

*А.М.Байрашевский, Н.Т.Ничипоренко*

# СУДОВЫЕ РАДИО - ЛОКАЦИ - ОННЫЕ СИСТЕМЫ

А. М. БАЙРАШЕВСКИЙ, Н. Т. НИЧИПОРЕНКО

# СУДОВЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Утверждено Управлением учебных заведений  
Министерства морского флота в качестве учебника  
для учащихся радиотехнической специальности высших инженерных  
морских училищ ММФ



МОСКВА — «ТРАНСПОРТ» — 1973

**Судовые радиолокационные системы.** Байрашевский А. М., Ничипоренко Н. Т. Изд-во «Транспорт», 1973, стр. 1—352.

В учебнике, кроме общих принципов радиолокации, рассмотрены особенности антенно-волноводных и приемо-передающих устройств судовых навигационных РЛС; индикаторы относительного и истинного движения; автоматическое сопровождение надводных объектов по дальности и азимуту и другие вопросы судовой радиолокационной техники.

Учебник подготовлен в соответствии с учебной программой по курсу «Судовые радиолокационные системы» для учащихся радиотехнической специальности высших инженерных морских училищ ММФ; может также служить пособием радиоспециалистам и штурманскому составу транспортного флота, занимающимся обслуживанием и эксплуатацией судовых и береговых навигационных РЛС. Рис. 263, табл. 6, библи. 33.

Гл. I—VII и XI написаны Байрашевским А. М., гл. VIII—X—Ничипоренко Н. Т.

**АЛЕКСАНДР МУСТАФОВИЧ БАЙРАШЕВСКИЙ  
НИКОЛАЙ ТИМОФЕЕВИЧ НИЧИПОРЕНКО  
СУДОВЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ**

Редактор Г. Н. Хохлачев  
Переплет художника Г. П. Казаковцева  
Технический редактор Н. Б. Усанова  
Корректоры: Т. А. Мальцева, Л. С. Садикова

---

Сдано в производство 24/I-1973 г. Подписано к печати 11/XI-1973 г. Бумага 60×90<sup>1</sup>/<sub>16</sub>, типографская № 2. 22 печ. л., 22,27 уч.-изд. л. Тираж 8000 экз. Т—15636 Изд. № 1-1-1/11 № 4421. Цена 99 коп. Заказ № 210.  
Изд-во «Транспорт», Москва, Басманный туп., 6а.

---

Типография «Моряк», Одесса, Ленина, 26.

Б  $\frac{3185(344) - 236}{049(01) - 73} 236 - 73$

## ВВЕДЕНИЕ

Развитие радиолокации связано с открытием А. С. Поповым явления отражения радиоволн различными объектами, находящимися на пути распространения электромагнитной энергии.

Еще в 1897 г. в своем отчете об опытах по радиосвязи на Кронштадтском рейде А. С. Попов указывал, что «наблюдалось также влияние промежуточного судна. Так, во время опытов между «Европой» и «Африкой» попадал крейсер «Лейтенант Ильин», и если это случалось при больших расстояниях, то взаимодействие приборов прекращалось, пока суда не сходили с одной прямой линии.

При низком положении вибратора и приемника мешает взаимодействию приборов и борт судна, в чем можно было убедиться опытом, помещая приемный прибор на катере, а вибратор на палубе».

Необходимо отметить, что только через 25 лет после А. С. Попова американские исследователи А. Тейлор и Л. Юнг, проводя опыты по радиосвязи на коротких волнах летом 1922 г., обнаружили, что «суда, двигавшиеся по реке Потомак вниз и вверх, затемняют и радиосигналы ...».

Практическое использование открытия А. С. Попова стало возможным позднее в результате развития техники ультракоротких волн, разработки электровакуумных приборов сверхвысокой частоты, совершенствования остронаправленных антенн и пр. В области развития радиолокации большая роль принадлежит отечественным исследованиям. По инициативе военных инженеров М. М. Лобанова и П. К. Ощепкова в начале 30-х годов начали проводиться исследования в области радиолокации в ряде научных организаций. В центральной радиолaborатории уже в 1933 г. под руководством Ю. К. Коровина были выполнены первые опыты по приему радиосигналов, отраженных от самолета.

В 1934 г. под руководством Б. К. Шембеля был испытан макет радиолокационной системы для обнаружения самолетов на



расстоянии 5—6 км. В 1936 г. под руководством Д. А. Рожанского разработана первая импульсная РЛС с электроннолучевым индикатором. В 1937 г. была создана радиолокационная станция с частотной модуляцией и измерением угловых координат равносигнальным методом. В 1940 г. были выпущены промышленные образцы импульсной РЛС типа «РУС» (радиоуправлятель самолетов), разработанной под руководством Ю. Б. Кобзарева, за что Ю. Б. Кобзарев совместно со своими сотрудниками был удостоен Государственной премии.

Благодаря большому вниманию со стороны партии и правительства в послевоенный период происходит качественный скачок в области радиолокации и радиоуправления. Развиваются новые методы радиолокации, осваиваются новые диапазоны волн и пр. Об успехах развития радиоэлектроники свидетельствуют наши достижения в области создания первых в мире искусственных спутников Земли и Луны, полетов в космос, исследования Луны и т. д.

Большое применение находит радиолокация в области морской и воздушной навигации. Судовая навигационная радиолокационная станция является основным радиотехническим устройством, обеспечивающим безопасность мореплавания. Все пассажирские и грузовые суда, а также суда промыслового флота оборудуются в настоящее время совершенной радиолокационной аппаратурой, выпускаемой нашей промышленностью.

---

---

## Глава I. ПРИНЦИПЫ РАДИОЛОКАЦИИ

### § 1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Радиолокацией называется обнаружение, определение координат и параметров движения различных объектов с помощью отражения, переизлучения или собственного излучения объектами радиоволн. Комплекс устройств, выполняющих эту задачу, представляет собою радиолокационную станцию (РЛС)<sup>1</sup>. Само слово «радиолокация» образовано от латинского слова «radio» — излучение и «locus» — место.

Радиолокационным объектом может быть любое физическое тело или группа тел, электрические и магнитные свойства которых отличаются от свойств среды, в которой распространяются радиоволны. В условиях мореплавания такими объектами являются суда, знаки навигационного ограждения, береговая черта, айсберги, береговые сооружения и пр. Радиолокационным объектом может быть также тело, излучающее радиоволны.

Полезная информация о радиолокационном объекте доставляется радиосигналами, приходящими от объекта к радиолокационной станции. В зависимости от происхождения этих сигналов радиолокация подразделяется на пассивную и активную. РЛС пассивной системы содержит в своем составе приемную антенну направленного действия, радиоприемное устройство и индикатор (рис. 1). Эта РЛС используется для приема сигналов, создаваемых тепловым радиоизлучением. Поэтому пассивная радиолокация называется часто радиотеплолокацией.

РЛС пассивной системы применяется для приема электромагнитной энергии, излучаемой Солнцем, Луной, звездами. На этом принципе работают так называемые радиосекстанты.

С помощью РЛС пассивной системы можно, например, различать границу между водой и сушей. Можно определять трассу проходящих судов, так как температура кильватерной струи бывает выше температуры воды.

---

<sup>1</sup> В иностранной литературе "Radar" (Radio detection and ranging) — радиообнаружение и определение расстояния.

Активная система радиолокации может быть с пассивным ответом (первичная радиолокация) или с активным ответом (вторичная радиолокация). РЛС с пассивным ответом содержит радиопередатчик, приемо-передающие антенны, радиоприемник и индикатор (рис. 2). Электромагнитная энергия прямых или зондирующих сигналов, излучаемых передающей антенной, распространяясь в пространстве, отражается от объекта и принимается приемником. С выхода приемника усиленные отраженные сигналы поступают на индикатор, где преобразуются в форму, удобную для получения информации о принятых сигналах.

Активная радиолокация с активным ответом отличается от системы с пассивным ответом наличием на объекте или заранее

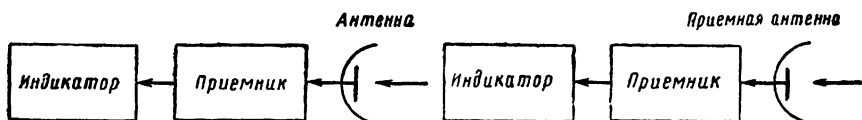


Рис. 1. Пассивная радиолокационная система

Рис. 2. Активная радиолокационная система с пассивным ответом

обусловленном пункте приемопередатчика (ответчика), который отвечает на сигналы РЛС (запросчика). Такая система позволяет не только обнаружить и определить координаты объекта, но и опознать объект. В зависимости от структуры зондирующих радиолокационных сигналов различают два метода радиолокационного обнаружения: метод непрерывного излучения колебаний и импульсный метод.

## § 2. МЕТОД НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

В данном случае зондирующие сигналы передатчика и отраженные сигналы на входе приемника представляют собой непрерывные высокочастотные колебания, существующие одновременно.

При непрерывном излучении обнаружение отраженного сигнала возможно только в том случае, когда частота принимаемых отраженных сигналов отличается от частоты зондирующих сигналов передатчика.

Для выполнения этого условия используется эффект Доплера—Белопольского или модуляция зондирующих радиолокационных сигналов. Сущность эффекта Доплера—Белопольского состоит в том, что частота колебаний, отраженных от движущегося объекта, отличается от частоты зондирующих сигналов.

Если в сторону неподвижной РЛС, излучающей непрерывные немодулированные колебания с частотой  $f_1$ , движется объект (рис. 3), то за единицу времени на него будет попадать, кроме колебаний  $f_1$ , еще дополнительное количество колебаний  $\Delta f$ . В результате, частота принимаемых отраженных сигналов увеличится и будет  $f_2 = f_1 + \Delta f$ .

В случае удаления объекта частота отраженных сигналов понизится до величины  $f_2 = f_1 - \Delta f$ , поскольку теперь на объект в единицу времени будет попадать на  $\Delta f$  колебаний меньше. Таким образом, частота принимаемых отраженных сигналов в зависимости от направления движения объекта будет  $f_2 = f_1 \pm \Delta f$ .

Определим значение частоты  $f_2$ . Когда передающее устройство генерирует и излучает колебания с угловой частотой  $\omega_1 = 2\pi f_1$ , то фаза излучаемых колебаний будет изменяться во времени по закону  $\varphi_1 = \omega_1 t = 2\pi f_1 t$ .

Фаза принимаемых отраженных сигналов соответственно

$$\varphi_2 = \omega_1 \left( t - \frac{2D}{c} \right) = 2\pi f_1 \left( t - \frac{2D}{c} \right),$$

где  $D$  — расстояние до объекта;

$c$  — скорость распространения радиоволн.

При движении объекта относительно РЛС расстояние изменяется, тогда угловая частота принимаемых колебаний будет

$$\omega_2 = \frac{d\varphi_2}{dt} = \omega_1 \left( 1 - \frac{2}{c} \frac{dD}{dt} \right),$$

или

$$f_2 = f_1 \left( 1 - \frac{2v_D}{c} \right),$$

где  $v_D = \frac{dD}{dt}$  — радиальная скорость объекта в направлении РЛС.

Подавая на вход приемника излучаемые  $f_1$  и принимаемые  $f_2$  колебания, получим на выходе приемника биения с разностной (доплеровской) частотой

$$F_D = f_1 - f_2 = \frac{2v_D}{c} f_1.$$

Выражая радиальную скорость (в км/ч), частоту  $f_1$  через длину волны (см), получим следующее выражение для определения частоты биений (доплеровского сдвига частоты):

$$F_D = 55,6 \frac{v_D}{\lambda_1}, \quad (1)$$

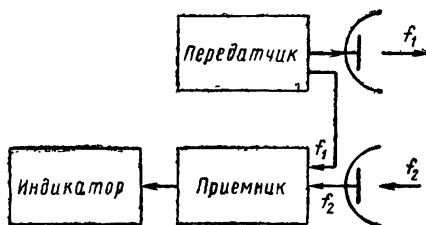


Рис. 3. Немодулированная РЛС непрерывного излучения

где

$$\lambda_1 = \frac{c}{f_1}.$$

Немодулированная система непрерывного излучения (доплеровская РЛС) позволяет обнаружить объект, определить его радиальную скорость и благодаря прямолинейному распространению радиоволн с помощью направленной антенны определить направление — запеленговать объект.

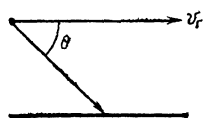


Рис. 4. Измерение  
путевой скорости

Главным достоинством данной системы является возможность обнаружения (селекции) движущихся объектов на фоне мешающих отражений.

Доплеровская РЛС используется для измерения скорости причаливания судов, а также в качестве измерителя скорости летательных аппаратов и угла сноса. В этом случае остронаправленная антенна РЛС, находящаяся на борту, облучает поверхность Земли и принимает отраженные сигналы (рис. 4). Если летательный аппарат перемещается с путевой скоростью  $v_r$ , то при горизонтальном полете радиальная составляющая скорости  $v_D = v_r \cos \theta$ .

Следовательно, согласно выражению (1), доплеровская частота будет:

$$F_D = 55,6 \frac{v_r}{\lambda_1} \cos \theta.$$

Откуда путевая скорость

$$v_r = F_D \frac{\lambda_1}{55,6 \cos \theta}.$$

Для определения угла сноса диаграмму направленности антенны поворачивают в горизонтальной плоскости до получения максимальной частоты доплеровского сдвига. Максимальная частота будет в момент совпадения оси диаграммы направленности антенны с вектором путевой скорости, тогда угол между осью диаграммы и летательного аппарата будет являться углом сноса.

Для увеличения точности измерения угла сноса и путевой скорости на практике применяют многолучевые системы с излучением в двух, трех или четырех направлениях.

Рассмотренная доплеровская РЛС с одним передатчиком не может измерять расстояние до объекта. Чтобы измерить расстояние, необходимо иметь два передатчика и два приемника, работающих непрерывно на разных частотах (рис. 5).

Мгновенное значение фазы колебаний, излучаемых передатчиком 1, работающим на частоте  $f_1$ , равно  $\phi_1 = 2\pi f_1 t$ , передат-

чиком 2, работающим на частоте  $f_2$ ,  $\varphi_2 = 2\pi f_2 t$ . Тогда мгновенные значения фаз отраженных колебаний будут равны:

$$\varphi_1' = 2\pi f_1 \left( t - \frac{2D}{c} \right);$$

$$\varphi_2' = 2\pi f_2 \left( t - \frac{2D}{c} \right).$$

Разность фаз колебаний на выходе приемника 1

$$\varphi_{p1} = \varphi_1 - \varphi_1' = \frac{4\pi D}{c} f_1;$$

на выходе приемника 2

$$\varphi_{p2} = \varphi_2 - \varphi_2' = \frac{4\pi D}{c} f_2.$$

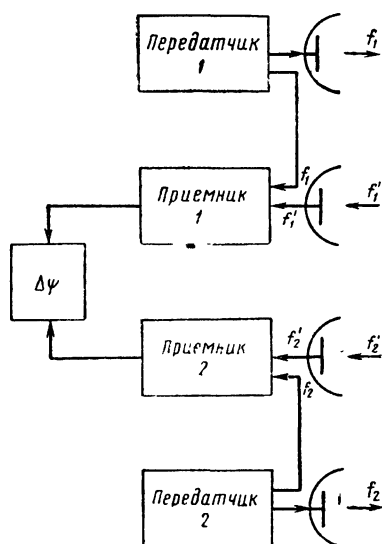


Рис. 5. Доплеровская РЛС для измерения расстояний

Эти колебания подаются на фазометр-индикатор, который измеряет разность фаз  $\Delta\psi$  двух доплеровских колебаний:

$$\Delta\psi = \varphi_{p1} - \varphi_{p2} = \frac{4\pi D}{c} \Delta f, \quad (2)$$

где  $\Delta f = f_1 - f_2$ .

Следовательно, разность фаз зависит от расстояния  $D$

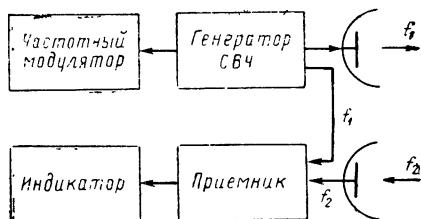


Рис. 6. РЛС непрерывного излучения с частотной модуляцией

до объекта и разности частот  $\Delta f$ . Так как  $\Delta f = \text{const}$ , то шкала фазометра-индикатора может быть отградуирована непосредственно в единицах дальности.

Для обеспечения однозначности отсчета разность частот  $\Delta f$  надо выбирать из условия  $\Delta\psi \leq 2\pi$ . Полагая  $D = D_{\max}$ , из выражения (2) следует, что  $\Delta f \leq \frac{c}{2D_{\max}}$ . Таким образом, выбор частоты  $f_1$  и  $f_2$  передатчиков определяется заданным максимальным расстоянием  $D_{\max}$ .

Модулированные РЛС непрерывного излучения используют частотную и шумовую модуляцию.

Блок-схема РЛС с частотной модуляцией изображена на рис. 6. Частотный модулятор может управлять колебаниями генератора сверхвысокой частоты по синусоидальному закону или по закону симметричной треугольной кривой (рис. 7, а). Как видно из этого графика, частота принимаемых отраженных сигналов  $f_2$  в каждый момент времени отличается от частоты  $f_1$  излучаемых колебаний на величину  $F_6$ , пропорциональную времени  $\Delta t$ , которое необходимо для распространения волн до объекта и обратно:

$$\Delta t = \frac{2D}{c}.$$

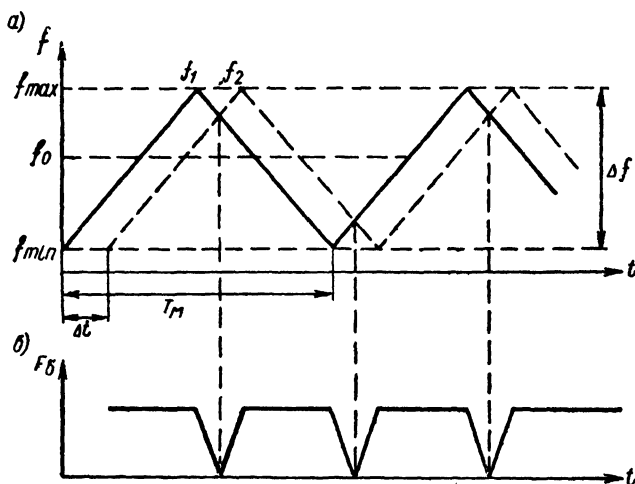


Рис. 7. Модуляция по закону симметричной треугольной кривой: а — изменение частоты зондирующих и отраженных сигналов; б — изменение частоты биений

На этом же графике показан закон изменения разностной частоты биений  $F_6$ . Скорость изменения частоты на линейном участке кривой  $f_1$  будет равна

$$\frac{df_1}{dt} = \frac{\Delta f}{0,5T_m} = 2\Delta f F_m,$$

где  $\Delta f$  — пределы отклонения (девиация) частоты;  
 $T_m$  — период модуляции;  
 $F_m$  — частота модуляции.

Тогда разностная частота биений определяется выражением

$$F_6 = f_1 - f_2 = \frac{df_1}{dt} \cdot \frac{2D}{c} = D \frac{4\Delta f F_m}{c};$$

откуда расстояние до объекта

$$D = F_6 \frac{c}{4\Delta f F_m}. \quad (3)$$

Это выражение соответствует неподвижному объекту и не учитывает уменьшения частоты биений до нуля в момент времени, когда  $f_1 = f_2$  (рис. 7, б).

Таким образом, частотно-модулированная РЛС позволяет обнаружить объект, определить дальность и направление на него. При обнаружении движущихся объектов разностная частота биений будет отличаться от выражения (3) ввиду того, что начинает сказываться эффект Допплера. Это влияние будет тем сильнее, чем больше радиальная скорость объекта.

Обычно в качестве прибора для измерения разностной частоты  $F_6$  биений используются счетчики импульсов (периодов  $T_6 = \frac{1}{F_6}$ ). Поэтому отсчет дальности имеет дискретный характер.

Количество  $N$  периодов колебаний (импульсов) за период модуляции  $T_m$  равно

$$N = \frac{T_m}{T_6} = \frac{F_6}{F_m}.$$

Из выражения (3) следует, что

$$N = D \frac{4\Delta f}{c}. \quad (4)$$

Минимально измеряемая дальность ограничена числом импульсов  $N=1$ , так как все меньшие расстояния дадут тот же результат измерения. Таким образом, при  $N=1$   $D=D_{\min}$ . Тогда из выражения (4) следует, что  $D_{\min} = \frac{c}{4\Delta f}$ .

Следовательно, для уменьшения  $D_{\min}$  и уменьшения дискретных последовательностей дальности (увеличения предельной разрешающей способности по расстоянию) следует увеличивать амплитуду изменения частоты передатчика, т. е. расширять спектр частот  $\Delta f$ .

Преимуществом частотно-модулированных РЛС является возможность измерения очень малых расстояний с высокой точностью.

Основным недостатком является сложность создания частотно-модулированных РЛС для одновременного наблюдения за несколькими особенно подвижными объектами. В этом случае на вход приемника поступают одновременно сигналы от всех обнаруженных объектов, и в зависимости от их расстояния частота биений будет разной.

Для приема таких сигналов и определения расстояния необходимо применять узкополосный фильтр, периодически перест-



равняемый по частоте, или использовать большое число узкополосных фильтров, перекрывающих весь диапазон частот биений. В этом случае дальность до заданного объекта определяется по номеру фильтра, настроенного на частоту биений, соответствующую данному расстоянию.

Указанные особенности частотно-модулированных РЛС обусловили широкое их использование в радиовысотомерах. Объясняется это тем, что отражающим объектом в этом случае является только земная поверхность, а это в значительной степени упрощает схему и конструкцию прибора.

### § 3. ИМПУЛЬСНЫЙ МЕТОД РАДИОЛОКАЦИИ

Очень широкое распространение в радиолокации получил импульсный метод, обладающий рядом преимуществ по сравнению с методом непрерывного излучения колебаний.

Импульсная РЛС периодически излучает кратковременные импульсы высокочастотных колебаний, а в промежутке между посылаемыми (зондирующими) импульсами принимает отраженные сигналы от объектов.

Отраженный импульсный сигнал от каждого объекта запаздывает по отношению к зондирующему на время  $t = \frac{2D}{c}$ .

По этому интервалу времени определяется дальность  $D = \frac{ct}{2}$ , а с помощью направленной антенны, как обычно, — направление (угол или азимут) на обнаруженный объект. При наличии нескольких объектов принимаемые отраженные сигналы будут смещены по времени в соответствии с дальностями. Это позволяет довольно просто осуществлять одновременное наблюдение за многими объектами, находящимися в радиусе действия РЛС, чему способствуют также методы индикации с помощью электроннолучевой трубки, применяемой в импульсных РЛС, или система автоматического съема дальности до одного или нескольких объектов.

Преимуществом импульсной РЛС является также возможность коммутации антенны, т. е. использования одной антенны для передачи и приема радиолокационных сигналов.

Недостатком импульсных РЛС является: необходимость применения больших мощностей зондирующих импульсов; невозможность измерения очень малых расстояний и относительно большая минимальная дальность, зависящие от длительности импульсов, минимальное значение которых ограничивается шириной частотного спектра и временем протекания переходных процессов в аппаратуре.

Преимущества импульсного метода особенно важны для навигационных РЛС. Поэтому судовые навигационные РЛС являются импульсными.

Импульсная РЛС содержит следующие основные элементы (рис. 8):

*синхронизатор*, который создает запускающие импульсы, управляющие и координирующие по времени работу остальных элементов схемы станции, причем каждому запускающему импульсу соответствует один цикл работы РЛС, длительность  $T_n$  которого называют периодом следования или повторения;

*модулятор*, который под действием запускающих импульсов вырабатывает прямоугольные импульсы напряжения (видеоимпульсы) большой амплитуды и определенной заданной длительности;

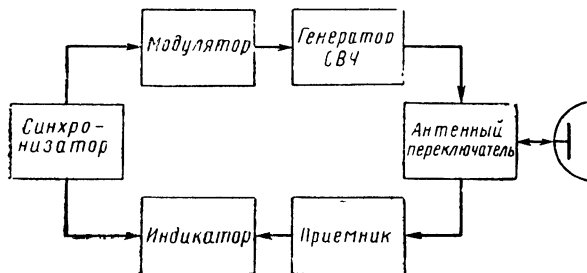


Рис. 8. Блок-схема импульсной РЛС

*генератор сверхвысокой частоты (СВЧ)*, создающий мощные радиопульсы СВЧ, длительность которых определяется длительностью модулирующих импульсов;

*антенно-фидерное устройство*, состоящее из остронаправленной антенны и волноводной линии;

*антенный переключатель* с очень малой инерционностью, который при передаче зондирующего импульса соединяет антенну с выходом генератора СВЧ и защищает вход приемника от воздействия мощного импульса передатчика. После окончания зондирующего импульса антенна через переключатель соединяется со входом приемника и находится в положении «Прием» до передачи следующего зондирующего импульса;

*приемник*, усиливающий принятые отраженные сигналы и преобразующий их в видеоимпульсы, подаваемые на индикатор;

*индикатор*, преобразующий напряжение принятых отраженных сигналов и видимое изображение на экране электроннолучевой трубки и выдающий координаты (например, дальность и азимут) заданного объекта.

#### § 4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

Определение угловых координат, т. е. направления на, обнаруженный объект, производится методом пеленгования с помощью направленной антенны.

В зависимости от антенной системы РЛС методы определения угловых координат могут быть амплитудными и фазовыми.

Амплитудные методы, использующие направленные свойства антенны, основаны на сравнении амплитуд сигналов, отраженных от объектов.

Фазовые методы заключаются в измерении разности фаз сигналов, отраженных от объектов и принятых различными приемными антеннами.

На практике в судовых радиолокационных системах используются следующие амплитудные методы: максимума, сравнения или равносигнальных.

При определении направления (пеленгации) по методу максимума антенна плавно поворачивается, и в момент, когда объект окажется в пределах диаграммы направленности антенны, на вход приемника будут поступать отраженные сигналы (рис. 9). Если объект является точечным, т. е. его угловые размеры меньше, чем ширина диаграммы направленности антенны, и сигнал не флюктуирует, то амплитуда сигнала изменяется по закону изменения формы диаграммы направленности антенны  $U_{вх}(\alpha)$ .

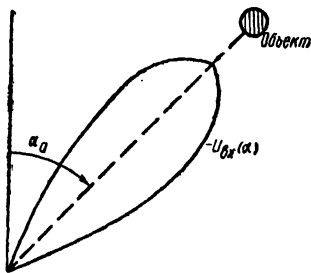


Рис. 9. Определение направления по методу максимума

Когда ось диаграммы направленности антенны совпадает с направлением на объект, напряжение на входе приемника оказывается максимальным и указатель поворота антенны даст отсчет курсового угла или пеленга на объект  $\alpha_0$ .

Достоинством метода максимума является его техническая простота и возможность получения наибольшего значения отношения сигнал/шум, так как в момент определения угловой координаты принимаемые отраженные сигналы имеют наибольшую амплитуду, отчего увеличивается дальность радиолокационного обнаружения.

Кроме того, наличие отраженного сигнала в момент пеленгования позволяет наблюдать объект на экране индикатора и измерить его координаты. Благодаря этим особенностям метод максимума широко используется в радиолокационных системах, работающих в режиме обзора, например судовых навигационных радиолокационных станциях.

Основным недостатком данного метода является относительно низкая точность определения угловой координаты вследствие того, что вблизи максимума диаграммы направленности антенны интенсивность принимаемых отраженных сигналов меняется очень мало.

Основным параметром антенной угломерной системы является ее пеленгационная характеристика, которая представляет

собой зависимость входного напряжения приемника от направления приходящих отраженных сигналов  $U_{вх}(\alpha)$ .

Точность измерения направления характеризуется крутизной пеленгационной характеристики или пеленгационной чувствительностью, которая является производной пеленгационной характеристики при  $\alpha = \alpha_0$ :

$$S_\alpha = \left| \frac{dU_{вх}}{d\alpha} \right|_{\alpha = \alpha_0}.$$

Зная минимальную величину изменения входного напряжения  $\Delta U_{вх}$ , которое можно заметить при пеленговании методом максимума, можно определить угловую ошибку  $\Delta\varphi$ , которая будет равна

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta U_{вх}}{S_\alpha}.$$

Следовательно, с уменьшением величины  $\Delta U_{вх}$  и увеличением крутизны пеленгационной характеристики точность отсчета угловых координат повышается. Однако из-за того, что при максимальном методе пеленгования пеленгационная чувствительность очень мала, ошибки пеленгования методом максимума будут равны

$$\Delta\varphi = (0,2 \div 0,3) \varphi_0,$$

где  $\varphi_0$  — ширина диаграммы направленности антенны по точкам половинной мощности, что соответствует уровню 0,7 диаграммы по напряженности поля (рис. 10).

Для повышения точности пеленгования необходимо применять остронаправленные антенны с более узкой диаграммой направленности. Это достигается использованием более коротких волн и увеличением размеров антенны.

Необходимо иметь в виду, что для РЛС с одной антенной, работающей на передачу и прием отраженных сигналов, диаграмма направленности антенны используется в формировании огибающей дважды: при передаче и при приеме сигналов. Поэтому результирующая диаграмма равна произведению диаграмм передающей и приемной антенн.

На рис. 11 показана результирующая диаграмма направленности одной и той же антенны при использовании на передачу и прием. Как следует из рис. 11, диаграмма направленности антенны по мощности при использовании ее только для передачи или приема сигналов соответствует диаграмме направленности той же антенны по напряженности поля при использовании ее на передачу и прием.

Угол раствора диаграммы по точкам половинной мощности в случае односторонней работы антенны (передача или прием) соответствует ширине диаграммы направленности антенны (на

уровне 0,5) по напряженности поля при работе антенны на передачу и прием.

При двусторонней работе антенны (на передачу и прием) ширина диаграммы направленности антенны по плотности мощности представляет собою угол  $\varphi_0$  между радиусами-векторами, проходящими через точки на уровне 0,25.

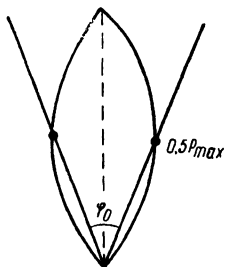


Рис. 10. Определение ширины диаграммы направленности антенны

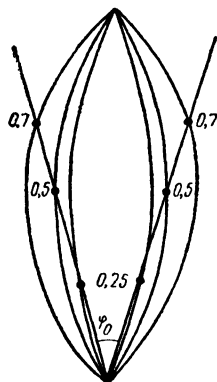


Рис. 11. Результирующая диаграмма направленности антенны при работе на передачу и прием сигналов

Метод сравнения или равносигнальный метод определения координат заключается в том, что прием отраженных сигналов производится одновременно на две антенны, диаграммы направленности которых смещены в пространстве на угол  $\gamma$ , или используется одна антенна с качающейся диаграммой направленности (рис. 12).

Если направление на объект совпадает с равносигнальным направлением, то напряжение принимаемых отраженных сигналов от объекта при обоих положениях диаграммы направленности антенны будет одинаково. При других положениях объекта относительно антенного устройства появляется некоторое напряжение рассогласования  $\Delta U_p$ , величина и знак которого зависят от угла рассогласования  $\Delta\alpha$ .

Главным достоинством равносигнального метода является более высокая точность определения направления на объект. Для этого угол  $\gamma$  смещения диаграмм следует выбирать таким, чтобы диаграммы пересекались в области высокой крутизны. Равносигнальный метод позволяет, кроме того, определить направление ухода движущегося объекта относительно равносигнального направления. Недостатком является относительно большая техническая сложность такой антенной системы по сравнению с методом максимума, а также меньшая дальность действия. Последнее обусловливается тем, что при равносигнальном методе используются участки диаграмм направленно-

сти антенны, соответствующие меньшему значению коэффициента направленности по сравнению с направлением максимума диаграммы.

Фазовые методы определения угловых координат основаны на измерении разности фаз сигналов, принимаемых двумя разнесенными в пространстве антеннами (рис. 13).

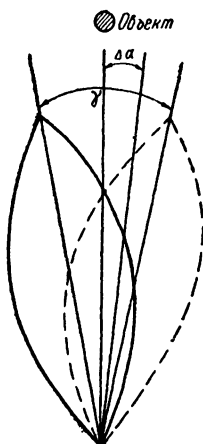


Рис. 12. Равносигнальный метод определения направления

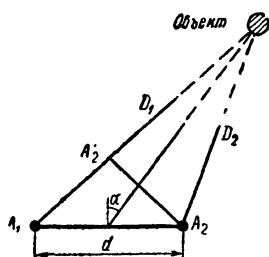


Рис. 13. Фазовый метод определения направления

Если антенны  $A_1$  и  $A_2$  расположены на расстоянии  $d$  и разность расстояний от антенн  $A_1$  и  $A_2$  до объекта равна  $D_1 - D_2 = \Delta D$ , то разность фаз принимаемых сигналов будет:

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta D. \quad (5)$$

Поскольку расстояние (база)  $d$  во много раз меньше расстояний  $D_1$  и  $D_2$ , то

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \alpha,$$

где  $\alpha$  — угол между нормалью к базе и направлением на объект, Откуда

$$\alpha = \arcsin \frac{\varphi}{\frac{2\pi}{\lambda} d}. \quad (6)$$

При малых значениях угла  $\alpha$ , когда  $\sin \alpha \approx \alpha$ , выражение (6) можно упростить:

$$\alpha = \frac{\varphi}{\frac{2\pi}{\lambda} d}. \quad (7)$$

Таким образом, измеряя при помощи фазометра фазовый сдвиг высокочастотных колебаний в антеннах, определяют направление (азимут) на объект относительно нормали к базе.

Точность определения направления  $\Delta\alpha$  зависит от точности отсчета фазового угла  $\Delta\varphi$  и может быть определена из следующего выражения:

$$\Delta\alpha = \frac{\Delta\varphi}{2\pi \frac{d}{\lambda} \cos \alpha}.$$

Таким образом, наибольшая точность определения направления будет при  $\alpha=0$ , т. е. в направлении перпендикуляра к базе. Недостатком фазового метода является неоднозначность отсчета и невозможность разрешения, т. е. раздельного наблюдения объектов.

Однозначное определение направления возможно только при изменении угла  $\varphi$  сдвига фаз в пределах от 0 до  $2\pi$ , что соответствует однозначному измерению направления на объект в пределах угла

$$\Delta\alpha = \frac{\lambda}{d}.$$

## § 5. ПРОСТРАНСТВЕННЫЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ОБЗОР

Чтобы обнаружить объект, антенна РЛС должна периодически облучать все точки зоны, подлежащей контролю, т. е. совершать обзор заданного пространства. Различают последовательный, параллельный и смешанный виды обзора.

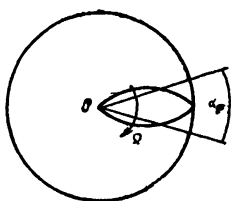


Рис. 14. Круговой обзор пространства

При последовательном обзоре луч антенны РЛС перемещается в пределах заданной зоны, периодически повторяя заданную траекторию. Время  $T_{обз}$ , необходимое для однократного перемещения луча по всей зоне обзора, называется периодом обзора.

Наиболее распространенным видом последовательного обзора является круговой (или секторный) линейный обзор, широко используемый в судовых навигационных РЛС для обнаружения и определения координат надводных и наземных объектов (рис. 14). В этом случае луч антенны с равномерной скоростью перемещается в горизонтальной плоскости, совершая круговое или (при секторном обзоре) возвратно-круговое движение. Скорость вращения антенны выбирается такой, чтобы период  $T_{обз}$  обзора был меньше. Это повышает точность измерения координат и уменьшает скачки отметки отраженных сигналов от движущегося объекта, воспроизводимых на экране индикатора. Однако уменьшение  $T_{обз}$  снижает накопление энергии отра-

женных сигналов и ухудшает тем самым условия наблюдения сигналов на экране индикатора при наличии помех.

Время  $t_{обл}$  облучения точечного объекта зависит от угла направленности антенны в горизонтальной плоскости и угловой скорости обзора

$$t_{обл} = \frac{\alpha_r^\circ}{\Omega}, \quad (8)$$

где  $\alpha_r^\circ$  — угол направленности антенны в горизонтальной плоскости, град;

$\Omega$  — угловая скорость обзора, град/сек.

Между угловой скоростью и числом  $n$  оборотов антенны в минуту имеет место следующая зависимость  $\Omega = \frac{\alpha_r^\circ}{6n}$ . Тогда время облучения  $t_{обл} = \frac{\alpha_r^\circ}{6n}$ .

Задаваясь временем облучения и шириной диаграммы направленности антенны, можно найти предельную угловую скорость обзора

$$\Omega_{max} = \frac{\alpha_r^\circ}{t_{обл}}$$

и максимальное число оборотов антенны

$$n_{max} = \frac{\alpha_r^\circ}{6t_{обл}}.$$

Откуда минимальная величина периода кругового обзора равна

$$T_{обз} = \frac{60}{n_{max}}.$$

Время облучения выбирается исходя из периода  $T_n$  следования импульсов и заданного минимального числа  $N_{min}$  отраженных импульсов в пачке, необходимого для уверенной фиксации объекта на экране индикатора,

$$t_{обл} = N_{min} T_n. \quad (9)$$

При секторном обзоре минимальная величина периода обзора определяется выражением

$$T_{обз.сек} = \xi \frac{\alpha_{обз}^\circ}{\Omega} = \xi \frac{\alpha_{обз}^\circ}{\alpha_r^\circ} t_{обл},$$

где  $\alpha_{обз}^\circ$  — угол секторного обзора;

$\xi$  — коэффициент использования времени обзора, учитывающий дополнительную затрату времени на выподнение реверса антенны РЛС;  $\xi = 1,2 \div 1,6$ .



Если секторный обзор создается круговым вращением антенны без излучения зондирующих импульсов вне рабочего сектора, то

$$\xi = \frac{360^\circ}{\alpha_{\text{обз}}}.$$

При обнаружении и определении координат воздушных объектов, кроме дальности и азимута, необходимо еще определять угол места (или высоту). В этом случае применяются более сложные методы пространственного обзора: винтовой, зигзагообразный или телевизионный, спиральный, конический, которые относятся к виду последовательного обзора.

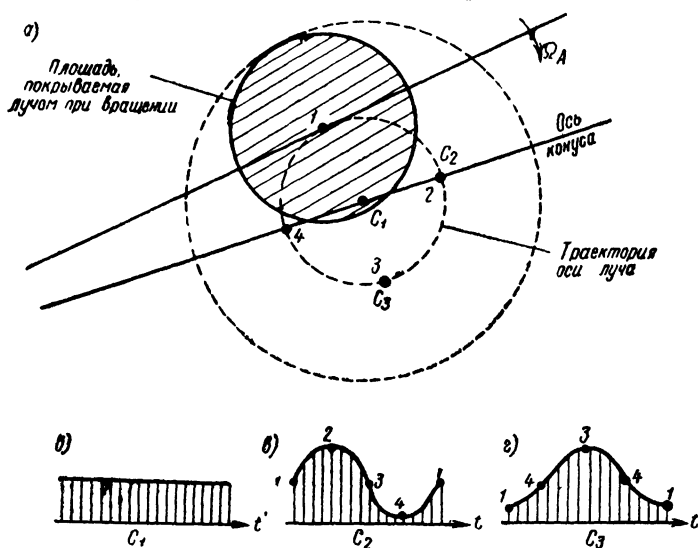


Рис. 15. Конический обзор пространства

Из перечисленных методов в судовых радиолокационных системах используется конический обзор, применяемый в судовых радиосекстансах.

Сущность конического обзора состоит в том, что ось диаграммы направленности антенны игольчатой формы описывает в пространстве коническую поверхность с постоянным углом при вершине (рис. 15, а). В результате в пространстве создается равносигнальная зона, направление которой совпадает с осью конуса.

Угол раствора конуса выбирается таким образом, чтобы при нахождении объекта на направлении оси конуса обеспечить часть достаточная интенсивность отраженных сигналов.

Точность определения координат методом конического обзора достаточно высока. Например, при ширине диаграммы на-

правленности антенны порядка нескольких градусов точность определения угловых координат достигает сотых долей градуса. Другим достоинством конического метода обзора является возможность определения направления отклонения объекта от равносигнальной зоны. Например, при нахождении объекта на оси равносигнальной зоны в точке  $C_1$ , совпадающей с оптической осью рефлектора антенны, интенсивность отраженных сигналов при всех положениях диаграммы направленности будет одинакова (рис. 15, б). Если объект смещен относительно равносигнальной зоны и находится в точке  $C_2$  или  $C_3$ , то величина отраженных сигналов будет зависеть от положения объекта относительно оси равносигнальной зоны (рис. 15, в, г).

В результате отраженные сигналы оказываются промодулированными по амплитуде. Частота модуляции определяется угловой скоростью  $\Omega_A$  вращения луча антенны. Глубина модуляции зависит от величины отклонения объекта от оси равносигнальной зоны, а фаза огибающей — от направления смещения объекта от оси этой зоны.

Для определения угловых координат объекта после приема отраженных сигналов или сигналов, непосредственно излучаемых объектом, должна быть выделена огибающая. Путем сравнения этой огибающей с синусоидальным опорным напряжением, имеющим ту же частоту и стабильную фазу, можно расшифровать координаты объекта.

## **§ 6. ОСНОВНЫЕ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ПАРАМЕТРЫ СУДОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ РЛС**

Судовые навигационные РЛС характеризуются определенными эксплуатационными и техническими параметрами, которые отражают способность РЛС выполнять те или иные навигационные задачи в области судовождения.

Основными эксплуатационными параметрами или характеристиками являются: максимальная и минимальная дальность, разрешающая способность, точность измерения расстояний и направлений, время обзора, эксплуатационная надежность, помехозащищенность и др.

**Максимальная дальность** радиолокационного обнаружения зависит от технических параметров радиолокационной станции, характеристик отражающего объекта, состояния атмосферы, подстилающей поверхности и других причин. Подробно этот вопрос рассматривается в гл. III.

**Минимальная дальность РЛС** определяется длительностью зондирующего импульса, временем восстановления чувствительности приемника, включая инерционность антенного переключателя при переходе из режима передачи в режим приема, а также зависит от высоты установки антенны РЛС и ширины диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости.

Пока происходит излучение зондирующего импульса, антенна отключена от приемника. Следовательно, в этот момент прием отраженных сигналов невозможен. Интервал времени  $\tau_n$ , в течение которого длится зондирующий импульс, соответствует расстоянию

$$D(\tau_n) = \frac{c\tau_n}{2}.$$

Выражая расстояние в метрах, скорость распространения радиоволн в метрах в секунду, а длительность импульса в микросекундах, получим

$$D(\tau_n) = 150\tau_n.$$

Кроме того, требуется еще некоторое время  $t_b$  на восстановление чувствительности приемника, который подзапирается энергией зондирующего импульса, попадающей на вход приемника через антенный переключатель, и необходимо некоторое время на срабатывание антенного переключателя.

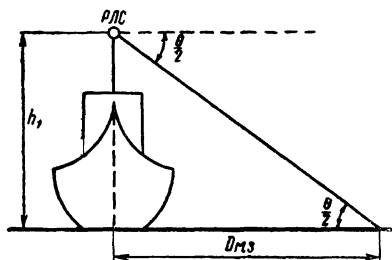


Рис. 16. Минимальная дальность РЛС

Для коротких импульсов ( $\tau_n \leq 1$  мксек) можно считать, что время восстановления не превышает длительность импульса, т. е.  $t_b \simeq \tau_n$ . Тогда минимальная дальность РЛС с учетом рассмотренных факторов оказывается равной  $D_{\min} = 150(\tau_n + t_b) = 300\tau_n$ . Значит, минимальная дальность уменьшается с укорочением длительности импульса.

Кроме длительности импульса, на величину минимальной дальности РЛС оказывает влияние так называемая мертвая зона станции, зависящая от высоты установки антенны и ширины диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости. Как следует из рис. 16, величина мертвой зоны равна

$$D_{м.з} = \frac{h_1}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2}},$$

где  $h_1$  — высота установки антенны;

$\theta$  — ширина диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости.

Таким образом, даже при очень малых значениях длительности импульсов минимальная дальность может оказаться большой за счет увеличения мертвой зоны РЛС.

**Разрешающая способность РЛС** характеризует возможность раздельного наблюдения и определения координат нескольких

объектов, расположенных на определенном расстоянии друг от друга.

Различают разрешающую способность по дальности или расстоянию и разрешающую способность по углу или направлению (азимуту).

*Разрешающая способность по дальности* численно оценивается расстоянием  $\Delta D$  между двумя раздельно наблюдаемыми объектами, расположенными в одном направлении относительно РЛС.

Пусть в направлении распространения зондирующего импульса находятся два точечных объекта на расстоянии  $d$  друг от друга (рис. 17). Раздельный прием отраженных сигналов от этих объектов возможен только при условии, что отражение от первого объекта закончится ранее, чем будет принят сигнал, отраженный от второго объекта. Поскольку отражение от первого объекта длится в течение длительности  $\tau_n$  импульса, а сигнал от второго объекта запаздывает на время  $\Delta t = \frac{2d}{c}$ , то условием раздельного приема сигналов будет являться следующее неравенство:  $\Delta t > \tau_n$ .

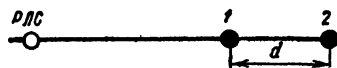


Рис. 17. Разрешающая способность РЛС по расстоянию

Умножив левую и правую части этого выражения на  $\frac{c}{2}$ , получим

$$\frac{\Delta t c}{2} > \frac{\tau_n c}{2}. \quad (10)$$

Левая часть выражения (10) представляет собою расстояние между объектами  $d = \frac{\Delta t c}{2}$ , а правая часть  $\Delta D = \frac{c \tau_n}{2}$  называется разрешающим расстоянием РЛС. Следовательно, для раздельного приема сигналов от первого и второго объектов необходимо, чтобы расстояние между ними было больше разрешающего расстояния  $d > \Delta D$ , которое зависит от длительности импульса. Часто разрешающую способность по дальности выражают через эффективную полосу частот сигнала. Тогда, на основании  $\Delta f = \frac{1}{\tau_n}$ , разрешающее расстояние РЛС будет

$$\Delta D = \frac{c \tau_n}{2} = \frac{c}{2 \Delta f}, \quad (11)$$

где  $\Delta f$  — эффективная полоса частот сигнала.

Выражение (11) соответствует случаю, когда отраженный сигнал имеет форму прямоугольного импульса. Для импульсов, отличающихся от прямоугольных, величина разрешающего расстояния будет иной. Например, сигнал в виде импульса с гауссовой огибающей имеет более высокую разрешающую способ-

ность. Величина разрешающего расстояния в этом случае определяется выражением

$$\Delta D = \frac{c \tau_n}{2,3} = \frac{c}{2,3\Delta f}.$$

Рассмотренные значения разрешающей способности по дальности являются предельными или потенциальными. На практике при приеме радиолокационных сигналов в условиях наличия помех, при возникновении дополнительного расширения импульсных сигналов за счет чрезмерного сужения полосы пропускания приемного устройства, при конечных размерах пятна на экране электроннолучевой трубки индикатора и других причинах реальная разрешающая способность будет всегда хуже, чем потенциальная.

*Разрешающая способность по направлению*, или азимуту, определяется минимальной величиной разрешающего угла  $\Delta\alpha$  между двумя объектами, расположенными в разных направлениях, но на одном расстоянии от РЛС, при котором отраженные сигналы от этих объектов принимаются раздельно.

Потенциальная или предельная разрешающая способность РЛС по азимуту зависит от ширины и формы диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости.

При аппроксимации диаграммы направленности гауссовой кривой потенциальная величина разрешающего угла равна  $\Delta\alpha^\circ = 0,7\alpha_r^\circ$ .

В случае прямоугольной аппроксимации разрешающий угол равен

$$\Delta\alpha^\circ = \alpha_r^\circ,$$

где  $\alpha_r^\circ$  — ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости по точкам половинной мощности (на уровне 0,5).

**Точность измерения координат** характеризуется величиной ошибок при взятии отсчетов с помощью РЛС. Ошибки могут возникать из-за искажения формы импульсных сигналов, неточности учета скорости распространения радиоволн, влияния помех, инструментальных ошибок приборов, ограниченной разрешающей способности органов чувств наблюдателя, например разрешающей способности глаза человека, и пр.

Ошибки измерения координат, как и всякие ошибки измерения, разделяются по признаку закономерности их возникновения на случайные и систематические.

*Случайные ошибки* происходят вследствие воздействия на работу РЛС различного рода факторов, точно предвидеть и учесть которые нельзя. К таким факторам относятся случайные изменения режима работы аппаратуры, воздействие помех, случайные ошибки наблюдателя и т. п.

Несмотря на то что величина и знак случайных ошибок от измерения к измерению одной и той же величины могут принимать различные значения, последовательность ряда измерений подчиняется, как правило, закону нормального статистического распределения (закону Гаусса), описываемому функцией

$$P(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right),$$

где  $P(x)$  — плотность вероятности случайных ошибок;

$x$  — случайная ошибка;

$\sigma$  — средняя квадратическая ошибка, равная

$$\sigma = \pm \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta x_i^2}.$$

Здесь  $n$  — количество измерений;

$\Delta x_i$  — случайная ошибка  $i$ -го измерения, равная

$$\Delta x_i = x_0 - x_i;$$

$x_0$  — истинное значение измеряемого параметра;

$x_i$  — значение параметра, полученное при  $i$ -м измерении.

Влияние величины средней квадратической ошибки на форму графика плотности нормального распределения вероятностей представлено на рис. 18 для трех значений:  $\sigma=1$ ;  $\sigma=2$  и  $\sigma=4$ .

Из рис. 18 видно, что разбросанность значений случайных величин находится в прямой зависимости от средней квадратической ошибки.

Кроме средней квадратической ошибки, для оценки точности измерения применяют также следующие критерии: средняя арифметическая ошибка, срединная, или вероятная, ошибка, максимальная, или предельная, ошибка.

Средняя арифметическая ошибка определяется следующим выражением

$$\begin{aligned} x_{cp} &= \pm \frac{1}{n} (|\Delta x_1| + |\Delta x_2| + |\Delta x_3| + \dots + |\Delta x_n|) = \\ &= \pm \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\Delta x_i|. \end{aligned}$$

Как следует из этой формулы, ошибка равна среднему арифметическому из абсолютных значений случайных ошибок ряда наблюдений.

Срединной, или вероятной, называют такое значение ошибки, по отношению к которой равновероятные случайные ошибки

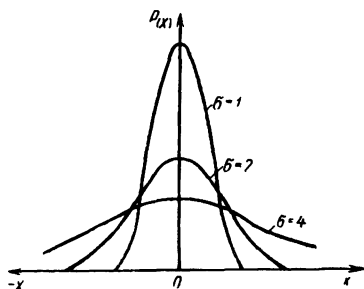


Рис. 18. График плотности распределения вероятностей по нормальному закону

не превосходят  $x_b$ , по абсолютной величине равной 0,5. Иными словами, 50% измерений имеют ошибку меньше  $x_b$ , а 50% — больше  $x_b$ .

Срединная ошибка определяется по формуле

$$x_b = \pm 0,675 \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta x_i^2}.$$

Максимальной называют такую ошибку  $x_m$ , вероятность превышения абсолютной величины которой практически приближается к нулю.

При нормальном законе распределения вероятная (срединная) и максимальная ошибки связаны со средней квадратической ошибкой следующими соотношениями:  $x_b \simeq \frac{2}{3}\sigma$  и  $x_m \simeq 3\sigma$ .

В повседневной практической работе часто для оценки точности определения координат при помощи РЛС пользуются так называемыми ошибками определенной вероятности. В этом случае производится большое число измерений координат объектов, и после соответствующей математической обработки определяется, в каком проценте из всего числа измерений ошибка не превышает определенного значения. Обычно ошибки наиболее часто даются для 85 или 95% наблюдений. Между ошибками определенной вероятности и средними квадратическими ошибками имеет место следующая зависимость:

$$x_{0,85} = 1,44\sigma; \quad x_{0,95} = 2\sigma.$$

*К систематическим*, т. е. постоянным, относятся ошибки, обусловленные определенными причинами, которые повторяются от одного измерения к другому или изменяются по известному закону. Таковыми могут быть, например, инструментальные ошибки, вызванные дополнительной задержкой отраженного сигнала в приемнике РЛС, ошибки, вызванные нелинейностью шкал, радиодевиацией РЛС, и т. п.

Систематические ошибки могут быть определены экспериментально или расчетным путем, скомпенсированы или учтены в виде соответствующих поправок с помощью таблиц и графиков.

При испытаниях радиолокационных станций определяются как случайные, так и систематические ошибки. Причем, случайные ошибки, характеризующие точность определения координат объектов, заносятся в формуляр станции. Критерием точности определения координат для навигационных РЛС является максимальная ошибка.

Систематические ошибки измерения дальности и угловых координат объектов необходимо тщательно определить и исключить из результатов наблюдений в процессе испытания РЛС.

По аналогии с разрешающей способностью точность измере-

ния координат можно разделить на потенциальную или предельную и реальную. Потенциальная точность измерения расстояний зависит от формы и длительности зондирующих импульсов и уровня шумов, точнее, отношения энергии сигнала к энергии шумов. Средняя квадратическая потенциальная ошибка измерения дальности для сигналов гауссовой формы равна

$$\delta_n = \frac{c \tau_n}{2 \sqrt{\pi q}},$$

где  $q$  — отношение энергии сигнала к энергии шума на выходе приемника.

**Потенциальная точность измерения направлений или азимута** определяется шириной и формой диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости и отношением энергии сигнала к энергии шумов на выходе приемника.

Потенциальная средняя квадратическая ошибка измерения азимута определяется по формуле

$$\varphi_n^\circ = \frac{\alpha_r^\circ}{\sqrt{\pi q}},$$

где  $\alpha_r^\circ$  — ширина диаграммы направленности антенны по точкам половинной мощности (на уровне 0,5).

**Помехозащищенность** называется способность РЛС сохранять свои основные параметры в заданных пределах при воздействии помех. Количественно помехозащищенность РЛС оценивается обычно дальностью действия РЛС при воздействии помех, поскольку в этом случае понижается отношение сигнал/шум на входе приемного устройства.

Повышение помехозащищенности РЛС достигается: увеличением энергетического потенциала станции, снижением интенсивности боковых лепестков диаграммы направленности антенны, сжатием динамического диапазона приемного устройства, управлением поляризацией поля излучаемых сигналов, специальными методами обработки принятых сигналов, применением различных устройств и схем защиты приемных устройств от помех и др.

## § 7. ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ РЛС

К основным техническим параметрам РЛС относятся: длина волны (несущая частота заполнения импульсов), мощность передатчика, частота следования или повторения импульсов, чувствительность и полоса пропускания приемника, ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной и вертикальной плоскости, коэффициент направленности антенны и др. Технические характеристики или параметры выбираются исходя из требований эксплуатационных параметров РЛС.

*Длина волны* судовой навигационной РЛС выбирается исходя из задачи: обеспечить работу РЛС импульсами малой дли-



тельности, получить высокую направленность антенны в горизонтальной плоскости без чрезмерного увеличения размеров антенны, обеспечить обнаружение как больших, так и малых низкорасположенных надводных объектов в заданном радиусе действия РЛС и пр.

Влияние импульсного характера сигналов на выбор длины волны обуславливается тем, что амплитуда колебаний нарастает и убывает в цепях не мгновенно, а постепенно по экспоненциальному закону. Например, процесс установления колебаний в контуре выражается следующей зависимостью:

$$u = U_m (1 - e^{-\alpha t}),$$

где  $\alpha$  — коэффициент затухания контура.

Чтобы за время  $t$ , равное длительности  $\tau_n$  импульса, т. е.  $t = \tau_n$ , амплитуда колебаний достигла значения  $0,95 U_m$ , необходимо выполнить следующее условие:  $\alpha \tau_n \geq 3$ . Тогда, помня, что  $\alpha = \frac{\pi}{Q} f$ , получим  $f = \frac{Q}{\tau_n}$  или  $\lambda = \frac{c \tau_n}{Q}$ .

Значит, при заданной добротности  $Q$  контура, с уменьшением длительности  $\tau_n$  импульса, длина волны РЛС должна выбираться короче. Например, для  $\tau_n = 1$  мксек и  $Q = 10^3$  длина волны РЛС должна быть не больше

$$\lambda \leq \frac{3 \cdot 10^{10} \cdot 10^{-6}}{10^3} = 30 \text{ см.}$$

В целях уменьшения минимальной дальности и повышения потенциальной разрешающей способности по дальности и точности измерения расстояний длительность импульсов современных судовых навигационных РЛС достигает величины  $\tau_n = 0,1 \div 0,02$  мксек. Тогда, при тех же условиях добротности  $Q$  контура, длина волны РЛС должна быть не более

$$\lambda_1 \leq \frac{3 \cdot 10^{10} \cdot 10^{-7}}{10^3} = 3 \text{ см}$$

или соответственно

$$\lambda_2 \leq \frac{3 \cdot 10^{10} \cdot 2 \cdot 10^{-8}}{10^3} = 0,6 \text{ см.}$$

Направленные свойства применяемых в настоящее время в радиолокации зеркальных антенн зависят от длины волны и размеров антенны и связаны известной приближенной зависимостью

$$\varphi^\circ \approx 60 \frac{\lambda}{d}, \quad (12)$$

где  $\varphi^\circ$  — ширина диаграммы направленности антенны по точкам половинной мощности, град;

$d$  — размеры антенны в соответствующей плоскости.

Для обеспечения высокой потенциальной разрешающей способности по азимуту и повышения потенциальной точности оп-

ределения направлений ширина диаграммы направленности судовых навигационных РЛС должна быть  $1-0^{\circ},25$ . Тогда из выражения (12) следует, что длина волны РЛС при средних размерах антенны в горизонтальной плоскости, равной  $d=220$  см, должна быть в пределах

$$\lambda_3 = \frac{1^{\circ} \cdot 220}{60} = 3,6 \text{ см}$$

и

$$\lambda_4 = \frac{0^{\circ},25 \cdot 220}{60} = 0,9 \text{ см}.$$

Увеличение длины волны свыше указанного значения вызывает необходимость применять антенны больших размеров или расширять диаграмму направленности антенны в горизонтальной плоскости.

Например, при длине волны  $\lambda=10$  см и увеличении размеров антенны в горизонтальной плоскости до допустимого для крупнотоннажных судов значения  $d=330$  см, ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости достигнет  $2^{\circ},3$ , отчего ухудшится разрешающая способность РЛС по направлению.

Кроме указанных факторов, длина волны РЛС оказывает влияние на дальность обнаружения низкорасположенных малых надводных объектов и на максимальную дальность радиолокационного обнаружения.

Как показано в гл. III, с уменьшением длины волны дальность обнаружения низкорасположенных надводных объектов увеличивается, но одновременно уменьшается максимальная дальность действия РЛС за счет затухания, связанного с увеличением поглощения электромагнитной энергии в тропосфере.

На основании изложенного в судовых навигационных РЛС используется сантиметровый и миллиметровый диапазон радиоволн. Причем, стандартными в этом диапазоне являются длины волн 8 мм; 3, 2 и 10 см.

**Частота следования или повторения импульсов** выбирается исходя из задачи однозначного определения дальности и эффективности обнаружения объектов в условиях кругового обзора. При этом учитывается длительность прямого хода развертки, скорость вращения антенны и ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости.

Для однозначного определения дальности до объекта необходимо, чтобы период  $T_n$  следования зондирующих импульсов

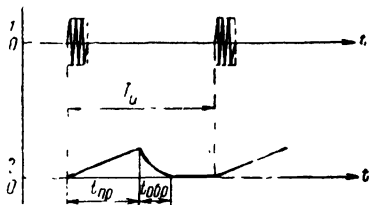


Рис. 19. Выбор максимальной частоты следования импульсов:  
1 — зондирующие импульсы; 2 — импульсы развертки ЭЛТ

превышал длительность  $t_{\text{пр}}$  прямого и  $t_{\text{обр}}$  обратного ходов развертки (рис. 19):

$$T_{\text{и}} > (t_{\text{пр}} + t_{\text{обр}}).$$

Длительность прямого хода развертки электроннолучевой трубки индикатора связана с дальностью обнаружения следующей зависимостью:

$$t_{\text{пр}} = \frac{2D_{\text{max}}}{c},$$

где  $D_{\text{max}}$  — максимальная дальность действия РЛС по шкале индикатора.

Время обратного хода обычно не превышает  $t_{\text{обр}} \leq 0,25 t_{\text{пр}}$ . Тогда  $T_{\text{и}} \geq \frac{2,5 D_{\text{max}}}{c}$ , или частота следования импульсов

$$F_{\text{и}} \leq \frac{c}{2,5 D_{\text{max}}}, \text{ или } F_{\text{и}} \leq \frac{65\,934}{D_{\text{max}}}, \quad (13)$$

где  $D_{\text{max}}$  — в м. *милях*.

Выражение (13) связывает максимальное значение частоты  $F_{\text{и}}$  следования импульсов с максимальной измеряемой дальностью до объекта. Минимальная частота следования импульсов  $F_{\text{и min}}$  выбирается исходя из задачи при заданной скорости обзора окружающего пространства, обеспечить облучение точечного объекта определенным минимальным количеством  $N_{\text{min}}$  зондирующих импульсов (отраженных импульсов в пачке), достаточным для обнаружения объектов с заданной вероятностью. Воспользовавшись выражением (8), связывающим время  $t_{\text{обл}}$  облучения объекта с шириной диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости  $\alpha_{\text{г}}^{\circ}$  и угловой скоростью вращения антенны, можно найти минимальную частоту  $F_{\text{и min}}$  следования импульсов по заданному значению  $N_{\text{min}}$ :

$$t_{\text{обл}} = \frac{\alpha_{\text{г}}^{\circ}}{\Omega}; \quad N_{\text{min}} = \frac{t_{\text{обл}}}{T_{\text{и}}} = \frac{\alpha_{\text{г}}^{\circ}}{\Omega} F_{\text{и min}},$$

откуда

$$F_{\text{и min}} \geq \frac{N_{\text{min}} \Omega}{\alpha_{\text{г}}^{\circ}}, \quad (14)$$

где  $N_{\text{min}}$  — должно быть не менее 10—15 импульсов в пачке.

Из выражения (14) следует, что при медленном вращении и широкой диаграмме направленности антенны минимальная частота  $F_{\text{и min}}$  следования импульсов может быть взята более низкой, а при узкой диаграмме направленности и большей скорости вращения антенны частота  $F_{\text{и min}}$  должна быть увеличена.

Практически рабочая частота  $F_{\text{и}}$  следования или повторения импульсов РЛС выбирается из условия  $F_{\text{и min}} < F_{\text{и}} < F_{\text{и max}}$  и лежит в среднем в пределах 400—3200 *имп/сек*. Учитывая, что

судовые навигационные РЛС обычно работают на разных шкалах дальности, рабочая частота  $F_n$  следования импульсов может изменяться. Например, на шкалах малой дальности используются частоты 1000—3200 *имп/сек*, на шкалах большой дальности 400—800 *имп/сек*.

**Мощность передатчика** оказывает влияние на дальность действия РЛС. Различают мощность импульсную и мощность среднюю.

Импульсной называют среднее значение мощности за время  $\tau_n$  длительности импульса. Средней является мощность за период  $T_n$  следования импульсов.

В общем случае импульсная мощность определяется следующим выражением:

$$P_n = \frac{\int_0^{\tau_n} P dt}{\tau_n},$$

где  $P$  — средняя мощность за период высокой (несущей) частоты.

Импульсная  $P_n$  и средняя  $P_{ср}$  мощности связаны между собой следующей зависимостью:

$$P_n \tau_n = P_{ср} T_n,$$

откуда

$$P_{ср} = P_n \frac{\tau_n}{T_n}, \quad \text{или} \quad P_{ср} = P_n \tau^n F_n.$$

В связи с тем что отношение  $\frac{P_n}{P_{ср}} = \frac{T_n}{\tau_n}$ , называемое скважностью, имеет значительную величину, средняя мощность РЛС оказывается равной нескольким десяткам ватт при импульсной мощности, достигающей десятков и сотен киловатт.

Для судовых навигационных РЛС импульсная мощность передатчиков бывает в пределах 10—100 *квт*.

**Чувствительность и полоса пропускания приемника** являются одними из важных параметров, так как наряду с мощностью передатчика определяют дальность радиолокационного обнаружения и качество работы РЛС.

Чувствительность приемника характеризует его способность принимать слабые сигналы при воздействии помех. В диапазоне сантиметровых волн, используемом судовыми навигационными РЛС, причинами помех будут собственные шумы приемника.

Источниками собственных шумов являются: тепловое движение электронов и других носителей зарядов в активных сопротивлениях и проводниках; флуктуации электронного потока, обусловленные дробовым эффектом электронных ламп; флуктуации, сопровождающие прохождение носителей заряда через потенциальные барьеры в полупроводниковых приборах и пр.

Шумовые свойства приемника характеризуются *коэффициентом шума*, который равен отношению:

$$N_{\text{ш}} = \frac{\left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вх}}}{\left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}}}, \quad (15)$$

где  $P_{\text{с.вх}}$  — мощность сигнала на входе приемника;  
 $P_{\text{ш.вх}}$  — мощность шумов на входе приемника;  
 $P_{\text{с.вых}}$  — мощность сигнала на выходе линейной части приемника (на входе детектора);  
 $P_{\text{ш.вых}}$  — мощность шумов на выходе линейной части приемника.

Коэффициент шума показывает, во сколько раз реальный приемник ухудшает отношение сигнала к шумам по сравнению с идеальным, нешумящим приемником.

Из выражения (15) находим мощность сигнала на входе приемника:

$$P_{\text{с.вх}} = P_{\text{ш.вх}} N_{\text{ш}} \left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}}.$$

Отношение  $\left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}} = m$  называется *коэффициентом различимости*, который определяет необходимый для нормальной работы минимум отношения мощности сигнала к мощности шума на выходе линейной части приемника. Тогда

$$P_{\text{с.вх}} = P_{\text{ш.вх}} N_{\text{ш}} m.$$

Шумы на входе приемника возникают за счет теплового движения электронов в антенне, создающих на ее сопротивлении  $R_{\text{А}}$ , равно сопротивлению излучения, напряжение шумов  $U_{\text{ш.вх}}$ . Величина этого напряжения определяется интегральной формулой

$$U_{\text{ш.вх}}^2 = 4kT_0 \int_{f_1}^{f_2} R_{\text{А}} df, \quad (16)$$

где  $k$  — постоянная Больцмана, равная  $1,38 \cdot 10^{-23}$  дж/град;  
 $T_0$  — температура антенны в абсолютных градусах, которую принимают равной  $290^\circ\text{K}$ ;  
 $\Delta f = f_1 - f_2$  — полоса пропускания частот.

Если в пределах полосы  $\Delta f$  сопротивление  $R_{\text{А}} = \text{const}$ , то выражение (16) принимает вид

$$U_{\text{ш.вх}}^2 = 4kT_0 R_{\text{А}} \Delta f.$$

Пользуясь эквивалентной схемой входной цепи приемника (рис. 20), можно определить величину шумового тока в цепи при согласовании антенны с входом приемника  $R_{\text{А}} = R_{\text{х}}$ :

$$I_{\text{ш.вх}} = \frac{U_{\text{ш.вх}}}{2R_{\text{А}}}.$$

Тогда мощность шумов на входе приемника будет

$$P_{ш.вх} = I_{ш.вх}^2 R_{вх} = \frac{U_{ш.вх}^2}{4R_A^2} R_{вх},$$

или окончательно

$$P_{ш.вх} = kT_0 \Delta f.$$

На основании изложенного, минимальная мощность сигнала на входе, представляющая собой чувствительность приемника, равна

$$P_{пр(мин)} = N_{ш} m k T_0 \Delta f. \quad (17)$$

Из выражения (17) видно, что чувствительность приемника в основном определяется коэффициентом шума  $N_{ш}$  и полосой пропускания частот  $\Delta f$ .

Величина коэффициента шума зависит от конструкции приемника и рабочей частоты настройки. В диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн величина коэффициента шума может достигать 30—100.

Полоса пропускания  $\Delta f$  определяется длительностью импульсов. Ее оптимальное значение, при котором отношение сигнал/шум на выходе приемника будет максимальным, приблизительно равно  $\Delta f_{опт} = \frac{1,37}{\tau_{и}}$ . Количественно

способность приемника принимать слабые сигналы при наличии помех характеризуется *предельной* и *реальной*, или *пороговой*, чувствительностями.

Предельной называют такую минимальную мощность на входе приемника, при которой отношение мощности сигнала к мощности шума на выходе линейной части приемника равно единице:

$$\frac{P_{с.вых}}{P_{ш.вых}} = 1.$$

Реальной, или пороговой, чувствительностью называют минимальную мощность на входе приемника, при которой отношение мощности сигнала к мощности шумов на выходе линейной части приемника равно коэффициенту различимости  $m > 1$ .

$$\frac{P_{с.вых}}{P_{ш.вх}} = m.$$

Чувствительность приемника выражается в единицах мощности (долях ватта) или децибелах

$$P_{пр мин} = 10 \lg \frac{P_{оп}}{P_{пр (мин)}} \text{ дб},$$

где  $P_{оп}$  — опорный уровень мощности, равный обычно 1 вт.

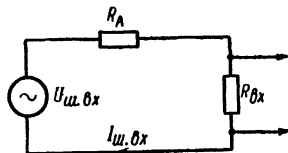


Рис. 20. Эквивалентная схема входной цепи приемника

Чувствительность приемников современных судовых навигационных РЛС имеет величину порядка  $10^{-11} - 10^{-12}$  вт, или 110—120 дб относительно опорного уровня  $P_{оп} = 1$  вт.

Для получения высокой разрешающей способности по азимуту и необходимой точности определения направления на обнаруженные объекты при наличии крена и дефферента судна форма диаграммы направленности антенны судовой навигационной РЛС должна быть веерной, т. е. узкой в горизонтальной и широкой в вертикальной плоскости, и обладать достаточной направленностью, от которой во многом зависит дальность действия РЛС.

Основными параметрами, характеризующими свойства антенны, являются: ширина диаграммы направленности в горизонтальной  $\alpha_r$  и вертикальной  $\theta$  плоскостях по точкам половинной мощности (на уровне 0,5); степень подавления или интенсивность боковых лепестков; коэффициент направленности и коэффициент усиления антенны по мощности; характер поляризации электромагнитного поля.

Коэффициент направленности антенны представляет собой отношение максимальной интенсивности излучения  $A_{max}$  к средней интенсивности излучения  $A_{ср}$ :

$$G = \frac{A_{max}}{A_{ср}}.$$

Под интенсивностью излучения понимается излучаемая мощность  $P$  за единицу телесного угла, тогда  $A_{max} = \frac{P}{\alpha_r \theta}$ ;  $A_{ср} = \frac{P}{4\pi}$ . Откуда коэффициент направленности антенны равен

$$G = \frac{4\pi}{\alpha_r \theta}. \quad (18)$$

Если значения ширины диаграммы направленности антенны по точности половинной мощности выражены в градусах, то

$$G = \frac{41\,253}{\alpha_r^\circ \theta^\circ}.$$

Форма диаграммы направленности реальной антенны, кроме основного лепестка, имеет ряд боковых лепестков, интенсивность которых уменьшается с увеличением угла отклонения от оси основного лепестка. При слишком большой интенсивности боковых лепестков происходит уменьшение мощности, излучаемой в основном направлении, что снижает коэффициент направленности антенны, а также может вызвать появление ложных изображений объектов на экране индикатора.

Интенсивность или степень подавления боковых лепестков выражается в децибелах и характеризуется отношением  $\gamma$  мощ-

ности  $P_6$  максимального бокового лепестка к мощности  $P$  основного лепестка:

$$\gamma = 10 \lg \frac{P_6}{P} \text{ дб.}$$

Для обеспечения нормальной работы судовой навигационной РЛС уровень боковых лепестков должен быть на 20—30 дб ниже уровня основного лепестка.

Характер поляризации антенны определяется направлением вектора электрического поля  $\vec{E}$ .

Обычно антенны судовых навигационных РЛС используют линейную горизонтальную или вертикальную поляризацию, при которой направление вектора электрического поля горизонтально или вертикально.

Для ослабления влияния метеорологических факторов на обнаружение объектов рекомендуется использовать антенны с круговой поляризацией поля.

В табл. 1 приведены типовые технические параметры судовых навигационных РЛС отечественного и иностранного производства [1].

Таблица 1

| Наименование параметра                                                              | Значение параметра               |                                  |                                  |
|-------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|
| Длина волны . . . . .                                                               | 10 см                            | 3,2 см                           | 0,8 см                           |
| Ширина раскрыва антенны . . . . .                                                   | 3,3—3,6 м                        | 0,9—3,3 м                        | 0,9—2,2 м                        |
| Ширина диаграммы направленности на уровне 0,5: в горизонтальной плоскости . . . . . | 1,8—2°3                          | 0,6—1°8                          | 0,3—0°4                          |
| в вертикальной плоскости . . . . .                                                  | 18—22°                           | 15—27°                           | 17—24°                           |
| Ослабление боковых лепестков . . . . .                                              | 23—26 дб                         | 21—28 дб                         |                                  |
| Скорость вращения антенны . . . . .                                                 | 12—20 об/мин                     | 15—25 об/мин                     | 24—40 об/мин                     |
| Мощность в импульсе . . . . .                                                       | 30—80 квт                        | 60—80 квт                        | 15—30 квт                        |
| Длительность импульсов . . . . .                                                    | 0,1—1 мксек                      | 0,05—1 мксек                     | 0,02—0,05 мсек                   |
| Частота следования импульсов . . . . .                                              | 850—4000 имп/сек                 | 625—4000 имп/сек                 | 4000—5000 имп/сек                |
| Полоса пропускания приемника . . . . .                                              | 6—12 Мгц                         | 6—25 Мгц                         | 50—60 Мгц                        |
| Максимальная дальность по шкале индикатора . . . . .                                | 50—64 мили                       | 12—64 мили                       | 8—10 км                          |
| Диаметр экрана . . . . .                                                            | 42—45 см                         | 12—45 см                         |                                  |
| Минимальная шкала дальности . . . . .                                               | 0,5—1 миля                       | 0,25—1 миля                      | 30—45 см                         |
| Чувствительность приемника . . . . .                                                | $10^{-11} - 10^{-12} \text{ вт}$ | $10^{-11} - 10^{-12} \text{ вт}$ | $10^{-11} - 10^{-12} \text{ вт}$ |



## Глава II. ОТРАЖАЮЩИЕ СВОЙСТВА ОБЪЕКТОВ

### § 8. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ОБЪЕКТОВ

Когда на пути распространения радиоволн находится какой-либо объект — физическое тело, по своим электрическим параметрам (проводимости, диэлектрической или магнитной проницаемости) резко отличающееся от окружающей среды, то при облучении в поверхностном слое этого объекта возникают высокочастотные токи, создающие вторичное поле, переизлучаемое объектом в окружающее пространство. Часть мощности вторичного поля, достигая антенны РЛС, является источником отраженных сигналов, принимаемых РЛС.

Отражение радиоволн от объектов по своему характеру может быть зеркальным, рассеянным, или диффузным, и резонансным.

*Зеркальное отражение* возникает при гладкой отражающей поверхности, когда размеры объекта и радиус кривизны участков его поверхности во много раз больше длины волны облучающего поля. В этом случае отражение происходит по законам, близким к оптическим, т. е. угол падения равен углу отражения.

Шероховатая поверхность объекта вызывает *рассеянное отражение*. В этом случае из-за различного расположения элементов отражающей поверхности относительно фронта падающей волны электромагнитная энергия отражается в разных направлениях, что вызывает рассеяние радиоволн.

Когда размеры объекта или его отдельных частей соизмеримы с длиной волны или кратны  $\lambda/2$  или  $\lambda/4$ , возникает *резонансное отражение*, отчего интенсивность отраженных сигналов может возрасти. Однако резонансное отражение по своему характеру неустойчиво и зависит от формы и положения отражающего объекта по отношению к фронту падающей волны.

Отражающие свойства объекта влияют на дальность радиолокационного обнаружения и зависят, кроме характера отражения, от размеров, материала, конфигурации, длины волны РЛС и направления облучения объекта. Количественно отражающие свойства объекта оцениваются эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР).

ЭПР представляет собою некоторую фиктивную, непоглощающую площадь  $S_z$ , которая, будучи помещена в точку объекта, создает на входе антенны РЛС плотность мощности отраженного сигнала, равную плотности мощности, отраженной от реального объекта (например, судна того или иного типа).

Количественно эффективная площадь рассеяния определяется следующим образом. Пусть на объект с общей площадью  $S$  воздействует плотность потока мощности  $P_1$ , создаваемая РЛС.

Тогда объект будет поглощать и переизлучать в окружающее пространство мощность, равную

$$P = SP_1. \quad (19)$$

Часть этой мощности, достигая РЛС, создает у антенны плотность потока мощности  $P_2$ , которая по определению будет равна

$$P_2 = \frac{PG_0}{4\pi D^2} = \frac{I_1 SG_0}{4\pi D^2}, \quad (20)$$

где  $G_0$  — коэффициент направленности отражающего объекта в сторону РЛС;

$D$  — расстояние между РЛС и отражающим объектом.

В выражении (20) произведение

$$SG_0 = S_s, \quad (21)$$

является эффективной поверхностью рассеяния объекта, которая оказывается равной

$$S_s = 4\pi D^2 \frac{P_2}{I_1}. \quad (22)$$

Или, выражая плотность потока мощности  $P_1$  и  $P_2$  через напряженность поля:

$$P_1 = \frac{E_1^2}{120\pi} \quad \text{и} \quad P_2 = \frac{E_2^2}{120\pi},$$

получим

$$S_s = 4\pi D^2 \frac{E_2^2}{E_1^2}. \quad (23)$$

Иногда при расчетах ЭПР объектов удобно пользоваться формулой, которую можно получить из выражений (19) и (21):

$$S_s = \frac{P}{P_1} G_0. \quad (24)$$

Эффективная поверхность рассеяния может быть вычислена только для объектов простейшей формы, например полуволнового пассивного вибратора, металлического листа, шара, углового отражателя и пр. При этом допускается, что все эти объекты выполнены из однородного идеально проводящего материала, т. е. не имеют потерь.

Эффективная поверхность рассеяния или отражения объектов, имеющих сложную конфигурацию (суда, знаки навигационного ограждения, другие надводные объекты), может быть определена только экспериментально.

## § 9. ЭФФЕКТИВНАЯ ПОВЕРХНОСТЬ РАССЕЯНИЯ ОБЪЕКТОВ ПРОСТЕЙШЕЙ ФОРМЫ

**Полуволновый пассивный вибратор.** При определении эффективной поверхности рассеяния полуволнового пассивного вибратора допустим, что вектор электрического поля  $\vec{E}$  расположен параллельно вибратору (рис. 21).

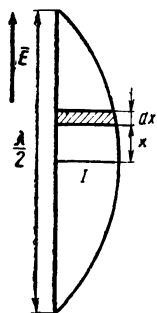


Рис. 21. Определение ЭПР полуволнового симметричного вибратора

Возникающий ток распределен вдоль вибратора синусоидально. Поэтому на расстоянии  $x$  от центра вибратора величина тока будет равна.

$$i = I \cos \frac{2\pi}{\lambda} x,$$

где  $I$  — величина тока в пучности.

Мощность, извлекаемая вибратором из окружающего пространства, определяется известным выражением

$$P = \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} E_1 i \cos \varphi dx,$$

где  $\varphi$  — угол сдвига фаз между  $E_1$  и  $i$ .

Так как по условию  $\varphi = 0$ , то

$$P = \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} E_1 I \cos \frac{2\pi}{\lambda} x dx = \frac{E_1 I \lambda}{\pi}.$$

Считая, что вибратор потерь не имеет, вся поглощаемая им мощность переизлучается в окружающее пространство:

$$P_e = P = \frac{E_1 I \lambda}{\pi} = \frac{E_1^2 \lambda^2}{R_e \pi^2},$$

где  $R_e$  — сопротивление излучения вибратора.

Согласно формуле (24), получаем следующее выражение для эффективной поверхности рассеяния:

$$S_e = \frac{E_1^2 \lambda^2 G_0}{R_e \pi^2 \Pi_1}.$$

Известно, что сопротивление излучения полуволнового симметричного вибратора  $R_e = 73,3 \text{ ом}$ , а коэффициент направленности  $G_0 = 1,64$ .

Тогда, помня, что плотность потока мощности равна

$$\Pi_1 = \frac{E_1^2}{120\pi},$$

получим окончательно

$$S_e = \frac{120 \cdot 1,64}{73,3\pi} \lambda^2 = 0,86 \lambda^2. \quad (25)$$

Когда угол между вибратором и электрическим вектором поля равен  $\theta$ , то

$$S_s = 0,86\lambda^2 \cos^4 \theta.$$

Если вибратор расстроен, то появление реактивной составляющей в его полном сопротивлении уменьшает эффективную площадь рассеяния пассивного вибратора.

**Плоский металлический лист.** В случае, когда металлический лист, размеры которого во много раз больше длины волны, расположен перпендикулярно направлению распространения радиоволн (рис. 22), можно считать, что отражение энергии таким листом происходит так же, как излучение энергии синфазной односторонне излучающей антенной.

На основании выражения (18) находим коэффициент направленности нормально расположенного металлического листа как отношение полного телесного угла сферы к телесному углу, в котором происходит отражение от листа,

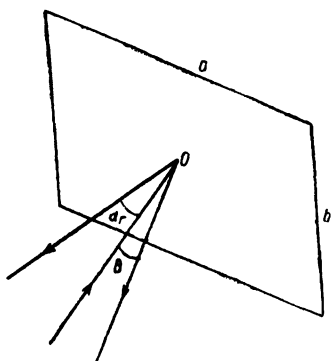


Рис. 22. ЭПР металлического листа

$$G_0 = \frac{4\pi}{\alpha_r \theta}, \quad (26)$$

где  $\alpha_r = \frac{\lambda}{a}$  — угол направленности в горизонтальной плоскости;  
 $\theta = \frac{\lambda}{b}$  — угол направленности в вертикальной плоскости.

Тогда

$$G_0 = 4\pi \frac{S}{\lambda^2},$$

где  $S = ab$  — площадь листа.

Используя выражение (21), определяем эффективную поверхность рассеяния металлического листа

$$S_s = SG_0 = 4\pi \frac{S^2}{\lambda^2}. \quad (27)$$

Благодаря зеркальному отражению в сторону РЛС при нормальном облучении, эффективная поверхность рассеяния металлического листа имеет очень большую величину. Например, ЭПР листа площадью  $S = 1 \text{ м}^2$  при длине волны  $\lambda = 3,2 \text{ см}$  равна

$$S_s = \frac{4\pi \cdot 10^8}{10,24} = 12\,265 \text{ м}^2.$$

Если длину волны РЛС уменьшить до  $\lambda = 0,8 \text{ см}$ , то ЭПР такого листа увеличится и будет равна:

$$S_s = \frac{4\pi \cdot 10^8}{0,64} = 196\,250 \text{ м}^2.$$

При отклонении направления облучения от нормали ЭПР листа очень резко уменьшается. Происходит это потому, что диаграмма рассеяния листа аналогична диаграмме направленности синфазной антенны. Например, формула для расчета ЭПР листа, расположенного под углом  $\alpha$  между направлением облучения и нормалью к листу, в плоскости стороны  $a$

$$S_3 = 4\pi \frac{S^2}{\lambda^2} \cos^2 \alpha \left[ \frac{\sin \frac{2\pi a}{\lambda} \sin \alpha}{\frac{2\pi a}{\lambda} \sin \alpha} \right]^2$$

эквивалентна известному выражению для расчета диаграммы направленности синфазной антенны

$$E(x) = E_0 \left( \frac{\sin x}{x} \right).$$

**Угловые отражатели.** Для увеличения интенсивности вторичного излучения применяют искусственные угловые отражатели, эффективная поверхность рассеяния которых остается постоянной в достаточно большом секторе облучения, достигающем одного квадранта

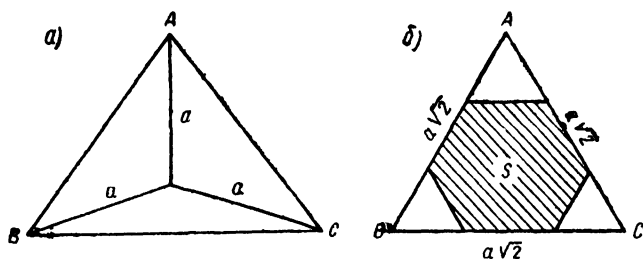


Рис. 23. Угловой отражатель

Искусственные отражатели представляют собой систему из двух или из трех взаимно перпендикулярных металлических плоскостей. Грани такого отражателя могут иметь различную форму и размеры.

Простейший угловой отражатель состоит из трех взаимно перпендикулярных пластин (рис. 23, а).

Исходя из законов геометрической оптики, угловые отражатели обладают способностью отражать падающие на них электромагнитные волны в направлении облучающей РЛС. Это свойство в данном отражателе обеспечивается трехкратным отражением от стенок, которое испытывает волна, если направление облучения находится вблизи оси симметрии углового отражателя.

Эффективная поверхность рассеяния углового отражателя приближенно равна эффективной поверхности рассеяния

шестиугольника, вписанного во внешний контур отражателя (рис. 23, б).

Площадь вписанного шестиугольника равна  $S = \frac{a^2}{\sqrt{3}}$ .

Подставляя значение  $S$  в выражение (27), находим величину эффективной поверхности рассеяния углового отражателя с треугольными гранями:

$$S_3 = 4\pi \frac{a^4}{3\lambda^2}.$$

Угловые отражатели широко используются для установки на буйах, деревянных судах, спасательных шлюпках и других слабо отражающих объектах, повышая их дальность обнаруже-

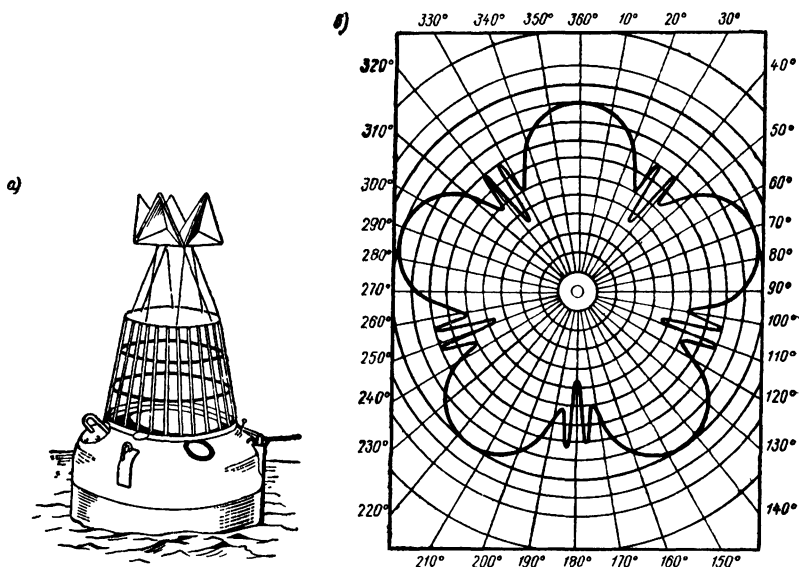


Рис. 24. Комплект угловых отражателей

ния. Например, эффективная поверхность рассеяния буйа второго класса составляет около  $0,5 \text{ м}^2$ , а поверхность рассеяния углового отражателя, показанного на рис. 23, со стороны ребра  $a=0,43 \text{ м}$  равна  $149 \text{ м}^2$ .

Если необходимо обеспечить интенсивное отражение во всех направлениях, то угловые отражатели устанавливают группами по несколько штук, располагая их по окружности.

На рис. 24, а показан комплект угловых отражателей, смонтированных на буйе, на рис. 24, б — диаграмма отражения такого комплекта.

При изготовлении угловых отражателей необходимо особое внимание обращать на строгую перпендикулярность граней,

гладкость поверхности и прочее, так как, например, смещение грани уголка на величину  $\lambda/2$  уменьшает интенсивность отраженного сигнала на 3 дБ.

**Эффективная поверхность рассеяния шара.** Рассмотрим общий случай — отражение электромагнитной энергии от криволинейной поверхности.

Пусть плоская волна с напряженностью электрического поля  $E_1$  облучает криволинейную поверхность, размеры которой во много раз больше длины волны (рис. 25). Тогда напряженность поля  $E_2$ , отраженного в обратном направлении от этой поверхности, определяется на основании принципа Гюйгенса путем суммирования полей от отдельных участков  $ds$  поверхности  $S$  следующим образом:

$$E_2 = \frac{1}{\lambda} \int_S E_1 \exp \left( -j \frac{4\pi r}{\lambda} \right) \cos \theta \, ds,$$

где  $ds$  — элемент поверхности;

$\theta$  — угол между направлением луча и нормалью к  $ds$ .

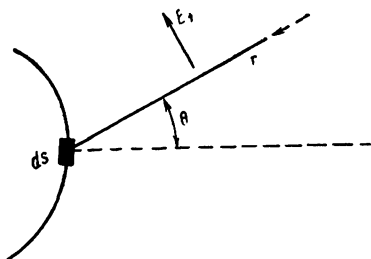


Рис. 25. Отражение от криволинейной поверхности

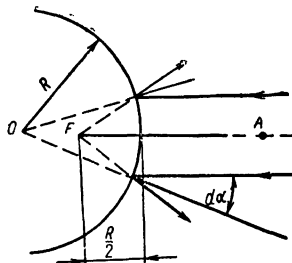


Рис. 26. Эффективная поверхность рассеяния металлического шара

Так как практически расстояние  $r$  намного превышает размеры поверхности, то, следовательно,  $E_1$  и  $r$  можно считать постоянными. Тогда

$$E_2 = \frac{E_1}{r\lambda} \int_S \exp \left( -j \frac{4\pi}{\lambda} \right) \cos \theta \, ds.$$

Для определения эффективной поверхности рассеяния металлического шара, радиус  $R$  которого намного превышает длину волны  $R \gg \lambda$ , обратимся к рис. 26.

Пусть шар облучается потоком мощности плотностью  $\Pi_1$ . Тогда, пользуясь законами геометрической оптики, для лучей, падающих под очень малым углом  $d\alpha$  к радиусу (почти нормально к поверхности шара), можно найти так называемый мнимый фокус  $F$ , из которого как бы исходят отраженные лучи.

Ввиду того что для отраженных лучей угол к направлению падения равен  $2d\alpha$ , то мнимый фокус лежит на расстоянии от центра, равном половине радиуса.

Плотность потока отраженной мощности  $\Pi_2$  на расстоянии  $r$  от фокуса будет во столько раз меньше, чем на поверхности шара  $\Pi_1$ , во сколько раз  $r^2$  больше квадрата фокусного расстояния. Таким образом, можно написать, что

$$\frac{\Pi_2}{\Pi_1} = \left(\frac{R}{2r}\right)^2.$$

Подставляя полученное значение отношения плотности потоков мощностей  $\frac{\Pi_2}{\Pi_1}$  в выражение (22), найдем величину эффективной поверхности рассеяния металлического шара

$$S_9 = 4\pi r^2 \left(\frac{R}{2r}\right)^2 = \pi R^2. \quad (28)$$

Значит, при условии  $R \gg \lambda$ ,  $S_9$  шара не зависит от длины волны и направления облучения. Учитывая это свойство, такой шар с хорошо проводящей поверхностью можно использовать и используют в качестве эталона при экспериментальном определении эффективной поверхности рассеяния реальных объектов.

Для любой выпуклой поверхности при условии, когда минимальный радиус кривизны поверхности в блестящей точке значительно больше длины волны, эффективная отражающая поверхность будет равна

$$S_9 = \pi R_1 R_2,$$

где  $R_1$  и  $R_2$  — главные радиусы кривизны поверхности в блестящей точке.

Следует отметить, что под блестящей точкой понимают точку на отражающей поверхности, нормаль к поверхности которой совпадает с направлением на РЛС.

Если радиус шара соизмерим или меньше длины волны, то эффективная поверхность рассеяния его сильно зависит от отношения  $\frac{R}{\lambda}$ .

График зависимости  $S_9 = f\left(\frac{R}{\lambda}\right)$  представлен на рис. 27. По мере увеличения длины волны  $\lambda$  при неизменном радиусе  $R$  шара возникают резонансные области. Например, первый резонанс

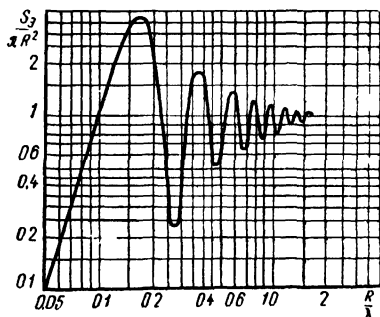


Рис. 27. Зависимость ЭПР металлического шара от отношения радиуса шара к длине волны



нанс появляется, когда  $\frac{2R}{\lambda} = 0,34$  вместо  $\frac{2R}{\lambda} = 0,5$  для случая полуволнового вибратора, что объясняется специфической формой шара.

При  $R \ll \lambda$  эффективная поверхность рассеяния металлического шара определяется по формуле Релея:

$$S_э = 4,4 \cdot 10^4 \frac{R^6}{\lambda^4}.$$

Для шара из диэлектрика

$$S_э = 4 \left( \frac{2\pi R}{\lambda} \right)^4 \pi R^2. \quad (29)$$

Эта формула обычно используется для определения эффективной поверхности рассеяния капли дождя и тумана.

## § 10. ЭФФЕКТИВНАЯ ПОВЕРХНОСТЬ РАССЕЯНИЯ ГРУППОВЫХ ОБЪЕКТОВ

Групповыми называется несколько одновременно облучаемых объектов, находящихся в пределах разрешающей площади РЛС, равной

$$S_p = \Delta\alpha D \frac{c\tau_n}{2},$$

где  $\Delta\alpha$  — разрешающий угол;  
 $D$  — расстояние между РЛС и группой объектов;  
 $\frac{c\tau_n}{2}$  — разрешающее расстояние.

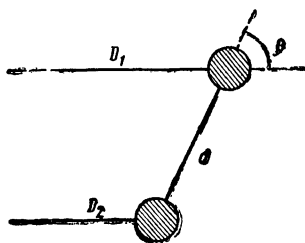


Рис. 28. Эффективная поверхность рассеяния групповых объектов

В этом случае принимаемые отраженные сигналы представляют собою совокупность нескольких отраженных сигналов, отличающихся в общем случае по фазе и амплитуде.

При этом фазы и амплитуды отдельных сигналов либо складываются между собою, увеличивая суммарную эффективную поверхность рассеяния группового объекта, или вычитаются, уменьшая соответственно суммарную мощность отраженных сигналов от группы объектов. В качестве иллю-

страции определим эффективную поверхность рассеяния группового объекта, состоящего из двух идентичных изотропных отражающих поверхностей или объектов, например сфер, эффективная поверхность рассеяния которых не зависит от курса или направления облучения (рис. 28).

Когда РЛС облучает одновременно два объекта, то напряжение отраженных сигналов на входе приемника равно сумме

$$U_0 = U_1 \sin(\omega t - \varphi_1) + U_2 \sin(\omega t - \varphi_2),$$

где  $U_1, U_2$  — амплитуда напряжения сигналов, отраженных от первого и второго объектов;

$\varphi_1, \varphi_2$  — углы отставания по фазе напряжений, отраженных от первого и второго объектов.

По условию  $U_1 = U_2 = U$ . Тогда

$$U_0 = 2U \cos \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} \sin \left( \omega t - \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} \right).$$

**Фазовый сдвиг**

$$\varphi_1 = \frac{4\pi D_1}{\lambda} + \varphi_{01} \quad \text{и} \quad \varphi_2 = \frac{4\pi D_2}{\lambda} + \varphi_{02},$$

где  $\varphi_{01}$  и  $\varphi_{02}$  — скачок фазы за счет отражения энергии от объектов.

Для идентичных объектов  $\varphi_{01} = \varphi_{02}$ , тогда разность фаз

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 2(D_1 - D_2) = \frac{4\pi d}{\lambda} \cos \beta.$$

В результате суммарная амплитуда напряжения отраженных сигналов на входе приемника будет равна

$$U_m = 2U \cos \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \beta \right),$$

а мощность отраженных сигналов

$$P_0 = 4P \cos^2 \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \beta \right),$$

где  $P$  — мощность отраженного сигнала от одного объекта.

Поскольку между отраженной мощностью и эффективной поверхностью рассеяния объектов существует линейная зависимость, то

$$S_0 = 4S_{01} \cos^2 \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \beta \right),$$

где  $S_{01}$  — эффективная поверхность рассеяния одного объекта.

Отношение

$$\frac{S_0}{S_{01}} = 2 \left[ 1 + \cos \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \cos \beta \right) \right] \quad (30)$$

показывает, что при изменении взаимного положения объектов  $S_0$  может иметь различную величину от минимального значения, равного нулю, до максимального — в четыре раза превышающего эффективную поверхность рассеяния отдельного объекта  $S_{01}$ .

Среднее значение эффективной поверхности рассеяния двух изотропных отражателей, входящих в состав группового объекта, при условии, что любое значение фазы от 0 до  $2\pi$  равновероятно, будет

$$\overline{S}_g = 4S_{g1} \cos^2 \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \beta \right).$$

Так как

$$\cos^2 \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \beta \right) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cos^2 \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \beta \right) d\beta = \frac{1}{2},$$

следовательно,  $\overline{S}_g = 2S_{g1}$ .

Пользуясь выражением (30), можно построить диаграммы переизлучения  $\frac{S_g}{S_{g1}} = f(\beta)$  для разного расстояния  $d$  между объ-

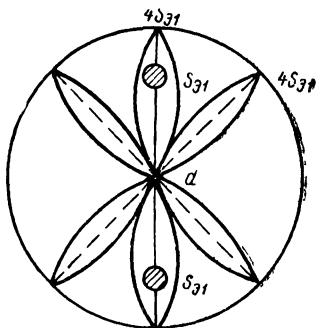


Рис. 29. Диаграмма переизлучения групповых объектов при  $d = \lambda$

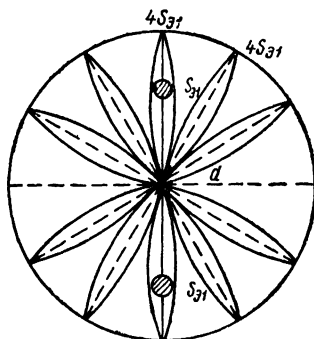


Рис. 30. Диаграмма переизлучения групповых объектов  $d = 2\lambda$

ектами. Например, на рис. 29 приведена диаграмма переизлучения в полярных координатах для  $d = \lambda$ , на рис. 30 — для  $d = 2\lambda$ .

Из рис. 30 видно, что число лепестков  $N$  диаграммы переизлучения группового объекта из двух одинаковых изотропных отражателей равно удвоенному числу четвертей длин волн, укладывающихся на расстоянии  $d$  между этими отражателями:  $N =$

$$= \frac{4d}{\lambda}.$$

Таким образом, в диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн даже при небольших расстояниях  $d$  диаграмма переизлучения группового объекта является многолепестковой и иллюстрирует сложный характер переизлучения групповых объектов.

Эффективная поверхность рассеяния множества элементар-

ных отражателей определяется суммой напряжения отраженных сигналов на входе приемника

$$U = \sum_{i=1}^n U_{mi} \cos(\omega t - \varphi_i),$$

где  $U_{mi}$  — амплитуда входного напряжения отраженного сигнала от  $i$ -го отражателя;

$\varphi_i$  — запаздывание фазы.

Выражение для плотности вероятности в полярной системе координат  $(U_m, \varphi)$  может быть записано следующим образом:

$$\Phi(U_m, \varphi) = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{U_m}{\delta^2} \exp\left(-\frac{U_m^2}{2\delta^2}\right) \right],$$

где  $\delta$  — среднее квадратическое значение напряжения.

Тогда плотность распределения амплитуды напряжения входного сигнала

$$\Phi(U_m) = \int_0^{2\pi} \frac{U_m}{2\pi\delta} \exp\left(-\frac{U_m^2}{2\delta^2}\right) d\varphi = \frac{U_m}{\delta^2} \exp\left(-\frac{U_m^2}{2\delta^2}\right). \quad (31)$$

Таким образом, плотность распределения вероятностей амплитуды напряжения входного сигнала описывается законом Релея.

Плотность распределения фазы подчиняется закону равной вероятности

$$\Phi(\varphi) = \frac{1}{2\pi}.$$

Интегральная функция распределения амплитуды входного напряжения, характеризующая вероятность  $W$  появления отраженного сигнала от группового объекта, величина которого не выше некоторого значения  $U_0$ , находится путем интегрирования выражения (31):

$$W(U_0) = 1 - \exp\left(-\frac{U_0^2}{2\delta^2}\right).$$

Между плотностями распределения вероятности мощности отраженного сигнала  $\Phi(P)$  и амплитуды напряжения  $\Phi(U_m)$  существует зависимость

$$\Phi(P) = \Phi\left[U_m(P) \frac{dU_m(P)}{dP}\right],$$

где  $P$  — мощность отраженного сигнала.

Тогда плотность распределения мощности отраженного сигнала будет равна

$$\Phi(P) = \frac{1}{\bar{P}} \exp\left(-\frac{P}{\bar{P}}\right),$$

где  $\bar{P}$  — среднее значение мощности.

Интегральная функция распределения вероятностей мощности отраженного сигнала равна

$$W(P) = \int_0^P \frac{1}{\bar{P}} \exp\left(-\frac{P}{\bar{P}}\right) dP = 1 - \exp\left(-\frac{P}{\bar{P}}\right).$$

Ввиду того что эффективная площадь рассеяния прямо пропорциональна мощности отраженного сигнала, плотность распределения вероятностей и интегральная функция распределения величины эффективной поверхности рассеяния групповых объектов будут равны

$$\phi(S_g) = \frac{1}{\bar{S}_g} \exp\left(-\frac{S_g}{\bar{S}_g}\right);$$

$$W(S_g) = 1 - \exp\left(-\frac{S_g}{\bar{S}_g}\right).$$

На рис. 31 и 32 изображены графики этих функций.

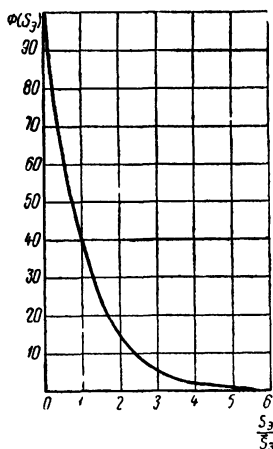


Рис. 31. График плотности распределения вероятностей величины ЭПР групповых объектов

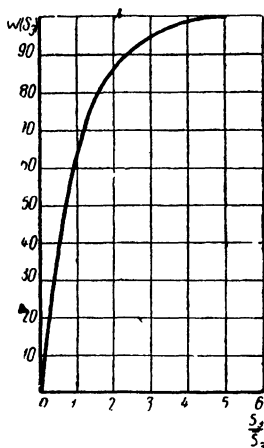


Рис. 32. График интегральной функции распределения вероятностей ЭПР групповых объектов

Эффективная площадь рассеяния группового объекта, состоящего из множества изотропных излучателей, взаимное расположение которых с течением времени хаотически меняется, является случайной функцией времени.

Наиболее вероятное значение эффективной площади рассеяния группового объекта  $S_g$  в этом случае равно нулю. В течение 37% времени наблюдения  $S_g$  превышает среднее значение  $\bar{S}_g$ . В течение 14% времени наблюдения  $S_g$  превышает  $2\bar{S}_g$ .

Срединное значение  $S_g$  и ее среднее значение  $\bar{S}_g$  связаны следующей зависимостью:

$$S_g(W = 0,5) = 0,69\bar{S}_g.$$

## § 11. ЭФФЕКТИВНАЯ ПОВЕРХНОСТЬ РАССЕЯНИЯ СУДОВ И ДРУГИХ НАДВОДНЫХ ОБЪЕКТОВ

Суда относятся к радиолокационным объектам сложной конфигурации. Судно состоит из большого числа отдельных отражателей различной формы и размеров (корпус судна, мачты, трубы, надстройки, полубные механизмы, такелаж и пр.).

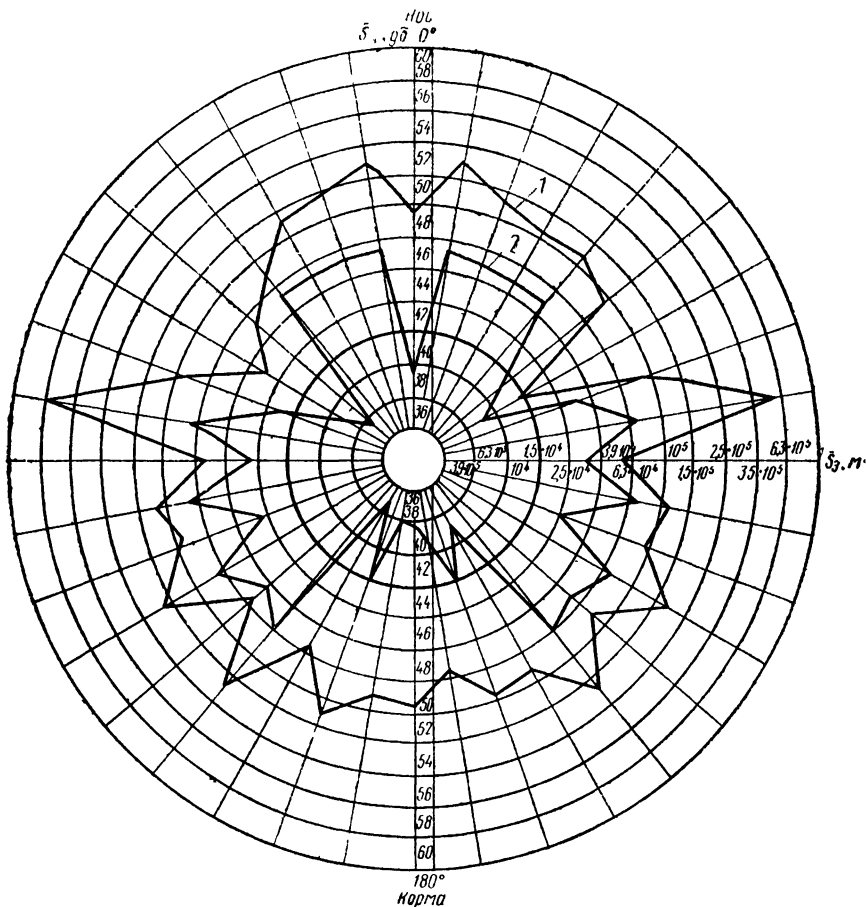


Рис. 33. Полярная диаграмма изменения ЭПР танкера от ракурса облучения:  
1 —  $\lambda, 0,8$  см, 2 —  $\lambda, 3,2$  см

При движении судна, изменении его курса, качке число, взаимное расположение и облучаемая площадь отдельных отражателей будут изменяться по случайному закону. В результате будет изменяться эффективная поверхность рассеяния судна. Для иллюстрации этого положения на рис. 33 приведена полярная диаграмма изменения эффективной поверхности рассеяния

танкера водоизмещением 10 000 т при разных ракурсах облучения.

Диаграмма снималась в натуральных условиях, при спокойной поверхности моря, на расстоянии 7 миль, на волнах  $\lambda_1 = 0,8$  см и  $\lambda_2 = 3,2$  см.

Как и следовало ожидать, эффективная поверхность рассеяния судна имеет наибольшую величину при облучении со стороны бортовых направлений и уменьшается при облучении со стороны носа и кормы.

Объясняется это тем, что в первом приближении судно, особенно его корпус, как надводный объект, можно представить

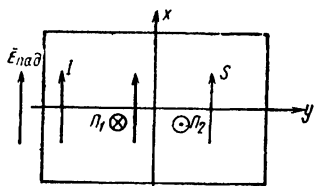


Рис. 34. Облучение металлического листа полем  $E$

металлической отражающей пластиной, форма которой повторяет профиль сечения судна плоскостью, нормальной к направлению облучения. При этом закон распределения поля на такой эквивалентной плоскости должен соответствовать характеру облучения самого корпуса судна.

Известно, что металлическая пластина, как переизлучатель электромагнитной энергии, подобна синфазной антенне с током  $\bar{I}$ , наводимым полем  $\bar{E}$  (рис. 34).

Эффективная поверхность рассеяния нормально расположенной металлической пластины или листа определяется по формуле (27). Это выражение справедливо при условии однородного и синфазного распределения токов.

В наших условиях токи в различных точках поверхности корпуса судна имеют неодинаковую величину и фазу. Поэтому при замене поверхности корпуса судна эквивалентным металлическим листом геометрическую поверхность его  $S$  надо заменять некоторой эффективной поверхностью, равной  $S_{эф} = S\mu$ . Здесь  $\mu$  — коэффициент использования отражающей поверхности эквивалента, заменяющего поверхность корпуса судна. Тогда выражение (27) можно представить следующим образом:

$$S_s = 4\pi \frac{S^2}{\lambda^2} \mu^2. \quad (32)$$

Коэффициент  $\mu$ , зависящий от характера распределения амплитуды и фазы тока (поля) на эквивалентной поверхности, согласно [29], равен

$$\mu = \frac{\left| \iint_S f(x, y) \exp[j\Phi(x, y)] dx dy \right|^2}{S \iint_S f^2(x, y) dx dy},$$

где  $f(x, y)$  — функция распределения амплитуд поля на поверхности  $S$ ;

$\Phi(x, y)$  — функция распределения фаз поля.

Подставляя значение  $\mu$  в выражение (27), получим

$$S_s = 4\pi \frac{S^2}{\lambda^2} \left| \frac{\left| \iint_S f(x, y) \exp[j\Phi(x, y)] dx dy \right|^2}{S \iint_S f^2(x, y) dx dy} \right|^2. \quad (33)$$

В зависимости от ракурса судна площадь  $S$  будет различной. При облучении под курсовым углом  $90^\circ$  левого или правого борта площадь  $S$  будет пропорциональна площади сечения диаметральной плоскости судна. При облучении с носа или кормы  $S$  будет пропорциональна площади сечения в плоскости шпангоутов, в точке наибольшей ширины судна.

Выражение (33) характеризует также частотную зависимость эффективной поверхности рассеяния судна. При уменьшении длины волны РЛС эффективная поверхность рассеяния судна увеличивается, что подтверждается полярными диаграммами на рис. 33.

В связи с хаотическим изменением эффективной поверхности рассеяния с течением времени для полной характеристики отражающих свойств судов необходимо знать закон распределения вероятностей  $S_s$  и характер изменения эффективной поверхности рассеяния судна во времени.

Закон распределения вероятностей  $S_s$  влияет на дальность обнаружения судна. От характера изменения  $S_s$  во времени зависит точность определения координат судна. Закон распределения вероятностей  $S_s$  и характер изменения  $S_s$  во времени определяются экспериментально методом моделирования или натурным методом.

При натуральных методах измерения производятся в естественных условиях в море или на специальных полигонах.

Наиболее простым является определение эффективной поверхности рассеяния судна путем измерения мощности отраженных сигналов. Затем, путем пересчета, определяется средняя эффективная поверхность рассеяния объекта по следующей формуле, которая вытекает из основного уравнения радиолокации (44),

$$\bar{S}_s = \frac{(4\pi)^2 D^4 \bar{P}_2}{P_n G_A S_A \gamma_1 \gamma_2} \quad (34)$$

где  $P_n$  — мощность передатчика РЛС;

$\bar{P}_2$  — средняя мощность отраженного сигнала;

$D$  — расстояние между РЛС и объектом;

$G_A$  — коэффициент направленного действия передающей антенны;

$S_A$  — эффективная поглощающая площадь приемной антенны;

$\gamma_1$  — коэффициент полезного действия передающего антенно-волноводного тракта;

$\gamma_2$  — коэффициент полезного действия приемного антенно-волноводного тракта.



Точность определения величины эффективной поверхности рассеяния зависит от точности значения технических параметров РЛС, входящих в выражение (34).

Если указанные параметры точно не известны, то эффективную поверхность рассеяния судна определяют с помощью эталонного объекта. В качестве эталона обычно используют гладкий металлический шар, радиус которого во много раз больше длины волны РЛС. Известно, что эффективная поверхность рассеяния такого шара является величиной постоянной и не зависит от направления облучения, частоты и вида поляризации электромагнитного поля, а также почти постоянна во времени.

Если разность азимутов исследуемого объекта и эталона меньше ширины диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости, то эффективная поверхность рассеяния объекта в этом случае определяется по формуле

$$\bar{S}_s = S_{s.ш} \frac{\bar{P}_2}{\bar{P}_{2ш}},$$

где  $S_{s.ш}$  — эффективная поверхность рассеяния шара;

$\bar{P}_2$  — средняя мощность отраженного сигнала от исследуемого объекта;

$\bar{P}_{2ш}$  — средняя мощность отраженного сигнала от шара.

В заключение в табл. 2 приведены ориентировочные данные среднего значения эффективной поверхности рассеяния некоторых судов и знаков навигационного ограждения.

Таблица 2

| Тип объекта         | Среднее значение эффективной поверхности рассеяния, м <sup>2</sup> |
|---------------------|--------------------------------------------------------------------|
| Катер               | 20—250                                                             |
| Судно 300—3 000 т   | 750—4000                                                           |
| Судно 3000—10000 т  | 4000—12000                                                         |
| Судно свыше 10000 т | 12000—50000                                                        |
| Буй                 | 1                                                                  |

## § 12. ЭФФЕКТИВНАЯ ПЛОЩАДЬ РАССЕЯНИЯ ПОВЕРХНОСТНЫХ ОБЪЕКТОВ

Поверхностными объектами являются участки водной и земной поверхности, облучаемые зондирующими сигналами РЛС.

Для вычисления эффективной поверхности рассеяния таких объектов необходимо найти площадь  $S$ , которая участвует в образовании отраженного сигнала.

Вследствие того что РЛС обладает разрешающей способностью по дальности и по направлению, не вся поверхность моря

или земли участвует в образовании отраженных сигналов, а только небольшая ее часть. Из рис. 35 следует, что в любой момент времени облучение и прием отраженных сигналов происходят от поверхности, площадь которой равна

$$S = ab = D \alpha_r \frac{c \tau_n}{2 \cos \beta}, \quad (35)$$

где  $\beta$  — угол падения или скольжения луча.

Так как для судовых РЛС угол  $\beta$  обычно очень мал, то

$$S = D \alpha_r \frac{c \tau_n}{2}. \quad (36)$$

Таким образом, отражающая площадь поверхностного объекта зависит от длительности импульсов и ширины диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости.

Кроме отражающей площади  $S$ , на величину эффективной поверхности рассеяния поверхностных объектов оказывают влияние такие факторы, как характер отражающей поверхности, длина волны РЛС, электрические свойства поверхности, величина угла скольжения, поляризация облучающего поля.

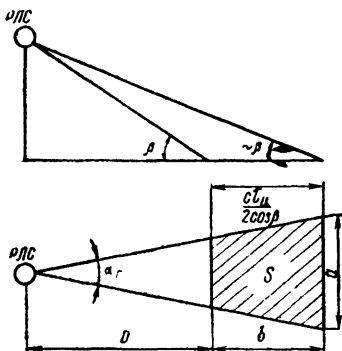


Рис. 35. ЭПР поверхностных объектов при импульсной работе РЛС

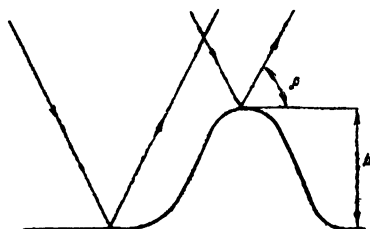


Рис. 36. Определения критерия шероховатости водной поверхности

Отражающая поверхность может быть гладкой или шероховатой. В зависимости от этого отражение будет зеркальным или рассеянным (диффузным). При зеркальном отражении, когда угол падения равен углу отражения, энергия отражается в противоположном направлении от РЛС и прием сигналов отсутствует.

Зеркальное отражение имеет место при облучении гладкой водной поверхности или, в береговых условиях, поверхности, покрытой асфальтом или бетоном, песчаных банок, отмелей и пр.

При наличии волнения водная поверхность становится шероховатой. Отражение будет носить рассеянный, или диффузный,

характер. При этом часть энергии, отраженной от взволнованной поверхности, попадает на вход антенны РЛС и возникают помехи наблюдению за полезными сигналами, отраженными от надводных объектов (судов, знаков навигационного ограждения и пр.).

Критерий, определяющий условия, при которых водную или земную поверхность можно считать зеркально гладкой или шероховатой, можно найти следующим образом.

Если на водной поверхности возникает волна высотой  $h$  (рис. 36), то между лучом, отразившимся от впадины, и лучом, отразившимся от гребня волны, разность хода лучей будет равна

$$\Delta l = 2h \sin \beta.$$

Эта разность хода лучей соответствует фазовому сдвигу лучей на угол

$$\Delta \varphi = \frac{4\pi h}{\lambda} \sin \beta.$$

Используя закон Релея, согласно которому поверхность считается гладкой, если разность фаз  $\Delta \varphi < \frac{\pi}{2}$ , находим, что условием зеркального отражения является выполнение следующего неравенства:

$$h < \frac{\lambda}{8 \sin \beta}.$$

Таким образом, допустимая высота  $h$  неровности на водной поверхности для условия зеркального отражения зависит как от длины волны РЛС  $\lambda$ , так и от величины угла падения или скольжения  $\beta$ .

Поэтому, при оценке эффективной площади рассеяния поверхностных объектов пользуются понятием удельной эффективной поверхности рассеяния  $S_{\text{э.у}}$ , которая зависит от длины волны РЛС, поляризации облучающего поля, состояния водной поверхности, ветра и угла  $\beta$  скольжения луча:

$$S_{\text{э.у}} = S_{\text{э}} \sin \beta.$$

С увеличением расстояния угол скольжения уменьшается, удельная эффективная поверхность рассеяния при этом также будет уменьшаться.

На рис. 37 показана зависимость  $S_{\text{э.у}}$  от угла  $\beta$  при отражении от морской поверхности для различных длин волн. Эти кривые построены по усредненным экспериментальным данным при различных состояниях моря и при разных скоростях ветра, изменяющихся в пределах от 3,7 до 45 км/ч.

Из рис. 37 следует, что при изменении угла  $\beta$  от 10 до 90° удельная эффективная поверхность рассеяния изменяется приблизительно на 40 дБ. Более характерным для работы судовой навигационной РЛС является изменение удельной эффективной поверхности рассеяния моря при малых значениях угла  $\beta$ .

На рис. 38 показаны кривые изменения  $S_{\alpha, \gamma}$  для значений угла от 0,1 до 10°. Кривая 1 соответствует взволнованной морской поверхности при высоте волны от 0,3 до 1 м. Кривая 2 дана для условий, когда высота волны морской поверхности изменяется в пределах 1—1,5 м.

Характерным в этом графике является изменение угла наклона кривых при разных состояниях морской поверхности. Кри-

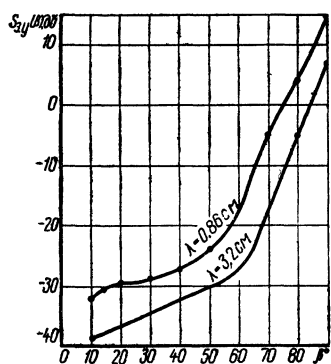


Рис. 37. Графики зависимости  $S_{\alpha, \gamma}$  от угла  $\beta$  для разных длин волн

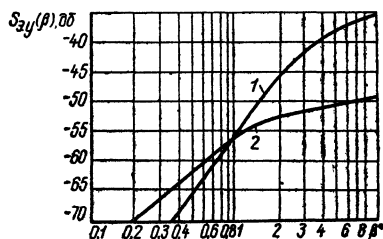


Рис. 38. Графики изменения  $S_{\alpha, \gamma}$  для малых значений угла  $\beta$

тический угол, при котором изменяется наклон кривой, с усилением волнения моря уменьшается. Например, отмечается [25], что при работе РЛС на волне 10 см этот угол изменялся от 5° при спокойной морской поверхности до 1° и менее при сильном волнении. Изменение крутизны кривых при малых углах  $\beta$  объясняется интерференцией прямой и отраженной волн, имеющей место при облучении взволнованной водной поверхности.

Количественно величину эффективной площади рассеяния водной поверхности можно определить следующим образом. Мощность, поглощаемая отражающей площадкой согласно рис. 35, равна

$$P_1 = \Pi_1 S \sin \beta,$$

где  $\Pi_1$  — плотность мощности, создаваемая РЛС над морской поверхностью на расстоянии  $D$ .

Часть этой мощности переизлучается в окружающее пространство, часть расходуется на тепловые потери.

Величина переизлучаемой мощности зависит от свойств отражающей поверхности и может быть определена по формуле

$$P_2 = k P_1,$$

где  $k$  — коэффициент отражения или рассеяния.

Для земной поверхности этот коэффициент приблизительно равен 0,01, для водной, особенно морской, его величина близка к единице.

Мощность сигналов, отраженных от водной поверхности, является суммой большого числа отдельных отражателей, находящихся в пределах отражающей площади. Взаимное расположение этих отражателей под воздействием ветра и перемещения судна с РЛС все время меняется, фазовые соотношения между отдельными составляющими отраженного сигнала также будут изменяться. Поэтому принимаемые сигналы будут флюктуировать. Следовательно, эффективная поверхность рассеяния взволнованной водной поверхности будет величиной случайной.

Среднее значение эффективной поверхности рассеяния согласно выражению (21) может быть определено по формуле

$$\bar{S}_3 = k G_0 D \alpha_r \frac{c \tau_n}{2} \operatorname{tg} \beta, \quad (37)$$

где  $G_0$  — коэффициент направленности отражающей водной поверхности в сторону РЛС.

Величина коэффициента направленности зависит от степени волнения (высоты и формы волны) и может изменяться в первом приближении от 0 до 1.

Интенсивность отражения от водной поверхности, которое в условиях работы судовых навигационных РЛС является мешающим фактором, может быть снижена повышением разрешающей способности РЛС, т. е. работой импульсами малой длительности и применением антенн с более узкой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости.

Влияние длины волны (частоты) на величину эффективной площади рассеяния водной поверхности подробно еще не изучено, однако практические наблюдения показывают, что с укорочением длины волны  $S_{3,y}$  увеличивается. По данным ряда авторов [25], эта зависимость изменяется в очень широких пределах.

Например, при спокойной поверхности моря  $S_{3,y}$  растет приблизительно пропорционально четвертой степени частоты  $f^4$ .

Из рис. 37 также видно, что при длине волны 8,6 мм  $S_{3,y}$  на 8—12 дБ больше по сравнению с длиной волны 3,2 см. Это соответствует изменению  $S_{3,y}$  в зависимости от частоты в степени  $f^{1,4} \div f^{2,1}$ . Многие экспериментальные данные показывают линейную зависимость  $S_{3,y}$  от частоты.

На величину  $S_{3,y}$  водной поверхности оказывает также влияние характер поляризации. При работе РЛС на волне 10 см при спокойной морской поверхности вертикальная поляризация создает отраженные сигналы, интенсивность которых на 20—30 дБ больше, чем при горизонтальной поляризации облучающего поля.

В случае взволнованной морской поверхности (при высоте волны 1÷1,15 м) интенсивность отраженных сигналов в обоих случаях примерно одинакова.

При работе на волне 3 см разница в интенсивности отражен-

ных сигналов при разном характере поляризации для спокойной морской поверхности меньше, чем на волне 10 см.

При умеренном волнении соотношение интенсивностей отраженных сигналов в 3-см диапазоне может оказаться даже обратным.

Удельная эффективная площадь рассеяния зависит также от степени волнения водной поверхности. При усилении волнения интенсивность отраженных сигналов растет, но только до некоторого предела (рис. 39).

При высоте волны больше 0,6—1 м  $S_{\Sigma}$ , а следовательно и  $S_{\Sigma, \gamma}$ , растет очень медленно. Величина  $S_{\Sigma, \gamma}$  зависит также от направления и скорости ветра. Отраженный сигнал имеет большую интенсивность, когда луч антенны направлен навстречу ветру. Наоборот, при ориентиров-

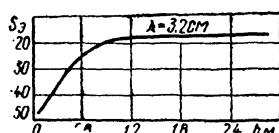


Рис. 39. Влияние волнения на величину  $S_{\Sigma, \gamma}$

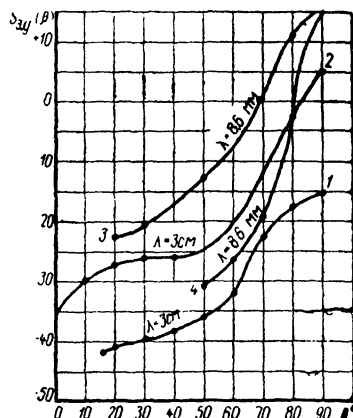


Рис. 40. Графики изменения  $S_{\Sigma, \gamma}$  при различных скоростях ветра и вертикальной поляризации поля:  
1 —  $v = 0 \text{ км/ч}$ ; 2 —  $v = 27 \text{ км/ч}$ ;  
3 —  $v = 37 \text{ км/ч}$ ; 4 —  $v = 19 \text{ км/ч}$ .

ке радиолуча по ветру интенсивность отражения уменьшается на 5—10 дб.

Еще больше снижается интенсивность отражения при облучении водной поверхности вдоль гребней волн.

В заключение на рис. 40 приведены графики изменения  $S_{\Sigma, \gamma}$  морской поверхности при различных скоростях ветра для волн 3 см и 0,86 см при вертикальной поляризации облучающего поля и встречном ветре.

### § 13. ЭФФЕКТИВНАЯ ПЛОЩАДЬ РАССЕЯНИЯ ОБЪЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ

Объекты объемного характера представляют собой совокупность большого числа отдельных элементарных отражателей, заполняющих некоторый объем, обусловленный диаграммой направленности антенны РЛС. К таким объектам относятся взвешенные в атмосфере жидкие и твердые частицы: дождь, град, туман, облака и пр.

Эффективная поверхность рассеяния объемных объектов будет равна сумме эффективных площадей отдельных элементарных отражателей, заключенных в разрешающем объеме РЛС.

Поскольку в реальных условиях взаимное расположение отдельных элементарных отражателей с течением времени хаотически изменяется, эффективная поверхность рассеяния объемного объекта будет флуктуировать. Для условий, когда любое значение фазы отраженного сигнала равновероятно, средняя эффективная поверхность рассеяния объемного объекта будет

$$\bar{S}_\Sigma = \sum_{i=1}^N S_{\Sigma i},$$

где  $N$  — число элементарных отражателей, создающих отраженный сигнал в определенный момент времени;

$S_{\Sigma i}$  — эффективная площадь рассеяния  $i$ -го отражателя.

Величина  $N$  зависит от концентрации элементарных отражателей, т. е. количества  $n$  элементарных отражателей в единице объема, тогда  $N = nV$ , где  $V$  — разрешающий объем РЛС.

Как следует из рис. 41, для РЛС с веерной формой диаграммы направленности антенны разрешающий объем на расстоянии  $D$  определяется следующим выражением:

$$V = D^2 \alpha_r \theta \frac{c \tau_n}{2}. \quad (38)$$

На практике обычно оперируют не абсолютным значением эффективной поверхности рассеяния  $S_\Sigma$ , а ее удельным значением, равным

$$S_{\Sigma y} = \sum_{i=1}^n S_{\Sigma i},$$

под которым понимается эффективная площадь объема в один кубический метр с размерностью  $m^2/m^3$  или  $1/m$ . Тогда между  $S_\Sigma$  и  $S_{\Sigma y}$  имеет место следующая зависимость:

$$S_\Sigma = S_{\Sigma y} V. \quad (39)$$

При определении эффективной площади рассеяния  $S_{\Sigma i}$  отдельного элементарного отражателя обычно используется формула Релея для шара из диэлектрика (29).

Перепишав эту формулу следующим образом:

$$S_{\Sigma i} = \frac{64\pi^5 r_k^6}{\lambda^4},$$

получим выражение для определения удельной эффективной площади рассеяния объемного объекта, состоящего из дождевых капель,

$$S_{\text{э.у}} = \frac{64\pi^5}{\lambda^4} \sum_{k=1}^n r_k^6, \quad (40)$$

где  $r_k$  — радиус дождевой капли.

Для примера на рис. 42 показаны графики изменения удельной эффективной площади рассеяния дождя для разных длин волн и интенсивности дождевых осадков. Таким образом, величина удельной эффективной поверхности рассеяния увеличива-

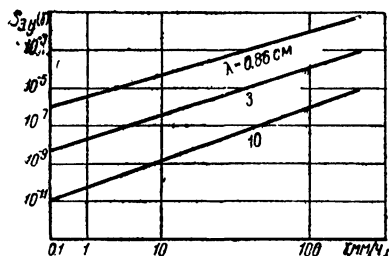


Рис. 42. Графики изменения  $S_{\text{э.у}}$  дождя для разных длин волн и интенсивности осадков

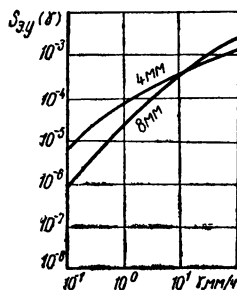


Рис. 43. Графики изменения зависимости  $S_{\text{э.у}}$  снега от его интенсивности

ется с укорочением длины волны и с увеличением интенсивности осадков. Величина  $S_{\text{э.у}}$  града и снега меньше, чем дождя той же интенсивности, и составляет примерно

$$S_{\text{э.у}} \approx 0,2 S_{\text{э.у.дж}}, \quad (41)$$

где  $S_{\text{э.у.дж}}$  — удельная эффективная поверхность рассеяния дождя.

Объясняется это тем, что интенсивность отражения радиоволн от воды в 2—3 раза больше, чем отражение ото льда. Это положение подтверждается графиком на рис. 43, где показана зависимость изменения  $S_{\text{э.у}}$  снега от его интенсивности для диапазона миллиметровых волн (4 и 8 мм), полученная в работе [16].

Наряду с дождем имеет место отражение радиолокационных сигналов от облаков. В связи с тем что диаметр капельных частиц облаков приблизительно в 100 раз меньше, чем диаметр дождевых капель, интенсивность отражения от облаков значительно слабее, чем от дождя.

Аналогичная картина наблюдается при отражении энергии от тумана.



Практически отражение от тумана на волне более 3 см отсутствует. На волнах миллиметрового диапазона можно обнаружить слабое отражение энергии от густого тумана, когда диаметр капельных частиц тумана достигает  $10^{-1}$  диаметра умеренной дождевой капли (4 мм/ч).

Отражение от дождя и других объектов объемного характера является помехой и может оказывать сильное маскирующее действие за наблюдением надводной обстановки.

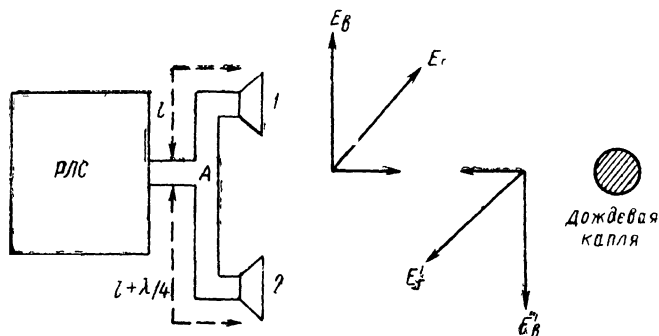


Рис. 44. РЛС с круговой поляризацией поля

Если, например, надводный объект точечного характера имеет эффективную поверхность рассеяния  $S_{э.т}$ , а отражение от дождя —  $\bar{S}_s$ , то наблюдаемость объекта на фоне отражения от дождя определяется отношением

$$\frac{S_{э.т}}{\bar{S}_s} = \frac{S_{э.т}}{S_{э.г} V}. \quad (42)$$

Следовательно, для улучшения наблюдаемости надводных объектов на мешающем фоне отражений от дождя или других объектов объемного характера необходимо уменьшать разрешающий объем. Для судовых навигационных РЛС это достигается уменьшением длительности зондирующих импульсов и уменьшением ширины диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости. Сужать диаграмму антенны в вертикальной плоскости нельзя из-за увеличения мертвой зоны и уменьшения дальности действия РЛС во время качки судна.

Отражение от дождевых завес можно уменьшить, применяя излучающее поле РЛС с круговой поляризацией.

Ослабление отражающих свойств дождя при круговой поляризации поля можно показать на следующем примере [24].

Если РЛС имеет две антенны с вертикальной и горизонтальной поляризацией и длина волноводной линии одной из антенн на  $\lambda/4$  больше другой (рис. 44), то такая РЛС создает поле зондирующего сигнала с круговой поляризацией. При отражении от дождевой капли, имеющей сферическую форму, фазы верти-

кальной  $E_v$  и горизонтальной  $E_r$  составляющих поля получают сдвиг на  $180^\circ$ , оставаясь одинаковыми по амплитуде. Антенна 1, создающая поле с вертикальной поляризацией, на основании теоремы о взаимности может принимать только вертикальную  $E'_v$  составляющую отраженного поля. Соответственно антенна 2 будет принимать только горизонтальную составляющую  $E_r$  поля. При сложении полей в точке А на входе приемника РЛС результирующее поле окажется равным нулю, так как сдвиг фаз между  $E'_v$  и  $E'_r$  оказывается равным  $180^\circ$ .

Если в зоне дождя находится какой-либо объект, например судно, то вследствие его асимметричной формы векторы отраженного поля  $E'_v$  и  $E'_r$  не будут одинаковыми, а суммарное поле будет иметь не круговую, а эллиптическую поляризацию.

В результате на входе приемника РЛС в точке А результирующее поле будет иметь определенную величину и отраженный сигнал от судна окажется принятым.

Использование поля с круговой поляризацией подавляет отражение от дождевых капель примерно на 25 дБ при ослаблении полезного сигнала на 6—8 дБ.

На практике волны с круговой поляризацией получают с помощью специальной четвертьволновой поляризационной решетки из металлических пластин, расположенных под углом  $45^\circ$  к

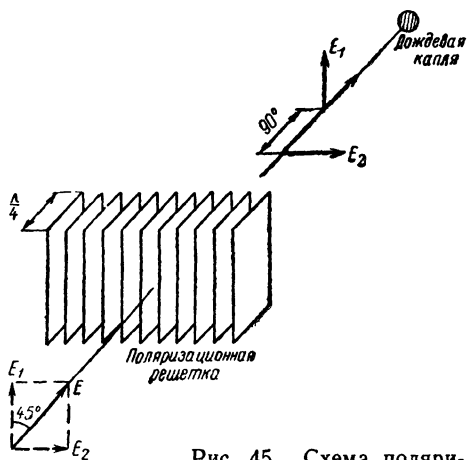


Рис. 45 Схема поляризационной решетки

вектору электрического поля падающей линейно поляризованной волны (рис. 45). Такая решетка может быть размещена, например, в раскрывѣ рупорной антенны. В этом случае падающая волна разлагается на две взаимно перпендикулярные линейно поляризованные составляющие поля с одинаковой амплитудой. Одна из составляющих будет ориентирована параллельно пластинам решетки, а вторая — перпендикулярно. Составляющая поля, ориентированная перпендикулярно, свободно проходит сквозь пластины решетки.

Для параллельной составляющей поля пластины решетки представляют собою волновод. Поскольку фазовая скорость при распространении энергии в волноводе больше, чем в свободном пространстве, то при прохождении через решетку параллельная составляющая поля будет опережать по фазе перпендикулярную составляющую поля.

Величина угла фазового сдвига между полями зависит от расстояния между пластинами и размера пластин решетки в направлении распространения радиоволн. Эти размеры решетки выбираются таким образом, чтобы на выходе параллельная составляющая поля опережала перпендикулярную составляющую поля на угол  $90^\circ$ . Тогда после прямого прохождения решетки линейно поляризованное поле антенны преобразуется в поле с круговой поляризацией.

После отражения энергии от дождевой капли или иного объекта сферической формы параллельная составляющая поля, проходя решетку в обратном направлении, получит дополнительное опережение по фазе на угол  $90^\circ$  относительно перпендикулярной составляющей отраженного поля. Тогда на входе антенны РЛС эти составляющие поля взаимно компенсируются, так как их амплитуды при отражении от объекта сферической формы одинаковы, а фазы противоположны.

Если в зоне действия дождя находится надводный объект, например судно, то из-за несимметричной формы отражающего объекта, отличной от сферической, отраженное поле будет иметь эллиптическую поляризацию.

В результате после прохождения через поляризационную решетку суммарное поле на входе антенны РЛС будет создавать отраженный сигнал, интенсивность которого определяется разностью амплитуд вертикальной и горизонтальной составляющих вторичного поля, создаваемого судном при отражении энергии.

---

## Глава III. ДАЛЬНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

### § 14. ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ РЛС В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

Дальность радиолокационного наблюдения зависит от ряда факторов. Главными из них являются: технические параметры РЛС, тип и характер отражающего объекта, состояние атмосферы, влияние подстилающей поверхности и пр.

Дальностью действия РЛС в свободном пространстве называется дальность радиолокационного наблюдения, зависящая от технических параметров радиолокационной станции и от отражающих свойств объекта (цели). Влияние атмосферы и земной поверхности на распространение радиолокационных сигналов в этом случае не учитывается.

Если передатчик создает импульсную мощность  $P_n$  и объект

(цель) находится на расстоянии  $D$  от РЛС, то плотность потока мощности  $\Pi_1$ , создаваемая РЛС у объекта, будет равна

$$\Pi_1 = \frac{P_n G_A \eta_1}{4\pi D^2},$$

где  $G_A$  — коэффициент направленного действия антенны;  
 $\eta_1$  — к. п. д. передающего антенно-волноводного тракта;  
 $4\pi D^2$  — площадь сферы радиусом  $D$ .

Под действием облучающего поля объект поглощает и переизлучает в окружающее пространство мощность  $P_1$ , равную

$$P_1 = \Pi_1 \bar{S}_\Sigma = \frac{P_n G_A \bar{S}_\Sigma \eta_1}{4\pi D^2},$$

где  $\bar{S}_\Sigma$  — средняя эффективная поверхность (площадь) рассеяния объекта.

Тепловыми потерями мощности в объекте в этом случае пренебрегаем. Часть переизлучаемой мощности  $P_1$  распространяется в сторону РЛС, создавая у антенны плотность потока мощности

$$\Pi_2 = \frac{P_1}{4\pi D^2}.$$

Под действием этого потока мощности на входе приемника РЛС, согласованного с антенной, создается мощность принимаемых отраженных сигналов, равная:

$$P_{\text{пр}} = S_A \Pi_2 \eta_2 = \frac{P_n G_A S_A \bar{S}_\Sigma \eta_1 \eta_2}{(4\pi)^2 D^4}, \quad (43)$$

где  $\eta_2$  — к. п. д. приемного антенно-волноводного тракта;

$S_A$  — эффективная площадь антенны РЛС.

Известно, что между эффективной площадью  $S_A$  и коэффициентом направленности  $G_A$  антенны имеет место следующая зависимость:

$$S_A = G_A \frac{\lambda^2}{4\pi}.$$

Тогда, при условии, что для передачи и приема сигналов используется одна и та же антенна, выражение (43) переписывается следующим образом:

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_n G_A^2 \bar{S}_\Sigma \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{(4\pi)^3 D^4} \quad (44)$$

Формула (44) представляет собой основное уравнение радиолокации. Она связывает между собой величину мощности отраженных сигналов на входе приемника в зависимости от технических параметров РЛС, эффективной поверхности рассеяния объекта и расстояния до объекта.

Если мощность на входе приемника ограничить его чувствительностью, т. е. минимальной мощностью, необходимой для приема сигналов с заданной вероятностью правильного обнаружения  $W_{п.о}$  и вероятностью ложной тревоги  $W_{л.т.}$ , то условию  $P_{пр} = P_{пр(min)}$  соответствует  $D = D_{max}$ .

Таким образом, максимальная дальность радиолокационного наблюдения в свободном пространстве будет равна

$$D_{max} = \left( \frac{P_{и} G_A^2 \bar{S}_3 \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{P_{пр(min)} 4\pi^3} \right)^{1/4}. \quad (45)$$

Известно, что чувствительность радиолокационного приемника зависит от уровня собственных шумов (коэффициента шума  $N_{ш}$ ), шумов на входе приемника и коэффициента различимости  $m$ :

$$P_{пр(min)} = N_{ш} m k T_0 \Delta f.$$

Поскольку ширина частотного спектра  $\Delta f$  связана с длительностью импульса  $\tau_{и}$  зависимостью  $\Delta f = \frac{1}{\tau_{и}}$ , то выражение (45) можно представить следующим образом:

$$D_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_{и} \tau_{и} G_A^2 \bar{S}_3 \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{N_{ш} m k T_0 (4\pi)^3}}. \quad (46)$$

Значит, максимальная дальность радиолокационного наблюдения в свободном пространстве зависит от энергии зондирующего импульса  $P_{и} \tau_{и}$ , коэффициента направленности антенны, чувствительности приемника и эффективной поверхности рассеяния объекта.

Причем, среди перечисленных факторов наибольшее влияние на дальность радиолокационного наблюдения оказывает направленность антенны. Как следует из выражения (46), для увеличения дальности действия РЛС в 2 раза мощность излучаемых импульсов или чувствительность приемника необходимо увеличить в 16 раз, в то время как это же увеличение дальности обеспечивается увеличением направленности антенны в 4 раза.

Из выражения (46) следует, что на максимальную дальность радиолокационного наблюдения влияет также длина волны. Это объясняется тем, что неизменное значение ширины диаграммы направленности антенны, при увеличении длины волны, может быть достигнуто путем соответствующего увеличения эффективной площади антенны  $S_A$ , что соответственно увеличивает ее направленность.

## § 15. СЖАТИЕ ИМПУЛЬСОВ

При рассмотрении вопроса о влиянии чувствительности приемного устройства на дальность радиолокационного наблюдения получено выражение (46), которое связывает энергию зонди-

рующего импульса  $P_{\text{и}} \tau_{\text{и}}$  с максимальной дальностью действия РЛС в свободном пространстве.

Для увеличения дальности радиолокационного наблюдения необходимо повышать энергию зондирующих импульсов, т. е. увеличивать импульсную  $P_{\text{и}}$  мощность РЛС и длительность  $\tau_{\text{и}}$  зондирующих импульсов. Однако увеличение импульсной мощности ограничивается средней мощностью генератора СВЧ, диэлектрической прочностью элементов передающего устройства и пр.

Увеличение длительности зондирующих импульсов снижает разрешающую способность РЛС по дальности, уменьшает потенциальную точность измерения расстояний до объектов.

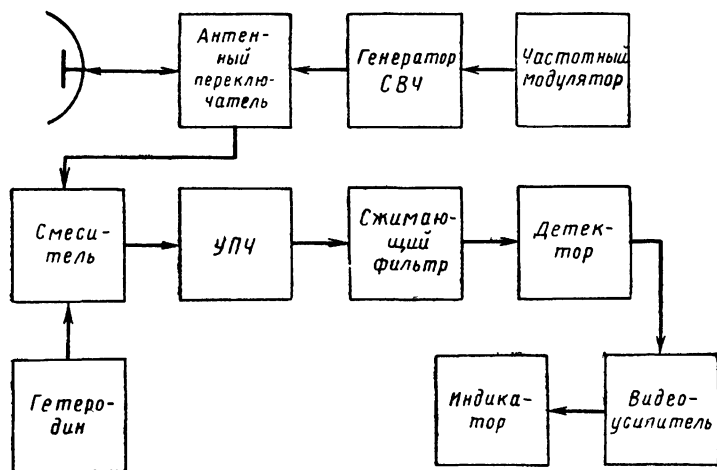


Рис. 46. Блок-схема со сжатием импульсов

Для устранения отмеченного недостатка применяют метод сжатия импульсов, позволяющий РЛС излучать зондирующие импульсы большой длительности, а на выходе приемника получать отраженные импульсы меньшей длительности.

В радиолокационной системе со сжатием импульсов обычно используют внутриимпульсную частотную модуляцию.

Блок-схема РЛС со сжатием импульсов методом частотной модуляции изображена на рис. 46, а временные графики процессов — на рис. 47.

Модулятор передатчика изменяет несущую частоту заполнения зондирующих импульсов (рис. 47, а) по определенному, например линейному, закону (рис. 47, б), т. е. в интервале времени от  $t_1$  до  $t_2$  частота заполнения импульсов линейно изменяется в пределах от  $f_1$  до  $f_2$ .

Отраженные частотно-модулированные импульсные сигналы длительностью  $\tau_{\text{и1}}$ , принимаемые РЛС после преобразования и

усиления по промежуточной частоте, проходят через специальный сжимающий фильтр, скорость распространения сигналов через который увеличивается с повышением частоты. Тогда сжимающий фильтр ускоряет составляющие импульсного сигнала с более высокими частотами у заднего фронта импульса и замедляет составляющие сигнала с более низкими частотами у переднего фронта импульса. В результате на выходе сжимающего фильтра приемни-

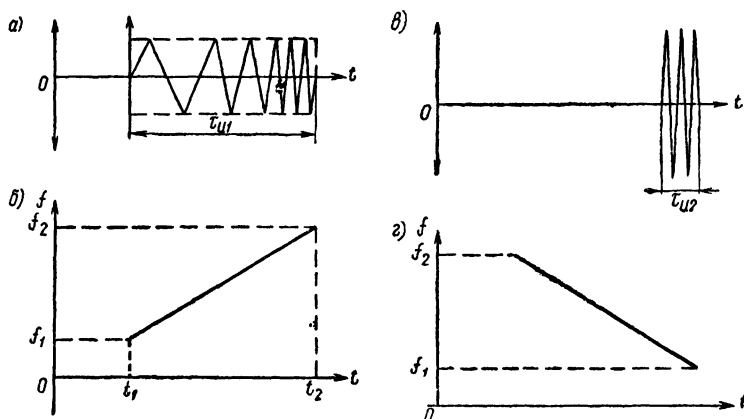


Рис. 47. Временные графики процессов в схеме РЛС со сжатием импульсов

ка получаем импульсы с постоянной частотой заполнения и длительностью  $\tau_{ц2}$ , которая будет меньше длительности  $\tau_{ц1}$  зондирующих импульсов  $\tau_{ц2} < \tau_{ц1}$  (рис. 47, в). Более подробно это можно показать следующим образом. Когда мгновенная частота колебаний в пределах прямоугольного зондирующего импульса длительностью  $\tau_{ц1}$  изменяется, как обусловлено, по линейному закону

$$\omega = \omega_0 + at, \quad \text{при} \quad -\frac{\tau_{ц1}}{2} \leq t \leq \frac{\tau_{ц1}}{2},$$

то напряжение отраженного сигнала на входе сжимающего фильтра приемника при амплитуде сигнала, равной единице, можно выразить следующим образом

$$U_{вх}(t) = \exp \left[ j \left( \omega_0 t + \frac{at^2}{2} \right) \right].$$

Спектр импульса будет определяться выражением

$$F_{вх}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} U_{вх}(t) \exp(-j\omega t) dt = \int_{-\frac{\tau_{ц1}}{2}}^{+\frac{\tau_{ц1}}{2}} \exp j \left[ (\omega_0 - \omega) t + \frac{at^2}{2} \right] dt.$$

Когда этот импульс проходит через сжимающий фильтр, время задержки  $t_s(f)$  которого также является линейной функцией

частоты, но с наклоном, обратным наклону закона изменения частоты (рис. 47, з), то коэффициент передачи сжимающего фильтра будет равен

$$K(\omega) = \exp \left[ j \frac{(\omega_0 - \omega)^2}{2a} \right],$$

а спектр выходного импульса

$$\begin{aligned} F_{\text{вых}}(\omega) &= F_{\text{вх}}(\omega) K(\omega) = \\ &= \exp \left[ j \frac{(\omega_0 - \omega)^2}{2a} \right] \cdot \int_{-\frac{\tau_{\text{и1}}}{2}}^{\frac{\tau_{\text{и1}}}{2}} \exp j \left[ (\omega_0 - \omega)t + \frac{at^2}{2} \right] dt. \end{aligned}$$

Тогда напряжение сигнала на выходе фильтра оказывается равным

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F_{\text{вых}}(\omega) \exp(j\omega t) d\omega.$$

После подстановки значения  $F_{\text{вых}}(\omega)$  и преобразования получаем окончательно

$$U_{\text{вых}}(t) = \sqrt{\Delta f_m \tau_{\text{и1}}} \frac{\sin \frac{a \tau_{\text{и1}}}{2} t}{\frac{a \tau_{\text{и1}}}{2} t} \exp j \left[ \omega_0 t - \frac{at^2}{2} + \frac{\pi}{4} \right],$$

где  $\Delta f_m = f_2 - f_1$  — девиация частоты.

Как следует из полученного выражения, импульс на выходе сжимающего фильтра имеет длительность на уровне половинной мощности, равную  $\tau_{\text{и2}} = \frac{1}{\Delta f_m}$ ; форма огибающей этого импульса описывается функцией  $\frac{\sin x}{x}$ ; частота заполнения сжатого импульса будет равна  $\omega_0$ .

Отношение длительности входного импульса  $\tau_{\text{и1}}$  к выходному  $\tau_{\text{и2}}$ , называемое коэффициентом сжатия, оказывается равным.

$$k_{\text{сж}} = \frac{\tau_{\text{и1}}}{\tau_{\text{и2}}} = \Delta f_m \tau_{\text{и1}}.$$

Таким образом, степень сжатия сигнала сжимающим фильтром зависит от произведения девиации частоты входного импульса на его длительность. В результате сжатия амплитуда выходного напряжения сигнала увеличивается в  $\sqrt{k_{\text{сж}}} = \sqrt{\Delta f_m \tau_{\text{и1}}}$  раз, а мощность соответственно в  $k_{\text{сж}} = \Delta f_m \tau_{\text{и1}}$  раз.

В качестве сжимающего фильтра применяют линии задержки (ЛЗ) с переменным временем группового запаздывания, называемые дисперсионными. Различные дисперсионные задерживающие устройства имеют характеристики  $t_{\text{гр}} = t_{\text{гр}}(f)$ , отличающиеся рабочей полосой частот  $\Delta f_m = f_2 - f_1$  и перепадом вре-



мени группового запаздывания  $t_{гр (max)} - t_{гр (min)}$  в пределах этой полосы. В качестве такой линии задержки можно применить, например, отрезок волновода.

Известно, что групповая скорость распространения энергии в волноводе определяется выражением

$$v_{гр} = c \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2},$$

где  $c$  — скорость распространения энергии в свободном пространстве;

$\lambda_{кр}$  — критическая длина волны, зависящая от размеров волновода.

Значит, с повышением частоты (уменьшением длины волны  $\lambda$ ) групповая скорость распространения энергии в волноводе увеличивается.

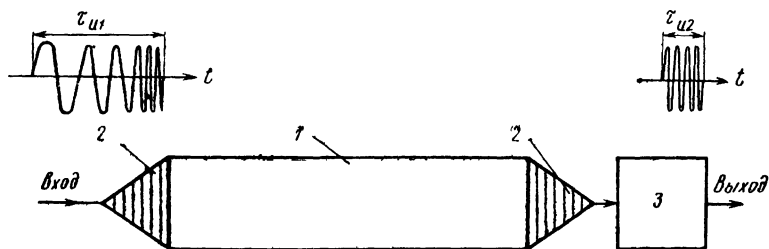


Рис. 48. Схема дисперсионного ультразвукового волновода:

1 — ультразвуковой волновод; 2 — пьезоэлектрические преобразователи; 3 — корректирующий усилитель

Разумеется, что при использовании в качестве сжимающего фильтра отрезков волновода, последние включаются не в тракт усиления промежуточной частоты, а в тракт принимаемой сверхвысокой частоты до преобразователя супергетеродинного приемника.

Большие переменные временные задержки можно получить на электрических линиях задержки с распределенными или сосредоточенными постоянными в трактах усиления промежуточной частоты, поскольку в этом случае могут быть обеспечены большие замедления.

Еще большие переменные временные задержки, но при меньших полосах частот, можно обеспечить, применяя ультразвуковые волноводы, выполненные в виде лент или цилиндрических проводов из материала, проводящего ультразвук.

Схема дисперсионного ультразвукового волновода изображена на рис. 48.

Пьезоэлектрические преобразователи преобразуют электрические колебания в ультразвуковые за счет прямого пьезоэффекта и ультразвуковые колебания — в электрические за счет обратного пьезоэффекта.

Для компенсации амплитудно-частотных искажений в схеме применяется корректирующий усилитель, обеспечивающий на выходе ультразвукового волновода получение сжатого импульса с огибающей вида  $\frac{\sin x}{x}$ .

## § 16. ВЛИЯНИЕ АТМОСФЕРЫ НА ДАЛЬНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Влияние атмосферы сказывается в следующем: из-за влияния атмосферной рефракции радиолуч отклоняется от прямолинейного направления и распространяется по криволинейным траекториям; происходит поглощение и рассеяние электромагнитной энергии особенно в субмиллиметровом, миллиметровом и сантиметровом диапазонах волн. Атмосферная рефракция, т. е. преломление радиоволн в нижних слоях атмосферы, возникает вследствие того, что давление, температура и влажность воздуха медленно убывают с высотой. Это, в свою очередь, уменьшает диэлектрическую проницаемость воздуха и, следовательно, вызывает увеличение скорости распространения радиоволн с ростом высоты. Из-за этого траектории радиолучей искривляются в направлении земной поверхности. При этом дальность радиолокационного наблюдения повышается, так как для данной высоты антенны РЛС и объекта предельное расстояние, на которое будут распространяться радиоволны, увеличивается.

При увеличении влажности воздуха с высотой или резком, против нормального, падении температуры может возникнуть субрефракция (пониженная рефракция). Это вызывает искривление лучей радиоволн вверх, отчего дальность радиолокационного наблюдения уменьшается.

Субрефракция возникает обычно в тех случаях, когда над относительно теплой поверхностью моря перемещается холодный воздух, что наблюдается в полярных районах и вблизи сильно охлажденных береговых массивов.

Характер и величина атмосферной рефракции зависят от величины вертикального градиента коэффициента преломления по высоте  $\frac{dn}{dh}$ . Здесь  $n$  — величина изменения коэффициента преломления, равная  $n = \sqrt{\epsilon_0}$ ;  $h$  — высота;  $\epsilon_0$  — диэлектрическая проницаемость.

При  $\frac{dn}{dh} > 0$  радиолуч отклоняется от прямой линии вверх, т. е. имеет место отрицательная рефракция.

Если  $\frac{dn}{dh} < 0$ , то радиолуч будет отклоняться от горизонтальной линии вниз. Рефракция в этом случае будет положительной.

Для так называемой стандартной атмосферы, имеющей место при температуре 15°C на уровне моря при равномерном паде-

нии температуры с высотой на  $0,0065$  град/м и при постоянной влажности на различных высотах, вертикальный градиент коэффициента преломления по высоте отрицателен и составляет

$$\frac{dn}{dh} = -4 \cdot 10^{-8} \text{ (1/м)}.$$

Учет влияния рефракции на дальность радиолокационного наблюдения производится обычно заменой действительного радиуса Земли  $R_3$  эффективным радиусом  $R_3$ :

$$\frac{1}{R_3} = \frac{1}{R_3} + \frac{dn}{dh}. \quad (47)$$

Смысл этого выражения состоит в том, что мы как бы уменьшаем кривизну Земли на величину кривизны траектории луча и тем самым спрямляем луч относительно новой эквивалентной сферы радиуса  $R_3$ .

Выражение (47) можно переписать следующим образом:

$$\frac{1}{R_3} = \frac{1}{R_3} + \frac{dn}{dh} = \frac{1}{k_p R_3},$$

где  $k_p$  — является коэффициентом рефракции.

Отсюда величина коэффициента рефракции равна

$$k_p = \frac{1}{1 + R_3 \frac{dn}{dh}}.$$

Подставляя в это выражение  $R_3 = 6370$  км и  $\frac{dn}{dh} = 4 \cdot 10^{-8}$  (1/м), получим значение коэффициента рефракции для стандартной атмосферы  $k_p = 1,33$ . Отсюда эффективный радиус земли  $R_3$  для условий стандартной атмосферы равен

$$R_3 = k_p R_3 = 1,33 R_3 = 8460 \text{ км}.$$

Коэффициент рефракции  $k_p$  не является постоянной величиной. Для арктических областей величина  $k_p$  лежит в пределах 1,2—1,3, а для тропиков увеличивается 1,3—1,5.

На дальность радиолокационного наблюдения значительное влияние оказывает затухание электромагнитной энергии в кислороде, парах воды, гидрометеорах и пр.

Затухание в кислороде и парах воды обусловлено тем, что их молекулы обладают дипольными моментами и ведут себя подобно диполям.

Электромагнитное поле, действуя на молекулы газа, вызывает их колебание.

Из квантовой теории известно, что каждому типу колебаний соответствует некоторый уровень энергии молекул. Электромагнитное поле, вызывая колебания молекул, расходует энергию на переход молекул от одного более низкого энергетического уровня к другому более высокому. Обратный переход к более

низкому энергетическому уровню происходит беспорядочно, что вызывает в результате уменьшение амплитуды проходящей электромагнитной волны.

Поглощение энергии в кислороде пропорционально квадрату давления. Поглощение в парах воды пропорционально влажности.

С укорочением длины волны затухание энергии в кислороде и парах воды увеличивается. Это затухание особенно сильно проявляется на некоторых волнах и обусловлено явлением резонансного поглощения.

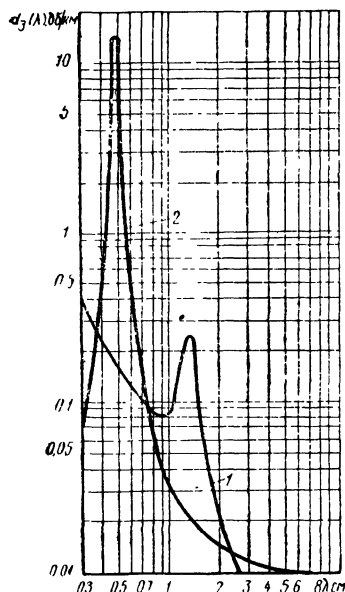


Рис. 49. Графики затухания электромагнитной энергии в кислороде воздуха и парах воды:

1 — водяной пар; 2 — кислород

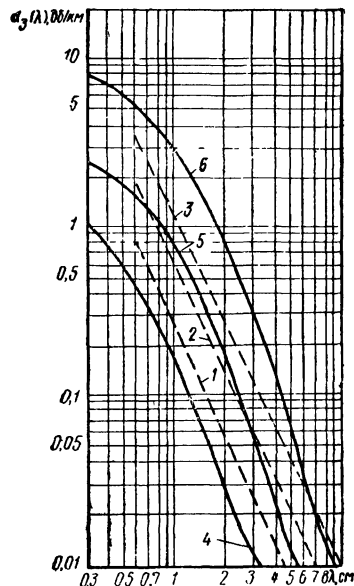


Рис. 50. Графики затухания электромагнитной энергии для дождя и тумана различной интенсивности:

1, 2, 3 — туман при видимости 150, 60, 30 м; 4 — слабый дождь (1 мм/ч); 5 — средний дождь (4 мм/ч); 6 — сильный дождь (16 мм/ч)

На рис. 49 представлен график зависимости затухания  $\alpha_3$  (дБ/км) электромагнитной энергии в кислороде и парах воды от длины волн  $\lambda$ .

Из этого графика видно, что максимальное (резонансное) поглощение энергии для кислорода имеет место на волнах около 0,5 и 0,25 см, для водяных паров — около 0,18 и 1,35 см.

В случае однородной атмосферы общий коэффициент затухания может быть выражен следующим образом:

$$\alpha_0 = \alpha_{31} + \alpha_{32} = k_1 E_{\text{вл}} + k_2 p_v^2,$$

где  $\alpha_{31}$ ,  $\alpha_{32}$  — коэффициенты поглощения в парах воды и в кислороде воздуха, величина этих коэффициентов определяется по графикам рис. 49.

$k_1$ ,  $k_2$  — коэффициенты, зависящие от длины волны, атмосферного давления, влажности и температуры воздуха;

$E_{\text{вл}}$  — влажность воздуха;

$p_{\text{в}}^2$  — атмосферное давление.

Затухание радиоволн, вызываемое азотом, настолько мало, что его можно не учитывать. Затухание радиоволн, вызываемое гидрометеорами, происходит по двум причинам: капли воды являются несовершенным диэлектриком, поэтому возбуждаемый в них высокочастотный ток создает тепловые потери; при значительных размерах водяных капель происходит отражение и рассеяние энергии от этих капель, вследствие чего уменьшается плотность мощности у облучаемых объектов.

Величина коэффициента затухания  $\alpha_3$  зависит от интенсивности дождя  $S_d$  и длины волны.

Для данного значения длины волны

$$\alpha_3 = \alpha_{03} S_d \partial b / \text{км}.$$

На рис. 50 представлены графики зависимости коэффициента затухания от длины волны для дождя и тумана различной интенсивности.

Как видно из графиков, затухание в густом тумане превышает затухание в слабом дожде. Это объясняется тем, что общее содержание воды в густом тумане значительно превосходит содержание воды в слабом дожде. Необходимо отметить, что снег и град при одинаковой интенсивности с дождем влияют на величину затухания энергии меньше, чем дождь.

Численно учет влияния поглощения энергии в атмосфере на дальность радиолокационного наблюдения осуществляется через коэффициент ослабления энергии, равный

$$\beta = 10 \lg \frac{P_{0 \text{ нр}}}{P_{\text{нр}}},$$

где  $P_{0 \text{ нр}}$  — мощность принимаемых отраженных сигналов без учета потерь в атмосфере;

$P_{\text{нр}}$  — мощность принимаемых отраженных сигналов при наличии потерь в атмосфере.

Если атмосфера вдоль всего пути  $D$  распространения радиолокационных сигналов является однородной, то

$$\beta = 10 \lg \frac{P_{0 \text{ нр}}}{P_{\text{нр}}} = \alpha_3 2D,$$

где  $\alpha_3$  — коэффициент затухания атмосферы; определяется из графиков рис. 49 и 50;

$D$  — расстояние до наблюдаемого объекта, км.

Переходя к натуральным логарифмам, получим

$$\ln \frac{P_{0 \text{ пр}}}{P_{\text{пр}}} = \frac{2,3\alpha_3 \cdot 2D}{10} = 0,46\alpha_3 D.$$

Тогда мощность принимаемых отраженных сигналов с учетом потерь в атмосфере будет равна

$$P_{\text{пр}} = P_{0 \text{ пр}} e^{-0,46\alpha_3 D}. \quad (48)$$

Следовательно, затухание энергии в атмосфере происходит по экспоненциальному закону. Выражение (48) согласно формуле (44) можно представить следующим образом:

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_n G_A^2 \bar{S}_9 \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{(4\pi)^3 D^4} e^{-0,46\alpha_3 D}.$$

Тогда максимальная дальность радиолокационного наблюдения с учетом поглощения электромагнитной энергии в атмосфере будет равна

$$D'_{\text{max}} = D_{\text{max}} e^{-0,115\alpha_3 D'_{\text{max}}},$$

или

$$D'_{\text{max}} = \sqrt{\frac{P_n G_A^2 \bar{S}_9 \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{P_{\text{пр(мин)}} (4\pi)^3}} e^{-0,115\alpha_3 D'_{\text{max}}}. \quad (49)$$

Полученное выражение является трансцендентным и может быть решено графически или методом последовательных приближений.

Для удобства расчетов на рис. 51 представлен график зависимости отношения  $\frac{D'_{\text{max}}}{D_{\text{max}}}$  от произведения  $\alpha_3 D_{\text{max}}$ , приведенный в работе [23].

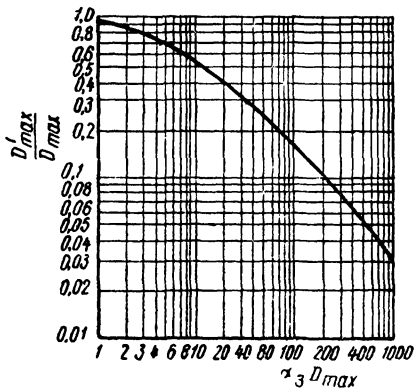


Рис. 51. График для определения дальности радиолокационного наблюдения с учетом влияния атмосферы

## § 17. ВЛИЯНИЕ ВОДНОЙ (ЗЕМНОЙ) ПОВЕРХНОСТИ НА ДАЛЬНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ

Водная или земная поверхность изменяет полученные данные о дальности радиолокационного наблюдения вследствие отражения электромагнитных волн от Земли или воды, а также вследствие сферичности Земли, ограничивающей дальность радиолокационного наблюдения надводных объектов.

Если длина волны РЛС во много раз меньше высоты антенны  $h_1$  и облучаемого объекта  $h_2$ , то вследствие отражения электромагнитных волн от водной или земной поверхности сигналы радиолокационной станции достигают объекта и отражаются обратно двумя путями: непосредственно прямым путем и путем отражения от водной поверхности (рис. 52). Вследствие чего напряженность электромагнитного поля у объекта и антенны РЛС представляет сумму полей прямой  $E_1$  и отраженной  $E_2$  волн и зависит от значения амплитуд и соотношения фаз этих полей, т. е. возникает интерференция сигналов.

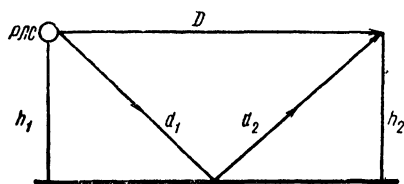


Рис. 52. Отражения энергии от водной поверхности

Если расстояние  $D$  между РЛС и объектом значительно меньше дальности оптической видимости, то земную поверхность можно считать плоской. Тогда суммарная напряженность поля  $E_0$  у объекта будет равна

$$E_0 = E_1 + E_2 = E_1 + \rho E_1 e^{-j\alpha},$$

или

$$E_0 = E_1 (1 + \rho e^{-j\alpha}),$$

где  $\rho$  — коэффициент ослабления амплитуды поля при отражении энергии от водной поверхности;

$\alpha$  — угол сдвига фаз между полем  $E_1$  и  $E_2$  у объекта.

Фазовый сдвиг  $\alpha$  обусловлен двумя причинами: разностью хода лучей прямого и отраженного сигналов и скачком фазы поля при отражении энергии от водной поверхности:

$$\alpha = \varphi + \beta,$$

где  $\varphi$  — скачок фазы поля  $E_2$  при отражении;

$\beta$  — угол сдвига фаз, вызванный разностью хода лучей.

Отношение  $\Phi$  суммарной напряженности поля  $E_0$  к напряженности поля прямой волны  $E_1$  называется коэффициентом распространения, или интерференционным множителем:

$$\begin{aligned} \Phi = \frac{E_0}{E_1} &= |1 + \rho e^{-j\alpha}| = |1 + \rho(\cos \alpha - j \sin \alpha)| = \\ &= \sqrt{(1 + \rho \cos \alpha)^2 + (\rho \sin \alpha)^2} = \sqrt{1 + \rho^2 + 2\rho \cos \alpha}. \end{aligned} \quad (50)$$

Можно практически допустить, что для горизонтальной поляризации поля при спокойной морской поверхности потери энергии при отражении будут равны нулю, т. е.  $\rho = 1$ , и скачок фазы  $\varphi = \pi$ .

Тогда

$$\Phi = \frac{E_0}{E_1} = \sqrt{2 + 2\cos(\pi + \beta)}$$

или

$$E_0 = E_1 \Phi = E_1 \sqrt{2 + 2\cos(\pi + \beta)}.$$

Разность хода лучей прямого и отраженного сигналов при условии, что  $D \gg h_1$  и  $D \gg h_2$ , равна

$$\Delta d = (d_1 + d_2) - D \cong \frac{2h_1 h_2}{D}.$$

Отсюда угол сдвига фаз между  $E_1$  и  $E_2$ , вызванный разностью хода лучей, будет равен

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d = \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda D}.$$

В этом случае суммарная напряженность поля  $E_0$  у объекта определяется выражением

$$\begin{aligned} E_0 &= E_1 \sqrt{2 + 2\cos\left(\pi + \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda D}\right)} = \\ &= E_1 2\cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D}\right) = E_1 2\sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D}. \end{aligned} \quad (51)$$

Соответственно суммарная плотность мощности  $\Pi_0$  у объекта будет равна

$$\Pi_0 = \Pi_1 4\sin^2 \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D}, \quad (52)$$

где  $\Pi_1$  — плотность мощности у объекта поля прямой волны.

Как следует из выражений (51) и (52), суммарная напряженность поля  $E_0$  и суммарная плотность мощности  $\Pi_0$  у объекта в результате интерференции, вызванной отражением от водной поверхности, неравномерны по высоте  $h_2$  и носят лепестковый характер (рис. 53). Максимум лепестков соответствует условию  $\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D} = \frac{\pi}{2}; 3/2\pi; 5/2\pi$  и т. д.

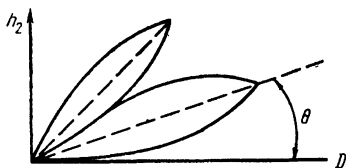


Рис. 53. Лепестковый характер электромагнитного поля

При этом, как следует из формул (51) и (52),

$$E_0 = 2E_1 \quad \text{и} \quad \Pi_0 = 4\Pi_1.$$

Нулевые значения суммарной напряженности поля и суммарной плотности мощности будут при  $\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D} = \pi; 2\pi; 3\pi$  и т. д., когда  $\sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D} = 0$ .

Число  $n$  лепестков зависит от высоты  $h_1$  антенны РЛС и длины волны:

$$n = \frac{2h_1}{\lambda}.$$



Обнаружение низкорасположенных надводных объектов производится по лем нижнего лепестка диаграммы направленности антенны. В связи с этим большое значение имеет угол  $\Theta$  наклона максимума нижнего лепестка относительно плоскости водной поверхности.

Максимуму нижнего лепестка соответствует условие

$$\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D} = \frac{\pi}{2}.$$

Тогда

$$\operatorname{tg} \theta \approx \theta = \frac{h_2}{D} = \frac{\lambda}{4h_1},$$

или в градусах

$$\theta^\circ = 57,3 \frac{\lambda}{4h_1} = 14,4 \frac{\lambda}{h_1}.$$

Таким образом, с уменьшением длины волны и увеличением высоты антенны РЛС угол  $\Theta^\circ$  уменьшается, что обеспечивает большую дальность наблюдения низкорасположенных надводных объектов.

Сигналы, отраженные от объектов и принимаемые РЛС, также являются результатом суммирования полей прямой и отраженной волн от водной поверхности. Тогда на основании выражения (52) суммарная мощность отраженных от объекта сигналов на входе приемника, согласованного с антенной, с учетом влияния водной поверхности будет равна

$$P'_{0\text{ пр}} = P_{\text{пр}} \left( 4 \sin^2 \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D} \right)^2, \quad (53)$$

где  $P_{\text{пр}}$  — мощность на входе приемника прямых сигналов, равная мощности в свободном пространстве.

В связи с тем что практически  $D \gg h_1 h_2$ ,

$$\sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D} \approx \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D}. \quad (54)$$

В этом случае выражение (53) с учетом (44) и (54) можно переписать следующим образом:

$$P'_{0\text{ пр}} = \frac{P_n G_A^2 \bar{S}_9 \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{(4\pi)^3 D^4} \cdot \frac{(4\pi)^4 (h_1 h_2)^4}{\lambda^4 D^4} = \frac{P_n G_A^2 \bar{S}_9 \eta_1 \eta_2 4\pi (h_1 h_2)^4}{D^8 \lambda^2}. \quad (55)$$

Ограничивая мощность на входе приемника его чувствительностью  $P'_{0\text{ пр}} = P_{\text{пр}(\min)}$ , получим следующее выражение для определения максимальной дальности  $D = D_{\text{max}}^*$  радиолокационного наблюдения с учетом влияния отражения от водной поверхности:

$$D_{\text{max}}^* = \left[ \frac{P_n G_A^2 \bar{S}_9 \eta_1 \eta_2 4\pi (h_1 h_2)^4}{P_{\text{пр}(\min)} \lambda^2} \right]^{1/8}. \quad (56)$$

Как следует из полученного выражения (56), отражение от водной поверхности резко уменьшает дальность радиолокационного наблюдения в зоне, лежащей ниже первого максимума диаграммы направленности антенны РЛС (ниже первого лепестка). В этом случае увеличение мощности зондирующих импульсов и повышение чувствительности приемника мало влияют на увеличение дальности действия РЛС, так как  $D_{\max}^*$  в этом случае пропорциональна корню восьмой, а не четвертой степени из отношения  $\frac{P_n}{P_{\text{пр}(\min)}}$ , как это имело место в случае дальности радиолокационного наблюдения в свободном пространстве.

Увеличение дальности действия РЛС в данном случае можно достигнуть снижением угла  $\Theta^\circ$  наклона нижнего (первого) лепестка, для чего необходимо укорачивать длину волны РЛС и увеличивать высоту установки антенны.

Однако при работе РЛС на более коротких волнах увеличивается затухание электромагнитной энергии в атмосфере. Увеличение высоты  $h_1$  антенны увеличивает мертвую зону РЛС. Поэтому при выборе длины волны и высоты установки антенны РЛС необходимо учитывать эти особенности.

Найдем дальность радиолокационного наблюдения с учетом отражения от водной поверхности и поглощения электромагнитной энергии в атмосфере.

Выражение (55) с учетом поглощения энергии в атмосфере можно представить следующим образом:

$$P'_{0\text{ пр}} = \frac{P_n G_A^2 \bar{S}_3 \eta_1 \eta_2 4\pi (h_1 h_2)^4}{D^8 \lambda^2} e^{-0,46\alpha_3 D}.$$

Тогда максимальная дальность радиолокационного наблюдения с учетом потерь в атмосфере будет равна

$$D_{\max}^* = \left[ \frac{P_n G_A^2 \bar{S}_3 \eta_1 \eta_2 4\pi (h_1 h_2)^4}{P_{\text{пр}(\min)} \lambda^2} \right]^{1/8} e^{-0,058\alpha_3 D_{\max}^*}.$$

Кроме отражения энергии, земная поверхность, благодаря своей кривизне, также оказывает влияние на дальность действия РЛС.

Известно, что в диапазоне ультракоротких волн, особенно на сантиметровых и более коротких волнах, дифракция, т. е. способность радиоволн огибать выпуклую поверхность Земли, выражена очень слабо. Поэтому радиоволны этого диапазона распространяются почти прямолинейно и кривизна земной поверх-

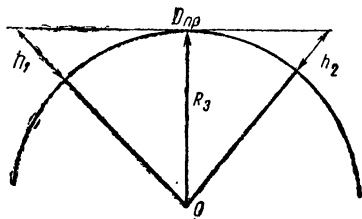


Рис. 54. Влияние кривизны земной поверхности на дальность радиолокационного наблюдения

ности ограничивает дальность радиолокационного наблюдения дальностью прямой радиолокационной видимости.

Как следует из рис. 54, дальность прямой радиолокационной видимости выражается формулой

$$D_{\text{пр}} = \sqrt{(R_3 + h_1)^2 - R_3^2} + \sqrt{(R_3 + h_2)^2 - R_3^2},$$

где  $R_3$  — эффективный радиус Земли.

В связи с тем что  $D_{\text{пр}} \gg h_1$  и  $D_{\text{пр}} \gg h_2$ ,

$$D_{\text{пр}} = \sqrt{2R_3} (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}).$$

Как известно, для стандартной атмосферы эффективный радиус Земли равен

$$R_3 = k_3 R_3 = 1,33 \cdot 6370 = 8460 \text{ км},$$

тогда

$$D_{\text{пр(км)}} = 4,12 (\sqrt{h_{1(\text{м})}} + \sqrt{h_{2(\text{м})}}).$$

## § 18. ВЛИЯНИЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ НА ДАЛЬНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Мешающие сигналы, отраженные от взволнованной морской поверхности, ухудшают обнаружение и уменьшают дальность радиолокационного наблюдения низкорасположенных надводных объектов.

Интенсивность сигналов, отражаемых от взволнованной морской поверхности в сторону РЛС, зависит от угла наклона луча антенны (угла скольжения), длины волны, поляризации электромагнитного поля, состояния моря и силы ветра.

Пользуясь основным уравнением радиолокации (44), можно вычислить среднюю мощность отраженных сигналов от взволнованной морской поверхности по формуле

$$\bar{P}_{\text{пр}} = \frac{P_n G_A^2 \Lambda^2 \gamma_{11} \gamma_2}{(4\pi)^3 D^4} \sum_i \bar{S}_{\Sigma i}, \quad (57)$$

где  $\bar{S}_{\Sigma i}$  — средняя эффективная поверхность рассеяния  $i$ -го отражателя.

Для небольших углов наклона диаграммы направленности антенны, свойственных режиму работы судовых навигационных РЛС, площадь, по которой суммируется  $\bar{S}_{\Sigma i}$ , определяется, как известно, разрешающей площадкой

$$S = \alpha_r D \frac{c \tau_n}{2}.$$

Тогда

$$\sum_i \bar{S}_{\Sigma i} = \bar{S}_{\Sigma y} S = \alpha_r D \frac{c \tau_n}{2} \bar{S}_{\Sigma y},$$

где  $\bar{S}_{\Sigma y}$  — средняя удельная эффективная поверхность рассеяния.

Тогда средняя мощность отраженных сигналов от взволнованной морской поверхности будет равна

$$\bar{P}_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{и}} G_A^2 \lambda^2 \eta_1 \eta_2 \alpha_{\text{г}} c \tau_{\text{и}}}{(4\pi)^3 D^3 2} \bar{S}_{\text{э.у.}} \quad (58)$$

Таким образом, в отличие от выражения (57), мощность отраженных сигналов от взволнованной морской поверхности изменяется обратно пропорционально третьей, а не четвертой степени дальности. Эта особенность обусловлена тем, что с увеличением расстояния увеличиваются размеры отражающей площадки, а следовательно, и число отражателей, облучаемых РЛС.

В выражении (58) не учитывается интерференция прямого и отраженного лучей, которая имеет место и при отражении от взволнованной морской поверхности.

Если учитывать интерференцию прямого и отраженного лучей, то, пользуясь выражением (55), можно найти мощность отраженных сигналов от морской взволнованной поверхности для нашего случая:

$$\bar{P}_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{и}} G_A^2 4\pi \eta_1 \eta_2 (h_1 h_2)^4 \alpha_{\text{г}} c \tau_{\text{и}}}{D^7 \lambda^2 2} \bar{S}_{\text{э.у.}}$$

Таким образом, интенсивность отраженных сигналов от взволнованной морской поверхности при наличии интерференции изменяется обратно пропорционально дальности седьмой, а не восьмой степени. Как указывается в работе [25], переходная дальность, разделяющая область, где мощность отраженных сигналов изменяется пропорционально  $D^{-3}$  и  $D^{-7}$ , определяется выражением

$$D_{\text{п}} = \frac{h_1 h_2}{0,2\lambda}.$$

Эта формула может быть использована при приближенном расчете обратного отражения энергии от взволнованной морской поверхности. При этом надо иметь в виду, что за высоту  $h_2$  следует брать не полную высоту волны, а несколько меньшее ее значение, так как отражение энергии происходит от средней части склона волны.

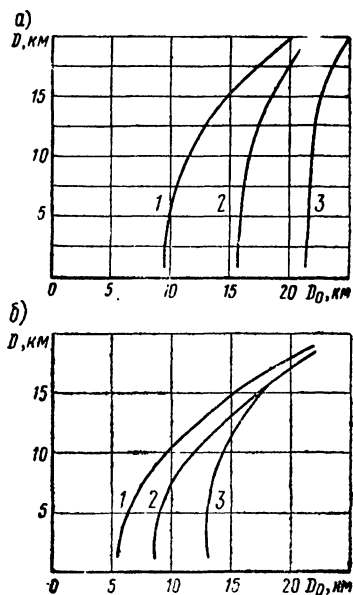


Рис. 55. Влияние отражения от взволнованной морской поверхности на дальность радиолокационного наблюдения:

1 — 0–2 балла; 2 — 2–4 балла; 3 — 5–8 баллов

Влияние отражения от взволнованной морской поверхности на дальность радиолокационного наблюдения иллюстрируется кривыми  $D=f(D_0)$  (рис. 55), приведенными в работе [16].

Эти кривые построены для разных состояний морской поверхности, при малых углах скольжения, для РЛС на волне 3,2 см (рис. 55, а) и РЛС на волне 8 мм (рис. 55, б).

Кривая  $D_0$  соответствует дальности при отсутствии волнения,  $D$  — при наличии волнения определенной балльности.

Как следует из кривых, отражение от взволнованной морской поверхности наиболее сильно влияет на дальность радиолокационного наблюдения при малых предельных расстояниях  $D_0$ , что соответствует обнаружению малых низкорасположенных надводных объектов с малой эффективной поверхностью рассеяния  $S_z$ .

С увеличением расстояния  $D_0$  влияние взволнованной морской поверхности на дальность  $D$  заметно ослабевает.

Волнение моря влияет также на величину эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) объектов. С увеличением волнения ЭПР объектов уменьшается.

## Глава IV. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ПЕРЕДАТЧИКИ

### § 19. ОСОБЕННОСТИ МАГНЕТРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Передатчик судовой навигационной РЛС содержит следующие основные элементы: генератор сверхвысокой частоты (СВЧ), модулятор, источник питания (рис. 56).

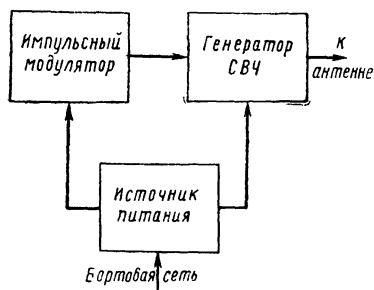


Рис. 56. Блок-схема радиолокационного передатчика

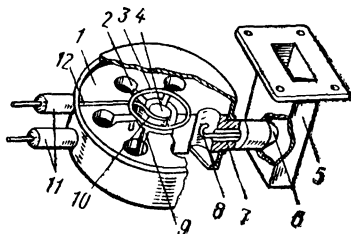


Рис. 57. Устройство магнетрона

Генератор СВЧ является мощным генератором с самовозбуждением. В диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн в качестве генераторов применяются магнетроны.

Для управления колебаниями магнетронного генератора используется модуляторное устройство, состоящее из модулятора и подмодулятора.

Магнетрон представляет собою двухэлектродный электровакуумный прибор с электромагнитным управлением. В диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн применяются многорезонаторные магнетроны. Устройство такого магнетрона показано на рис. 57.

Основой конструкции магнетрона является анодный блок 1 в виде массивного медного цилиндра, в котором выточено по окружности четное число пазов, представляющих собой цилиндрические резонаторы 2.

В центре блока расположен цилиндрический оксидный подогревный катод 10, имеющий значительный диаметр для получения достаточного эмиссионного тока. Резонаторы сообщаются с внутренней полостью магнетрона, называемой пространством взаимодействия, с помощью прямоугольных пазов 9. Катод укреплен внутри магнетрона с помощью держателей 12, которые служат одновременно выводами тока 11. Держатели проходят через стеклянные спаи в цилиндрических трубках, укрепленных на фланце. Имеющиеся на фланце утолщения выполняют роль высокочастотного дросселя, препятствующего выходу высокочастотной энергии через выводы накала. С обеих сторон катода расположены охранные диски 4, препятствующие утечке электронов из пространства взаимодействия в торцовые области магнетрона. С торцевой стороны анодного блока имеются связки-проводники 3, соединяющие сегменты анодного блока.

Для охлаждения магнетрона на его наружной поверхности имеются ребра, обдуваемые вентилятором. Исходя из удобства охлаждения, безопасности обслуживания и облегчения отвода высокочастотной энергии, анодный блок заземляется, а к катоду прикладываются импульсы высокого напряжения отрицательной полярности.

Магнитное поле в магнетроне создается постоянными магнитами, изготовленными из специальных сплавов, создающих сильное магнитное поле.

Связь магнетрона с внешней нагрузкой осуществляется посредством проволоочной медной петли 8. Эта петля одним концом припаяна к стенке одного из резонаторов, а другим присоединена к внутреннему проводу 7 короткой коаксиальной линии, проходящему через стеклянный спай 6 в волновод 5. Возбуждение колебаний сверхвысокой частоты в магнетроне осуществляется электронным потоком, управляемым постоянным электрическим и магнитным полями, направленными взаимно перпендикулярно друг другу. Излучаемые катодом электроны, попадая в пространство взаимодействия под влиянием постоянного электрического и магнитного полей, движутся по петлеобразным траекториям (рис. 58).

Поскольку каждый электрон, помимо радиальной составляющей, имеет также и касательную составляющую скорости, на поверхность анодного блока и на поверхности щелей резонаторов наводятся переменные электрические заряды, возбуждающие в резонаторе электромагнитные колебания. Частота этих колебаний определяется параметрами колебательной системы.

Из-за влияния краевого эффекта электромагнитное поле из резонатора проникает в пространство взаимодействия и тормозит или ускоряет движение электронов. При торможении электроны отдают свою энергию полю, при ускорении энергия отбирается от поля.

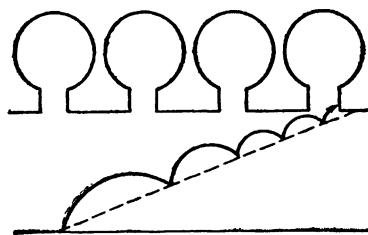


Рис. 58. Траектории движения электронов

Если количество энергии, передаваемое электронами полю резонаторов, будет превышать количество энергии, отбираемой от поля, то создаются условия баланса амплитуд, т. е. условия, необходимые для поддержания колебаний в магнетроне.

Многорезонаторный магнетрон представляет собою сложную колебательную систему, состоящую из  $N$  сильно связанных между собою колебательных контуров в виде объемных резонаторов (рис. 59). Такая сложная колебательная система имеет в общем случае  $N$  собственных резонансных частот.

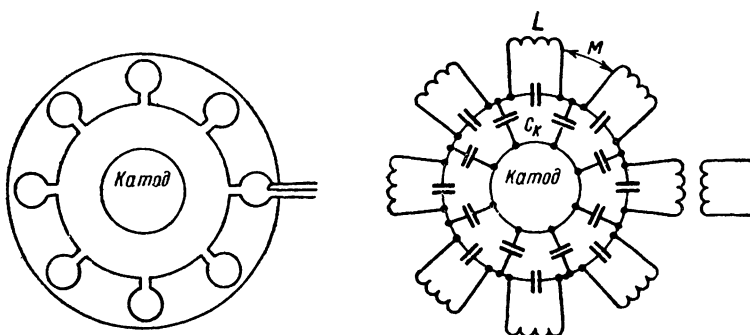


Рис. 59. Многорезонаторный магнетрон

Поскольку колебательная система магнетрона является замкнутой, то сдвиг фаз  $\varphi_n$  между колебаниями в соседних контурах может быть только такой величины, чтобы при обходе всех  $N$  контуров общий сдвиг фаз был кратным  $2\pi$ :

$$N \varphi_n = 2\pi n,$$

где  $n=1, 2, 3, 4 \dots$ ,

откуда

$$\varphi_n = 2\pi \frac{n}{N}.$$

Каждому значению  $\varphi_n$  будет соответствовать определенная резонансная частота колебательной системы, которую можно найти из выражения

$$\omega_n = \frac{\omega_0}{\sqrt{\left(1 - 2 \frac{M}{L} \cos \varphi_n\right) \left[1 + \frac{C_k}{2C(1 - \cos \varphi_n)}\right]}},$$

где

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Поэтому для идеально симметричной колебательной системы из  $N$  колебательных контуров получим  $\frac{N}{2}$  резонансных частот. На практике используют противофазный вид колебаний или  $\pi$ -вид, соответствующий  $n = \frac{N}{2}$ , при котором колебания в соседних резонаторах находятся в противофазе. Такой вид колебаний имеет преимущества перед остальными, так как позволяет получать от магнетронного генератора большую колебательную мощность.

При симметричной колебательной системе с противофазным видом колебаний смежные резонансные частоты имеют очень малый частотный интервал. С увеличением количества резонаторов этот частотный интервал уменьшается. Вследствие этого магнетрон работает неустойчиво. При небольшом случайном изменении режима работы могут наблюдаться «перескоки» генерируемых колебаний с противофазного вида на другие, отчего изменяется частота и уменьшается полезная мощность магнетрона.

Для увеличения интервала резонансных частот колебательной системы магнетрона используют специальные связки или применяют разнорезонаторные магнетроны. Связки представляют собой медные кольца или дужки, соединяющие сегменты анода с одинаковым потенциалом для колебаний противофазного вида.

В этом случае уравнивающие токи через связки отсутствуют, а протекают только емкостные токи, вызванные наличием емкости связок. Следовательно, для колебаний  $\pi$ -вида связки являются дополнительными емкостями, включенными параллельно емкости каждого резонатора. Общая емкость каждого резонатора для противофазного вида колебаний при этом увеличивается, отчего понижается резонансная частота этого вида колебаний.

Для колебаний иных видов связки соединяют точки с разным потенциалом, поэтому через связки будут протекать уравнивающие токи, создающие дополнительное магнитное поле. Значит, для остальных видов колебаний связки ведут себя как ин-



дуктивность, включенная параллельно индуктивности каждого резонатора. Общая индуктивность при этом уменьшается, и резонансная частота этих видов колебаний будет выше.

При применении связок интервал резонансных частот противофазного вида колебаний ближайших соседних видов колебаний увеличивается и доходит до 10—20% вместо 2—5% без применения связок. Поэтому вероятность перескока колебаний с противофазного вида на другие виды колебаний в магнетроне уменьшается. Для магнетронов трехсантиметрового диапазона и более коротких волн применение связок встречает ряд трудностей из-за малых размеров резонаторов, трудностей монтажа и увеличения потерь мощности в связках.

В этом диапазоне волн для разделения видов колебаний применяют разнорезонаторные магнетроны.

Разнорезонаторный магнетрон имеет две группы резонаторов большего и меньшего размеров, рассчитанных на разные резонансные частоты. Каждая из этих групп сама по себе имеет спектр видов колебаний, характерных для магнетрона без связок, имеющих  $\frac{N}{2}$  резонаторов.

Особенностью разнорезонаторного магнетрона является сильная связь между противофазными колебаниями и очень слабая связь между другими типами колебаний обеих групп. Благодаря этому разделение частот  $\pi$ -вида и соседних видов колебаний получается около 10—20%, что обеспечивает нормальный режим работы магнетрона. Существенным преимуществом разнорезонаторной системы магнетрона является возможность повышения мощности магнетрона за счет увеличения его максимальных размеров.

В магнетронных генераторных РЛС применяются постоянные магниты, изготовленные из сплавов с большой коэрцитивной силой. Существуют две конструкции магнитных систем: внешние магнитные системы и «пакетные» магнитные системы. Внешняя магнитная система представляет собой стационарную конструкцию, между полюсными наконечниками которой устанавливается магнетрон.

В судовых навигационных РЛС получили распространение пакетированные магнетроны, у которых магнитная система является составной частью конструкции самого магнетрона. У пакетированных магнетронов полюсные наконечники входят с торцов внутрь магнетрона (рис. 60). Этим уменьшается воздушный зазор между полюсами, а следовательно, и сопротивление магнитопровода, что позволяет сократить размеры и вес магнитной системы. Схемы магнетронных генераторов представлены на рис. 61, а и б.

В состав схемы магнетронного генератора входят: магнетрон, трансформатор накала и система охлаждения анодного блока магнетрона.

Схема магнетронного генератора содержит три цепи: сверхвысокочастотную, анодную и накальную. Токи СВЧ циркулируют в резонаторной системе магнетрона и в связанной с ней внешней нагрузке. Импульсный анодный ток протекает от положительного зажима модулятора через анод—катод магнетрона на отрицательный зажим модулятора. Величина импульсного тока определяется выражением

$$I_n = \frac{I_a}{F_n \tau_n \alpha},$$

где  $I_a$  — среднее значение анодного тока,  $a$ ;  
 $F_n$  — частота следования импульсов,  $имп/сек$ ;  
 $\tau_n$  — длительность импульса,  $сек$ ;  
 $\alpha$  — коэффициент формы импульсов (для прямоугольных импульсов равен единице).

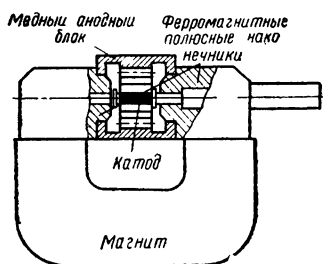


Рис. 60. Пакетированный магнетрон

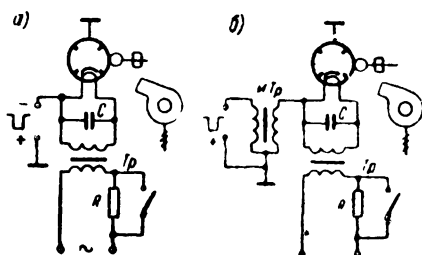


Рис. 61. Схемы магнетронных генераторов

Цепь накала состоит из вторичной обмотки трансформатора накала  $Tr$  и нити подогрева катода. Обычно напряжение накала магнетрона равно 6,3 в, но ввиду того, что катод работает в режиме усиленной электронной бомбардировки, полное напряжение питания нити подогрева требуется только для разогрева катода перед подачей высокого напряжения на анод магнетрона. При включении высокого анодного напряжения, напряжение накала обычно уменьшают автоматически до 4 в с помощью резистора  $R$ , включенного в первичную обмотку трансформатора накала. В схеме (рис. 61, а) модулирующий импульс напряжения отрицательной полярности с выхода модулятора подается на катод магнетрона.

Вторичная обмотка трансформатора накала по отношению к корпусу генератора находится под высоким напряжением. Аналогично в схеме (рис. 61, б) один конец вторичной обмотки импульсного трансформатора  $ИТр$  подключен к корпусу, а второй конец — к зажиму вторичной обмотки накального трансформатора. Поэтому изоляция между вторичной обмоткой трансформатора накала и корпусом, а также между обмотками должна быть

рассчитана на полное анодное напряжение магнетрона. Чтобы не вызвать заметного искажения формы модулирующих импульсов, емкость вторичной обмотки трансформатора накала должна быть возможно меньше (не более нескольких десятков пикофард).

## § 20. ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНЕТРОНОВ

Электрические и эксплуатационные качества магнетронного генератора оцениваются рабочей и нагрузочной характеристиками магнетрона.

Рабочая характеристика представляет собою зависимость полезной мощности  $P$ , коэффициента полезного действия  $\eta$ , постоянной составляющей анодного тока  $I_a$  и частоты генерируемых колебаний от изменения величины постоянного анодного напряжения  $E_a$  и магнитной индукции  $B$  при постоянной согласованной внешней нагрузке. Для пакетированных магнетронов, у которых магнитная система не регулируется, рабочая характеристика строится для установленного значения магнитной индукции.

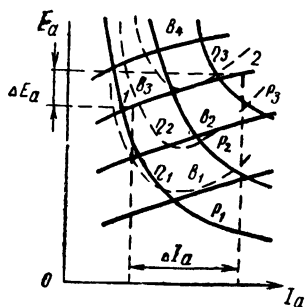


Рис. 62. Рабочая характеристика магнетрона

Как следует из рис. 62, рабочие характеристики выражаются в координатах  $E_a$ ,  $I_a$ . В этих координатах приводятся кривые постоянных значений  $P$ ,  $B$  и  $\eta$ . Выбор координат

$E_a$ ,  $I_a$  обусловлен тем, что в такой системе координат каждая точка плоскости показывает величину подводимой к магнетрону мощности

$$P_0 = E_a I_a$$

и статистическое сопротивление магнетрона  $R_m = \frac{E_a}{I_a}$ , необходимое при расчете модуляторов РЛС.

Как видно из рабочей характеристики, при изменении напряжения на аноде магнетрона на величину  $\Delta E_a$  при постоянной магнитной индукции  $B_3$  рабочая точка, определяющая режим работы магнетрона, будет перемещаться вдоль линии постоянной индукции, имеющей пологую форму, и вызовет значительное изменение анодного тока  $\Delta I_a$ . Поэтому на практике контроль режима работы магнетрона осуществляют не по напряжению, а по величине постоянной составляющей анодного тока.

Полезная мощность магнетронного генератора при постоянном значении  $I_a$  увеличивается с возрастанием анодного напряжения  $E_a$ , а при постоянной величине анодного напряжения — растет с увеличением анодного тока.

Величина анодного тока влияет также на частоту магнетрона. При неизменной величине магнитной индукции с увеличением анодного тока частота генерируемых колебаний сначала повышается, достигает максимума, а затем понижается.

Уход частоты, вызванный изменением анодного тока, называется электронным смещением частоты и выражается в мегагерцах на ампер.

Для импульсных магнетронов трехсантиметрового диапазона волн электронное смещение частоты лежит в пределах 0,2—0,6 Мгц/а.

Электронное смещение частоты вызывает паразитную частотную модуляцию генерируемых радиоимпульсов, из-за чего расширяется частотный спектр сигналов радиолокационного передатчика. Для устранения этого недостатка модулирующие импульсы напряжения должны иметь по возможности плоскую верхушку, т. е. это напряжение должно быть стабильным по величине.

При работе РЛС в режиме обзора, когда антенна непрерывно вращается с определенной скоростью, входное сопротивление антенны меняется из-за влияния близко расположенных отраженных объектов, а также из-за переменных по величине отраженных волн во вращающихся сочленениях линии передачи антенны. Это вызывает изменение выходной мощности и частоты магнетронного генератора.

Входное сопротивление волноводной линии определяется известным выражением

$$Z_{вх} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}},$$

где  $\dot{U}$  — комплексная амплитуда напряжения на входе волноводной линии;

$\dot{I}$  — комплексная величина тока.

Комплексные амплитуды напряжения и тока можно выразить следующим образом:

$$\begin{aligned}\dot{U} &= \dot{U}_{0\text{ пад}} \exp j(\alpha x) + \dot{U}_{0\text{ отр}} \exp -j(\alpha x) = \dot{U}_{\text{пад}} + \dot{U}_{\text{отр}}; \\ \dot{I} &= \frac{1}{\rho_{\text{в}}} \{ \dot{U}_{0\text{ пад}} \exp j(\alpha x) - \dot{U}_{0\text{ отр}} \exp -j(\alpha x) \} = \frac{1}{\rho_{\text{в}}} (\dot{U}_{\text{пад}} - \dot{U}_{\text{отр}}),\end{aligned}$$

где  $\rho_{\text{в}}$  — волновое сопротивление волноводной линии;

$x$  — расстояние от конца волноводной линии;

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{в}}}$$

(здесь  $\lambda_{\text{в}}$  — длина волны в волноводе);

$\dot{U}_{0\text{ пад}}$  — комплексная амплитуда напряжения падающей волны на конце волноводной линии;

$\dot{U}_{0\text{ отр}}$  — комплексная амплитуда напряжения отраженной волны на конце линии.

Тогда входное сопротивление будет равно

$$Z_{\text{вх}} = \rho_{\text{в}} \frac{\dot{U}_{\text{пад}} + \dot{U}_{\text{отр}}}{\dot{U}_{\text{пад}} - \dot{U}_{\text{отр}}} = \rho_{\text{в}} \frac{1 + \frac{\dot{U}_{\text{отр}}}{\dot{U}_{\text{пад}}}}{1 - \frac{\dot{U}_{\text{отр}}}{\dot{U}_{\text{пад}}}}.$$

Определим комплексный коэффициент отражения, который равен отношению комплексных амплитуд отраженной и падающей волн,

$$\begin{aligned} \dot{P} &= P \exp(-j\varphi) = \frac{\dot{U}_{\text{отр}}}{\dot{U}_{\text{пад}}} = \frac{\dot{U}_{0\text{отр}}}{\dot{U}_{0\text{пад}}} \exp - j(2\alpha x) = \\ &= \frac{\dot{U}_{0\text{отр}}}{\dot{U}_{0\text{пад}}} \exp - j(2\alpha x + \varphi_0), \end{aligned}$$

где  $\varphi_0$  — фаза коэффициента отражения на конце волноводной линии.

Тогда выражение для входного сопротивления можно написать следующим образом:

$$Z_{\text{вх}} = \rho_{\text{в}} \frac{1 + \dot{P}}{1 - \dot{P}}.$$

Ввиду того что сопротивление  $\rho_{\text{в}}$  является величиной постоянной, нагрузка магнетронного генератора полностью определяется комплексным коэффициентом отражения  $\dot{P}$ .

Коэффициент стоячей волны напряжения в волноводной линии

$$K_{\text{с.в}} = \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{min}}},$$

но

$$U_{\text{max}} = U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}; \quad U_{\text{min}} = U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}.$$

Тогда

$$K_{\text{с.в}} = \frac{1 + P}{1 - P},$$

откуда модуль коэффициента отражения равен

$$P = \frac{K_{\text{с.в}} - 1}{K_{\text{с.в}} + 1}.$$

Зависимость выходной мощности и генерируемой частоты от внешней нагрузки при постоянной величине питающих напряжений определяется нагрузочной характеристикой магнетрона (рис. 63).

Нагрузочная характеристика строится в полярных координатах. Величина радиус-вектора равна модулю коэффициента

отражения  $P$ , а полярный угол  $\varphi$  является фазовым углом коэффициента отражения, который равен

$$\varphi = 57,3 \frac{4\pi \Delta l}{\lambda_B},$$

где  $\Delta l$  — расстояние от первого минимума стоячей волны до начала волноводной линии (фланца магнетрона).

На линии постоянной частоты нагрузочной характеристики указывается не абсолютное значение частоты, а отклонение частоты от ее значения, соответствующего работе магнетрона на согласованную нагрузку.

Изменение частоты магнетрона, вызванное непостоянством нагрузки, называется затягиванием частоты, которая количественно характеризуется коэффициентом затягивания. Под коэффициентом затягивания понимается максимальное изменение частоты магнетрона, если  $K_{св}$  волноводной линии постоянен и равен 1,5 ( $P=0,2$ ), а фаза коэффициента отражения изменяется в пределах  $0-360^\circ$ .

Стабильность частоты магнетронного генератора может быть повышена, если длина волноводной линии, соединяющей магнетрон с антенной, не будет превышать некоторую критическую величину, которая может быть определена по следующей формуле:

$$l_{кр} = \frac{c \lambda_B}{2\pi \lambda K_{св} F_c},$$

где  $F_c$  — коэффициент затягивания частоты магнетрона;

$\lambda$  — длина волны магнетронного генератора.

В связи с тем что на судне по условиям установки передатчика и антенны длина волноводной линии часто может превышать критическую длину, фаза коэффициента отражения может отличаться от требуемой величины. Поэтому в волноводный тракт РЛС вводят специальное устройство, называемое фазорегулятором, которое меняет эффективную длину волноводной линии и тем самым регулирует фазу коэффициента отражения. Фазорегулятор представляет собою отрезок прямоугольного волновода с меняющимися размерами поперечного сечения. При изменении размеров поперечного сечения меняется фазовая скорость электромагнитных волн и, следовательно, электрическая длина волноводной линии.

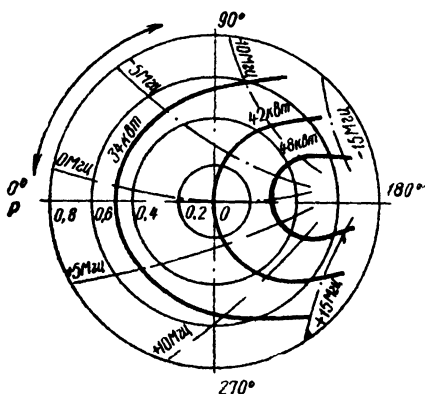


Рис. 63. Нагрузочная характеристика магнетрона

Другим способом является применение ферритов в волноводной линии для поглощения отраженной энергии от нагрузки. В этом случае условия работы магнетронного генератора соответствуют работе на согласованную нагрузку.

При несогласованной нагрузке могут иметь место нестабильность частоты и мощности магнетронного генератора из-за переходных процессов, вызванных влиянием длительности импульсов. В начале генерации колебаний, пока отраженная волна от входа антенны еще не достигла магнетрона, последний будет работать на нагрузку, равную волновому сопротивлению соединительной линии (волновода), независимо от величины входного сопротивления антенны.

Как только отраженная волна достигнет магнетрона, возникающий фазовый сдвиг между падающей и отраженной волнами напряжения вызывает рассогласование нагрузки, определяемое величиной и фазой коэффициента отражения.

Изменяющаяся частота колебаний при этом вызывает изменение сдвига фазы между падающей и отраженными волнами, а это, в свою очередь, вызывает изменение частоты магнетронного генератора и т. д.

Переходный процесс не должен возникать, если генерация импульса колебаний закончится ранее, чем отраженная от нагрузки волна напряжения достигнет магнетрона. Это будет зависеть от соотношения длины волноводной линии и длительности импульса. Например, при длине волноводной линии  $l = 15$  м отраженная волна напряжения достигает магнетрона через  $0,1$  мксек. Следовательно, при длительности импульса  $\tau_n < 0,1$  мксек переходный процесс наблюдаться не будет.

Уменьшение влияния переходного процесса на стабильность частоты и мощности магнетронного генератора можно достигнуть уменьшением начального сдвига по фазе между падающей и отраженными волнами, применением ферритов в волноводной линии и пр. Импульсный режим работы магнетронного генератора может вызывать также возбуждение колебаний непротивофазного вида с номером  $n > \frac{N}{2}$ , возникающих при меньшем анодном напряжении. Поэтому колебания этого типа получили название низковольтных.

Поскольку в импульсном режиме нарастание и спад напряжения на аноде магнетрона происходят не мгновенно, а постепенно, то для предотвращения возбуждения низковольтных колебаний необходимо, чтобы длительность фронта  $t_f$  и спада  $t_c$  импульса была достаточно малой. Как отмечается в работе [9], скорость нарастания анодного напряжения для подавления низковольтных видов колебаний по экспериментальным данным должна быть не менее  $100\text{--}150$  кв/мксек.

Одновременно для возбуждения колебаний противофазного типа длительность фронта импульса не должна быть слишком

малой. Считается, что для магнетронов 10-см диапазона длительность фронта должна быть не менее 0,03 мксек, а для магнетронов 3-см диапазона — не менее 0,01 мксек.

## § 21. ИМПУЛЬСНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

Импульсный модулятор РЛС предназначается для управления колебаниями генератора сверхвысокой частоты. В модуляторе вырабатываются видеоимпульсы высокого напряжения, которые подаются на анод магнетрона, вырабатывающего радиоимпульсы сверхвысокой частоты заданной длительности. Для обеспечения нормального режима работы магнетрона и устранения нежелательных колебаний в нем длительность фронта модулирующего импульса (рис. 64) берется в пределах  $t_{\phi} = (0,1 \div 0,2) \tau_n$ , где  $\tau_n$  — длительность импульса.

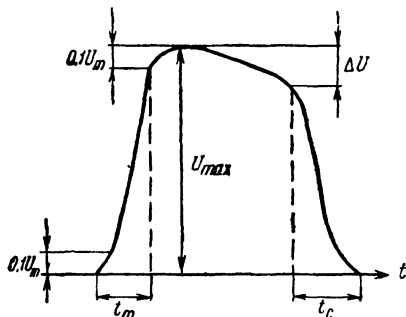


Рис. 64. Модулирующий импульс

Длительность спада импульса может иметь несколько большую величину. Ее выбирают в пределах  $t_c = (0,2 \div 0,3) \tau_n$ .

Особенно высокие требования предъявляются к стабильности напряжения модулирующего импульса. Относительный спад модулирующего импульса  $\gamma = \frac{\Delta U}{U_{\max}}$  не должен превышать 1—2%. Полярность модулирующих импульсов для магнетронных генераторов должна быть отрицательной относительно земли (корпуса). Объясняется это тем, что анод магнетрона заземляется.

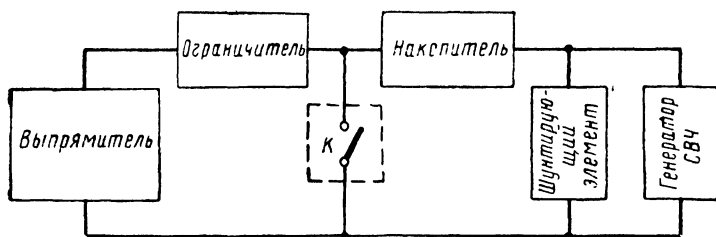


Рис. 65. Блок-схема импульсного модулятора

Принцип действия импульсных модуляторов основан на медленном накоплении запаса энергии в специальном накопителе в промежутке времени между импульсами с последующей быстрой отдачей энергии нагрузке модулятора, т. е. магнетронному генератору, за короткий промежуток времени, равный длительности импульса.



Блок-схема импульсного модулятора изображена на рис. 65. Она содержит в своем составе следующие основные элементы: источник питания (высоковольтный выпрямитель), ограничитель, накопитель энергии, коммутирующий прибор «К» и нагрузку в виде генератора сверхвысокой частоты. Когда коммутирующий прибор разомкнут, накопитель заряжается от высоковольтного выпрямителя через ограничитель и шунтирующий нагрузку элемент. В момент замыкания коммутирующего прибора происходит разряд накопителя на нагрузку (магнетронный генератор), вследствие чего на зажимах нагрузки возникает импульс напряжения заданной длительности.

С энергетической точки зрения импульсный модулятор является трансформатором мощности, так как энергия запасается в накопителе в течение длительного промежутка времени  $T_n$  —  $\tau_n$  между импульсами, а отдается нагрузке в течение длительности импульса  $\tau_n$ .

Мощность, потребляемая накопителем от источника питания, равна

$$P_0 = \frac{W}{\eta_z T_n},$$

где  $W$  — энергия, запасаемая в накопителе;

$\eta_z$  — коэффициент полезного действия зарядной цепи.

Мощность, получаемая генератором СВЧ во время разряда накопителя,

$$P = \eta_p \frac{W}{\tau_n},$$

где  $\eta_p$  — к.п.д. разрядной цепи.

Откуда отношение мощностей

$$\frac{P}{P_0} = \eta_z \eta_p \frac{T_n}{\tau_n}, \quad \text{или} \quad \frac{P}{P_0} = \eta_z \eta_p q,$$

где  $q$  — скважность.

Обычно к.п.д. зарядной и разрядной цепи имеет величину 0,8—0,9, скважность — порядка  $10^3$ . Тогда мощность, получаемая нагрузкой, оказывается во много раз больше, чем мощность, потребляемая от источника питания. Это позволяет применять источники питания сравнительно малой мощности, для чего используют кенотронные выпрямители, обеспечивающие получение высоких выпрямленных напряжений при небольшой величине тока.

Накопителем энергии может служить емкость или индуктивность. В первом случае энергия запасается в электрическом поле  $W_c = \frac{CU_c^2}{2}$ , во втором — в магнитном поле индуктивности  $W_L = 0,5 LI_L^2$ .

В качестве емкостного накопителя применяют конденсатор или разомкнутую на конце длинную линию. Индуктивным нако-

пителем является катушка индуктивности или замкнутая на конце длинная линия.

В зависимости от накопителя выбирается тип коммутирующего прибора. Когда накопителем служит конденсатор, то коммутирующий прибор должен быть так называемого жесткого типа, работающий на замыкание и размыкание. Таким прибором является электронная лампа.

Если в качестве накопителя используется длинная линия, то применяют приборы мягкого типа (газоразрядные), работающие только на замыкание.

В модуляторах судовых навигационных РЛС наиболее широкое распространение получили схемы с накопительными конденсаторами и схемы с разомкнутой на конце длинной линией.

## § 22. МОДУЛЯТОР С НАКОПИТЕЛЬНЫМ КОНДЕНСАТОРОМ

Принципиальная схема модулятора с накопительным конденсатором изображена на рис. 66. Схема содержит накопительный конденсатор  $C_H$ , ограничительное сопротивление  $R_0$ , коммутирующую (модуляторную) лампу  $Л1$  и нагрузку в виде магнетрона  $Л2$ . Резистор  $R$  выполняет роль шунтирующего элемента для прохождения зарядного тока накопительного конденсатора.

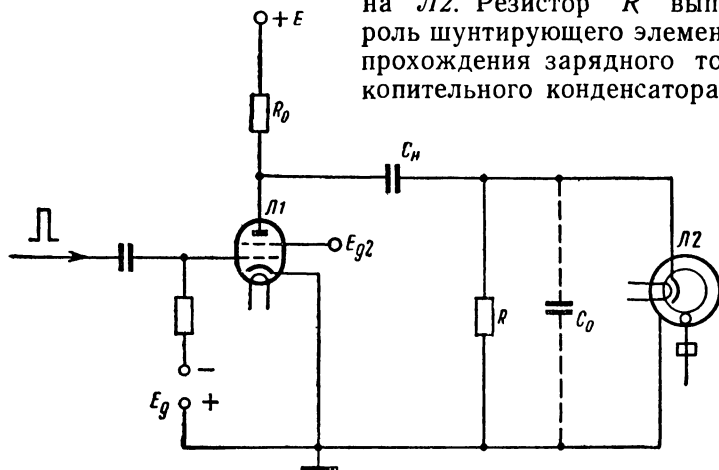


Рис. 66. Схема модулятора с накопительным конденсатором

График процессов в схеме показан на рис. 67. В интервале между импульсами лампа  $Л1$  заперта большим отрицательным напряжением  $E_K$  смещения (рис. 67,а). Накопительный конденсатор  $C_H$  заряжается от источника высокого постоянного напряжения  $E$  через резисторы  $R_0$  и  $R$ . Напряжение на конденсаторе увеличивается по закону

$$U_C = U_2 + (U_1 - U_2) \left\{ 1 - \exp \left[ - \frac{t}{C_H(R_0 + R)} \right] \right\},$$

как показано на рис. 67, б.

К концу заряда напряжение на накопительном конденсаторе достигает величины

$$U_1 = U_2 + (U_1 - U_2) \left\{ 1 - \exp \left[ - \frac{T_n}{C_n (R_0 + R)} \right] \right\},$$

поскольку период следования импульсов  $T_n$  во много раз больше длительности импульса  $\tau_n$ , т. е.  $T_n - \tau_n \approx T_n$ .

При подаче на управляющую сетку модуляторной лампы Л1 от подмодулятора прямоугольного импульса напряжения положительной полярности

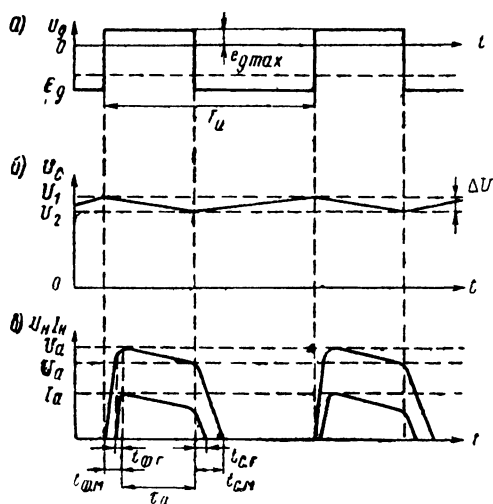


Рис. 67. Графики процессов в схеме модулятора с накопительным конденсатором

лампа Л1 отпирается и конденсатор  $C_n$  начинает разряжаться через лампу Л1 на нагрузку. В первый момент, пока напряжение на нагрузке  $U_n$  не достигнет величины  $U_0$  (рис. 67, в), разрядный ток будет протекать только через резистор  $R$  и паразитную емкость  $C_0$ , созданную емкостью ламп и емкостью монтажа схемы. Ток через магнетрон не будет, так как напряжение на магнетроне оказывается ниже порогового  $U_0$ , при котором возникает ток и начинается генерация колебаний.

Когда напряжение на магнетроне достигнет величины  $U_0$ , возникает ток через магнетрон и разряд накопительного конденсатора будет происходить через резистор  $R$ , емкость  $C_0$  и магнетрон. При этом, как видно на рис. 67, в, напряжение на магнетроне быстро увеличивается от порогового  $U_0$  до рабочего значения  $U_a$ . Одновременно происходит быстрое увеличение тока магнетрона от нуля до номинальной величины  $I_a$ .

Из рис. 67, в видно, что длительность фронта  $t_{фг}$  тока магнетронного генератора оказывается меньше, чем длительность фронта  $t_{фм}$  модулирующего импульса напряжения. В процессе разряда накопительного конденсатора напряжение на нем уменьшается по закону  $U_c = U_1 \exp \left( - \frac{t}{C_n R_n} \right)$ , достигая величины  $U_2 = U_1 \exp \left( - \frac{\tau_n}{C_n R_n} \right)$ , где  $R_n$  — сопротивление нагрузки.

Одновременно начинает уменьшаться напряжение  $U_n$  на нагрузке и ток через магнетрон  $I_n$ .

После окончания управляющего импульса на сетке модуляторная лампа запирается и разряд накопительного конденсатора прекращается. За счет энергии, запасенной в емкости  $C_0$ , напряжение на нагрузке  $U_n$  и ток через магнетрон  $I_n$  прекратятся не сразу, а будут уменьшаться постепенно. Причем, как следует из рис. 67 в, длительность спада тока магнетрона  $t_{с.г}$  будет меньше, чем длительность спада модулирующего напряжения  $t_{с.м}$ .

Таким образом, длительность радиоимпульсов, генерируемых магнетроном, будет определяться длительностью модулирующих импульсов, или, точнее, длительностью импульсов, поступающих от подмодулятора на управляющую сетку модуляторной лампы.

В связи с наличием в схеме паразитной емкости  $C_0$ , шунтирующей сопротивление нагрузки  $R_n$ , напряжение  $U_n$  на магнетроне во время фронта модулирующего импульса нарастает по экспоненциальному закону:

$$U_n = I_a R_0' \left[ 1 - \exp \left( - \frac{t}{C_0 R_0'} \right) \right],$$

где  $I_a$  — максимальное значение тока нагрузки;

$R_0'$  — суммарное сопротивление нагрузки.

При  $t = t_{ф.м}$  и  $U_n = U_a$  имеем

$$U_a = I_a R_0' \left[ 1 - \exp \left( - \frac{t_{ф.м}}{C_0 R_0'} \right) \right].$$

Отсюда длительность фронта модулирующего импульса будет равна

$$t_{ф.м} = C_0 R_0' \ln \left( \frac{1}{1 - \frac{U_a}{I_a R_0'}} \right).$$

Следовательно, длительность фронта напряжения модулирующего импульса будет тем больше, чем больше емкость  $C_0$  и суммарное сопротивление нагрузки  $R_0'$ . Из рис. 67 видно, что во время нарастания тока магнетрона напряжение на нем растет от  $U_0$  до  $U_a$ , а ток магнетрона увеличивается от нуля до  $I_a$ . Причем, вследствие влияния паразитной емкости  $C_0$  увеличение напряжения и тока происходит по экспоненциальному закону

$$U_n = U_0 + (U_a - U_0) \left[ 1 - \exp \left( - \frac{t}{C_0 R_0'} \right) \right]$$

и

$$I_n = I_a \left[ 1 - \exp \left( - \frac{t}{C_0 R_0'} \right) \right]. \quad (59)$$

Если за длительность фронта тока магнетрона  $t_{ф.г}$  принять время, в течение которого ток магнетрона растет от нуля до  $0,95 I_a$ , то согласно выражению (59) длительность фронта будет равна

$$t_{ф.г} = 3R'_0 C_0,$$

где

$$R'_0 = \frac{r_m R_l}{r_m + R_l}.$$

Здесь  $r_m$  — динамическое сопротивление магнетрона;  
 $R_l$  — динамическое сопротивление модуляторной лампы.

Длительность фронта тока магнетрона в несколько раз меньше длительности фронта модулирующего импульса. При формировании плоской части или вершины импульса главное внимание необходимо обратить на стабильность напряжения модулирующего импульса. Относительный допустимый спад импульса  $\gamma = \frac{\Delta U}{U_1} = \frac{U_1 - U_2}{U_1}$  не должен превышать 1—2%.

Известно, что если начальное напряжение на зажимах накопительного конденсатора равно  $U_1$ , то к концу разряда это напряжение уменьшается до величины

$$U_2 = U_1 \exp\left(-\frac{\tau_n}{C_n R_n}\right),$$

при этом снижается напряжение и на зажимах магнетронного генератора.

Как видно из приведенного выражения, снижение напряжения будет тем меньше, чем больше емкость  $C_n$  и сопротивление нагрузки  $R_n$ .

Заданный допустимый спад модулирующего импульса напряжения обеспечивается надлежащим выбором емкости накопительного конденсатора  $C_n$  и использованием режима частичного разряда накопительного конденсатора.

Величину  $C_n$  можно найти по заданной величине относительного спада импульса  $\gamma$ .

Умножив числитель и знаменатель выражения  $\gamma = \frac{\Delta U}{U_1}$  на  $C_n$ , получим

$$\gamma = \frac{\Delta U C_n}{U_1 C_n} = \frac{\Delta q}{Q},$$

где  $\Delta q$  — заряд, теряемый накопительным конденсатором за время длительности импульса  $\tau_n$ ;

$Q$  — величина заряда накопительного конденсатора к моменту начала разряда на нагрузку.

Величина  $\Delta q$  равна

$$\Delta q = \int_0^{\tau_n} i_n dt = I_n \tau_n,$$

где  $I_n$  — среднее значение разрядного тока через нагрузку за время  $\tau_n$  длительности импульса.

Тогда

$$\gamma = \frac{I_n \tau_n}{U_1 C_n}.$$

Пренебрегая падением напряжения на модуляторной лампе по сравнению с напряжением нагрузки  $U_n$ , можно считать, что  $U_n \approx U_1$ , тогда

$$\gamma = \frac{I_n \tau_n}{U_n C_n} = \frac{\tau_n}{R_n C_n}, \quad (60)$$

где  $R_n$  — сопротивление нагрузки.

Из выражения (60) находим емкость накопительного конденсатора

$$C_n \geq \frac{\tau_n}{R_n \gamma}. \quad (61)$$

Умножив числитель и знаменатель правой части выражения (61) на  $U_n^2$ , получим

$$C_n \geq \frac{P_n \tau_n}{\gamma U_n^2}, \quad (62)$$

где  $P_n$  — импульсная мощность магнетронного генератора.

Практически величина  $C_n$  бывает от сотых до десятых долей микрофарады.

Во время спада тока магнетрона модуляторная лампа находится в запертом состоянии. Емкость  $C_0$  разряжается в основном через магнетрон, и ток разряда убывает по экспоненциальному закону

$$i_n = I_a \exp\left(-\frac{t}{C_0 r_m}\right). \quad (63)$$

За длительность спада тока магнетрона  $t_{c.r}$  принимается время, в течение которого ток от значения  $I_a$  уменьшается до величины  $0,05 I_a$ . Тогда, согласно выражению (63), длительность спада тока магнетрона будет равна  $t_{c.r} = 3r_m C_0$ .

Во время формирования спада напряжения модулирующего импульса, когда модуляторная лампа заперта, напряжение на магнетроне уменьшается от  $U_0$  до нуля. В связи с тем что при  $U_n < U_0$  магнетрон не работает, его сопротивление очень велико и магнетрон не влияет на формирование спада импульса напряжения. Разряд паразитной емкости  $C_0$  происходит в основном через шунтирующее сопротивление  $R$ , и изменение напряжения носит экспоненциальный характер:

$$U_n = U_0 \exp\left(-\frac{t}{RC_0}\right). \quad (64)$$

Длительность спада напряжения импульса  $t_{c.m}$  определяется временем, в течение которого напряжение от величины  $U_0$

уменьшается до  $0,05 U_0$ . Тогда согласно выражению (64) длительность спада  $t_{с.м}$  будет равна

$$t_{с.м} = 3RC_0.$$

Необходимо отметить, что для повышения к.п.д. модулятора величина шунтирующего сопротивления  $R$  должна выбираться в 10—20 раз больше статического сопротивления магнетрона, т. е.  $R \geq (10 \div 20) R_m$ .

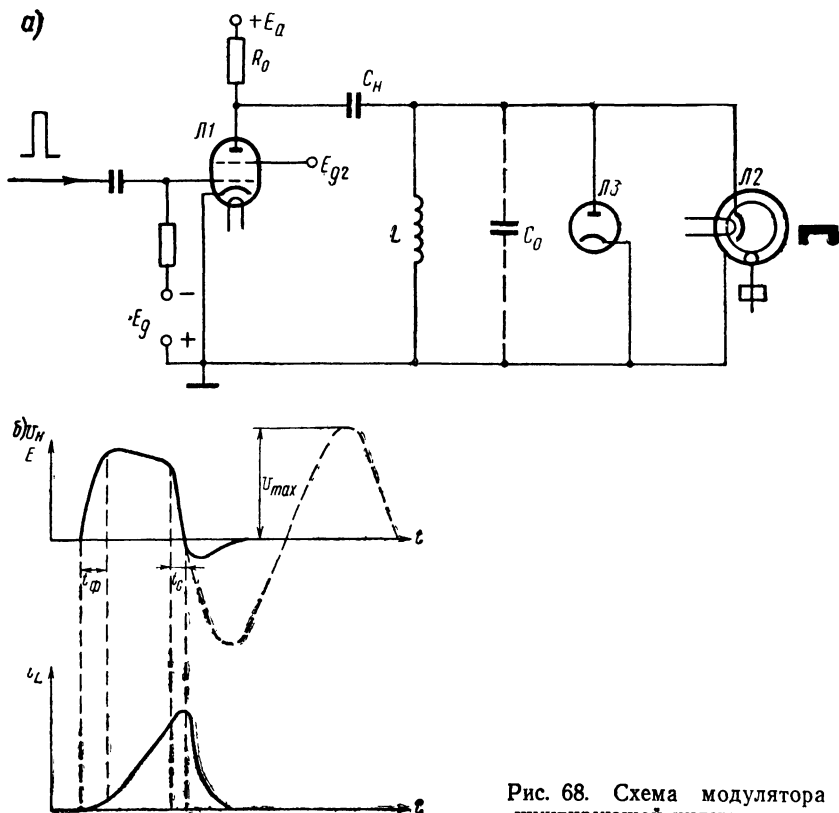


Рис. 68. Схема модулятора с шунтирующей индуктивностью

Учитывая, что сопротивление  $R_m$  обычно имеет величину 700—1000 ом, а емкость  $C_0$  в реальных схемах достигает 100—200 пф, длительность спада импульса может достигать величины нескольких микросекунд. При такой большой длительности на участке спада магнетрон может генерировать колебания низковольтных видов или создавать большие шумы, которые могут резко снизить на некоторое время чувствительность приемника, отчего увеличится минимальная дальность РЛС.

Для уменьшения длительности спада модулирующего импульса применяют схему модулятора с накопительным конден-

сатором, у которой вместо шунтирующего сопротивления  $R$  включена индуктивность  $L$  и диод  $ЛЗ$ , соединенные параллельно (рис. 68, а).

Принцип работы схемы с шунтирующей индуктивностью аналогичен принципу работы схемы с шунтирующим сопротивлением.

Процесс формирования фронта модулирующего импульса в этой схеме почти не отличается от такого же процесса в схеме с шунтирующим сопротивлением. Необходимо только отметить, что к моменту начала модулирующего импульса ток через катушку индуктивности отсутствует, так как накопительный конденсатор  $C_n$  заряжен. За время длительности фронта этот ток не успевает заметно возрасти. Только когда напряжение на нагрузке достигнет номинальной величины  $U_a$ , ток через индуктивность  $L$  начнет расти по экспоненциальному закону

$$i_L = \frac{U_a}{R_L} \left[ 1 - \exp \left( -\frac{R_L}{L} t \right) \right], \quad (65)$$

где  $R_L$  — активное сопротивление катушки  $L$ .

Так как  $R_L$  обычно мало, то выражение (65) можно упростить:

$$i_L = \frac{U_a}{L} t.$$

Таким образом, ток через индуктивность будет расти по линейному закону (рис. 68, б) и к концу импульса напряжения достигнет величины  $I_L \approx \frac{U_a}{L} \tau_n$ . Ток через магнетрон во время формирования плоской части импульса будет падать как за счет разряда накопительной емкости  $C_n$ , так и за счет увеличения тока через шунтирующую индуктивность  $L$ . Поэтому индуктивность катушки  $L$  должна выбираться по возможности больше. После окончания импульса от подмодулятора, модуляторная лампа  $Л1$  запирается, паразитная емкость схемы  $C_0$  начинает разряжаться на индуктивность  $L$ . Поскольку при запираании модуляторной лампы колебания в магнетроне прекращаются, его сопротивление становится бесконечно большим. Разрядный ток емкости  $C_0$  в этот момент будет совпадать по направлению с током  $I_L$ , что будет способствовать ускорению разряда  $C_0$ .

Время  $t_c$  полного разряда емкости  $C_0$  приближенно можно определить следующим образом: Заряд емкости  $C_0$  равен

$$q = C_0 U_a, \quad (66)$$

или через разрядный ток

$$q = t_c I_L = \frac{U_a \tau_n t_c}{L}. \quad (67)$$

Поскольку выражения (66) и (67) равны между собою, то

$$t_c = \frac{C_0 L}{\tau_n}.$$



Следовательно, время спада импульса напряжения тем меньше, чем меньше индуктивность катушки  $L$  и емкость  $C_0$  и больше длительность импульса.

Так как контур  $LC_0$  имеет малое затухание, то разряд емкости  $C_0$  на индуктивность будет носить колебательный характер, как показано на рис. 68, б пунктиром. Вследствие этого через полупериод на аноде магнетрона появится положительное напряжение с амплитудой  $U_{\max}$ , значительно превышающей напряжение  $U_a$ ,

$$U_{\max} = U_a \sqrt{1 + \frac{\tau_n}{t_c}} > U_a,$$

отчего магнетрон повторно возбуждается. Кроме того, увеличится напряжение между анодом и катодом модуляторной лампы, достигая величины  $U_0 = U_{\max} + U_a$ , опасной из-за возможности пробоя лампы.

Для подавления колебаний контур шунтируется диодом ЛЗ. Внутреннее сопротивление диода должно быть меньше половины волнового сопротивления контура  $R_d < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C_0}}$ . Тогда, после смены полярности напряжения на емкости  $C_0$ , контур будет шунтирован малым сопротивлением открытого диода и разряд контура окажется аperiодическим. При этом напряжение на контуре и ток контура уменьшатся до нуля, как показано на рис. 68, б сплошными кривыми.

При прохождении тока через диод на его аноде рассеивается мощность, которая не должна превышать допустимую. Величина рассеиваемой мощности может быть определена следующим образом. При прохождении тока  $I_L$  в контуре запасается энергия, равная  $W_L = \frac{LI_L^2}{2}$ . Тогда мощность, выделяющаяся на аноде диода, будет равна

$$P_a = \frac{LI_L^2}{2T_n},$$

но

$$I_L = \frac{U_a}{L} \tau_n,$$

тогда

$$P_a = \frac{U_a^2 \tau_n^2}{2LT_n},$$

или получим

$$P_a = \frac{U_a^2 \tau_n C_0 L}{2LT_n t_c} = \frac{U_a^2 C_0 \tau_n}{2T_n t_c}.$$

Ток эмиссии катода диода должен превышать величину тока  $I_L$ , протекающего через индуктивность  $L$ :

$$I_e > I_L, \text{ или } I_e > \frac{U_a}{L} \tau_n.$$

Так как среднее значение тока магнетрона равно среднему значению тока подзаряда накопительного конденсатора, то для измерения тока магнетрона последовательно с катушкой индуктивности  $L$ , через которую проходит ток подзаряда, включают миллиамперметр, шунтированный сопротивлением  $R$  и емкостью  $C$ . Наличие шунтирующей индуктивности почти не сказывается на длительности фронта импульса напряжения, поскольку ток через индуктивность не успевает заметно увеличиться, и поэтому катушка  $L$  представляет очень большое сопротивление. Магнетрон при этом не работает, и его сопротивление бесконечно велико, следовательно, на длительность фронта импульса напряжения оказывает влияние емкость  $C_0$  и сопротивление  $R_0$ , через которое ответвляется некоторая часть разрядного тока накопительного конденсатора. Тогда по аналогии со схемой с шунтирующим сопротивлением, длительность фронта импульса можно определить по формуле

$$t_{\phi.м} = R'_0 C_0 \ln \left( \frac{1}{1 - \frac{U_a}{I_a R'}} \right),$$

где  $R'_0$  — суммарное сопротивление нагрузки, равное

$$R'_0 = \frac{R_0 R_l}{R_0 + R_l}.$$

Длительность фронта тока магнетрона можно также найти по аналогии со схемой (см. рис. 66) по формуле

$$t_{\phi} = 3R'_0 C_0.$$

При формировании вершины импульса ток через шунтирующую индуктивность  $L$  имеет заметную величину, магнетрон работает, на работу схемы оказывает также влияние модуляторная лампа, сопротивление которой равно  $R_l = \frac{1}{S_m}$ . Поскольку в данном случае ток через сопротивление  $R_0$  значительно меньше тока магнетрона, то влиянием этого сопротивления при формировании вершины импульса пренебрегают. Тогда эквивалентная схема модулятора для формирования вершины импульса приобретает вид, показанный на рис. 69. Анализ этой схемы показывает, что относительный спад напряжения на нагрузке за время длительности импульса  $\tau_n$  равен

$$\gamma_n = \frac{\Delta U}{U_a} = \frac{\tau_n r_m}{r_m + R_l} \left( \frac{1}{C_n R_l} + \frac{R_l}{L} \right).$$

Соответственно, относительный спад тока магнетрона за время длительности импульса определяется выражением

$$\gamma_l = \frac{\Delta I_a}{I_a} = \frac{\tau_n}{R_l + r_m} \left( \frac{1}{C_n} + \frac{R_l r_m}{L} \right),$$

откуда видно, что во время плоской части импульса напряжение на магнетроне и ток магнетрона уменьшаются примерно

по линейному закону. Из этих же формул следует, что получение высокой стабильности напряжения на магнетроне во время импульса возможно практически только за счет увеличения шунтирующей индуктивности  $L$  и увеличения емкости накопительного конденсатора  $C_H$ .

Очень большую величину индуктивности взять практически нельзя, так как при этом, согласно выражению (67), увеличивается время спада импульса. Увеличение накопительной емкости  $C_H$  связано с увеличением габаритов и веса аппаратуры. Поэтому увеличить стабильность напряжения на нагрузке можно включением в цепь разряда накопительного конденсатора корректирующей цепочки, состоящей из индуктивности  $L1$  и резистора  $R1$  (рис. 70).

Уменьшение напряжения на магнетроне вызвано разрядом накопительного конденсатора и возрастанием падения напряжения на зажимах модуляторной лампы из-за увеличения тока через индуктивность  $L$ .

При наличии корректи-

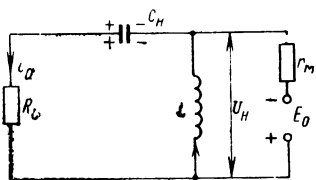


Рис. 69. Эквивалентная схема модулятора

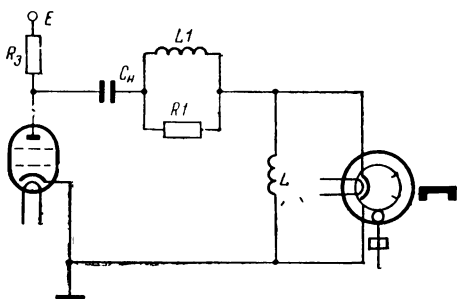


Рис. 70. Схема модулятора с корректирующей цепочкой

рующей цепочки разрядный ток накопительного конденсатора в первый момент протекает только через резистор  $R1$ . В дальнейшем ток через индуктивность  $L1$  начинает расти. Сопротивление корректирующей цепочки уменьшается, отчего уменьшается падение напряжения на цепочке. Это компенсирует уменьшение напряжения на накопительном конденсаторе и увеличение падения напряжения на модуляторной лампе. Недостатком такой схемы модулятора с корректирующей цепочкой является необходимость повышения напряжения источника питания, а также увеличение потерь в разрядной цепи.

Кроме рассмотренной схемы модулятора, на практике находят применение и другие схемы модуляторов с накопительным конденсатором. На рис. 71 представлена принципиальная схема модулятора, которая используется в случае, когда необходимо подать на магнетрон напряжение, превышающее допустимое обратное напряжение на аноде модуляторной лампы, или получить на магнетроне напряжение, превышающее напряжение источника питания. Схема работает следующим

образом: в интервале между управляющими импульсами лампы  $Л1$  заперта отрицательным напряжением смещения  $E_g$ , а лампа  $Л2$  — отсутствием положительного напряжения на экранирующей сетке. Накопительные конденсаторы  $C_{н1}$  и  $C_{н2}$  заряжаются соответственно через  $R_1$  и  $R_k$  и через  $R_2$  и  $L$ . Когда на сетку лампы  $Л1$  подается от подмодулятора управляющий

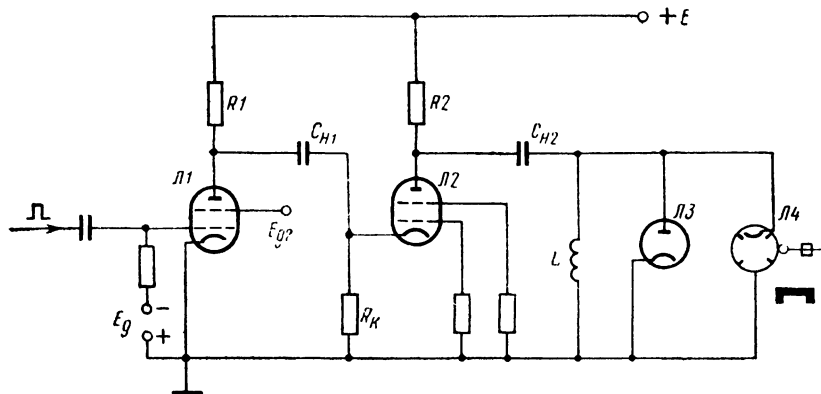


Рис. 71. Схема модулятора с повышенным напряжением на магнетроне

импульс положительной полярности, лампа  $Л1$  отпирается и конденсатор  $C_{н1}$  начинает разряжаться через  $Л1$  и резистор  $R_k$ , создавая на катode лампы  $Л2$  отрицательное напряжение величиной

$$U_k = U_{c1} \frac{R_k}{R_k + R_l}.$$

Плюс этого напряжения оказывается приложенным к управляющей и экранирующей сеткам лампы  $Л2$ , отчего лампа  $Л2$  отпирается и начинается разряд накопительного конденсатора  $C_{н2}$  через лампу  $Л2$ , конденсатор  $C_{н1}$ , лампу  $Л1$  на магнетрон  $Л4$ . В результате на магнетроне создается импульс напряжения величиной, приблизительно равной

$$E_m = U_{c1} + U_{c2},$$

где  $U_{c1}$  — напряжение на конденсаторе  $C_{н1}$ ;

$U_{c2}$  — напряжение на конденсаторе  $C_{н2}$ .

Практически схема позволяет получить напряжение на нагрузке, равное примерно

$$E_m = (1,7 \div 1,8) E,$$

где  $E$  — напряжение источника питания.

Распространенная в настоящее время в судовых РЛС схема модулятора с накопительным конденсатором показана на рис. 72.

Здесь в схему модулятора входит непосредственно источник питания в виде выпрямителя, выполненного по схеме с удвоением. Конденсаторы выпрямителя  $C1$  и  $C2$  являются одновременно накопительными конденсаторами схемы модулятора. Принцип работы схемы обычный для схемы с накопительным конденсатором. Когда модуляторная лампа  $\Lambda 1$  заперта, происходит заряд накопительных конденсаторов  $C1$ ,  $C2$  от выпрямительных кенотронов  $\Lambda 3$  и  $\Lambda 4$ . При подаче на сетку модуляторной лампы  $\Lambda 1$  управляющего импульса от подмодулятора, лампа  $\Lambda 1$  отпирается и последовательно включенные конденсаторы  $C1$  и  $C2$  разряжаются через модуляторную лампу на магнетрон  $\Lambda 2$ .

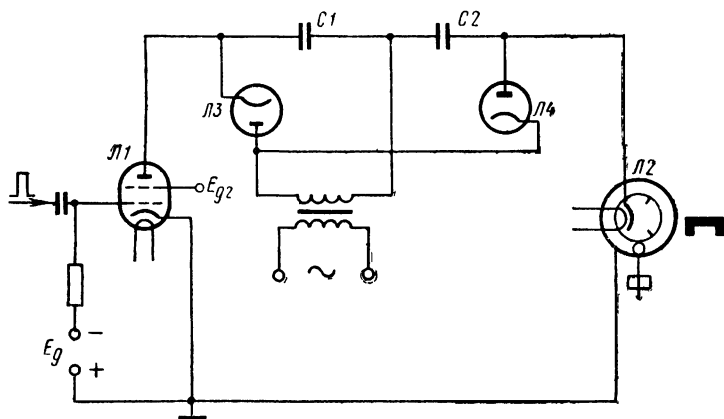


Рис. 72. Комбинированная схема модулятора

Коэффициент полезного действия импульсного модулятора представляет собою отношение мощности  $P_n$ , подводимой к нагрузке модулятора (магнетрону), к общей мощности  $P_0$ , потребляемой модулятором от источника питания

$$\eta_m = \frac{P_n}{P_0}.$$

Мощность  $P_0$  складывается из полезной мощности  $P_n$ , выделяемой в нагрузке, мощности потерь в различных элементах разрядной цепи модулятора за время фронта импульса, вершины и спада импульса и мощности потерь при заряде накопительной емкости  $C_n$ .

Среднее значение полезной мощности, выделяемой в нагрузке, можно определить по следующей известной формуле

$$P_n = I_a U_a \tau_n F_n,$$

где  $F_n$  — частота следования импульсов.

Средняя мощность потерь за время фронта импульса для схемы с шунтирующим дросселем определяется по формуле

$$P_{\phi} = t_{\phi} F_{и} \frac{U_a^2}{4} \left( \frac{3}{R_0} + \frac{1}{R_l} + \frac{2}{R_m} \right).$$

Средняя мощность потерь при формировании вершины импульса равна

$$P_{в} = U_a^2 \tau_{и} F_{и} \left[ \left( \frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_0} \right)^2 R_l + \frac{1}{R_0} \right].$$

Во время спада импульса выделяемая мощность расходуется в подрезающем диоде. Среднее значение этой мощности выражается формулой

$$P_{д} = F_{и} \left( L \frac{I_L^2}{2} + \frac{C_0}{2} U_a^2 \right).$$

Средняя мощность потерь при заряде накопительного конденсатора равна разности мощности, отбираемой накопительным конденсатором от источника питания и отдаваемой мощности при разряде накопительного конденсатора на нагрузку,

$$P_{п} = P_{ист} - P_{разр}.$$

Мощность, получаемая от источника питания при подзаряде накопительного конденсатора и отдаваемая накопителем во время импульса, равна

$$P_{разр} = \frac{1}{2} C_{н} (U_1^2 - U_2^2) F_{и}.$$

Мощность, отдаваемая источником питания во время паузы между импульсами,

$$P_{ист} = E F_{и} \int_0^{T_{и}} i_3 dt = E F_{и} q,$$

где  $q$  — заряд, отдаваемый источником питания, равный

$$q = \int_0^{T_{и}} i_3 dt = C_{н} (U_1 - U_2).$$

Тогда

$$P_{ист} = E F_{и} C_{н} (U_1 - U_2).$$

Следовательно, к. п. д. модулятора с накопительным конденсатором и шунтирующей индуктивностью равен

$$\eta_{м} = \frac{P_{п}}{P_{п} + P_{\phi} + P_{в} + P_{д} + P_{п}}.$$

В модуляторе с накопительным конденсатором, работающем в режиме частичного разряда, накопительной емкости, комму-

татором может быть только электронная лампа, имеющая жесткий вакуум и обеспечивающая поэтому работу на замыкание и размыкание.

Модуляторная лампа работает в режиме большого импульсного тока и высокого анодного напряжения. Для получения больших импульсов анодного тока катод модуляторной лампы должен обладать большой эмиссией. Наибольшее применение поэтому находят оксидные катоды, эмиссия которых в импульсном режиме превосходит эмиссию в непрерывном режиме. Высокие анодные напряжения предъявляют серьезные требования к электрической прочности модуляторных ламп. Наиболее широко в качестве модуляторных ламп используются импульсные тетроды. Вследствие экранирующего действия второй сетки и подачи на нее относительно низкого напряжения напряжение запираения у тетродов меньше, чем у триодов. Уменьшение запирающего напряжения позволит, в свою очередь, снизить амплитуду положительного управляющего импульса, а следовательно, уменьшить мощность подмодуляторного каскада.

Для уменьшения падения напряжения на зажимах модуляторной лампы и увеличения к.п.д. разряда накопительного конденсатора модуляторная лампа должна работать в критическом или даже слегка перенапряженном режиме.

Основные данные некоторых типов применяемых импульсных модуляторных ламп приведены в табл. 3.

Таблица 3

| Параметры                                                        | Тип лампы |        |          |       |
|------------------------------------------------------------------|-----------|--------|----------|-------|
|                                                                  | ГМИ-6     | ГМИ-11 | ГМИ-83-В | ГМИ-7 |
| Коммутирующая мощность, <i>квт</i>                               | 24        | 120    | 250      | 1000  |
| Импульсный анодный ток, <i>а</i> . . .                           | 8         | 14     | 15       | 52    |
| Анодное напряжение, <i>кв</i> . . . .                            | 4         | 10     | 18       | 22    |
| Напряжение смещения, <i>в</i> . . . .                            | —150      | —700   | —800     | —900  |
| Максимальное напряжение на управляющей сетке, <i>в</i> . . . . . | 100       | 130    | 250      | 350   |
| Напряжение экранирующей сетки, <i>в</i>                          | 700       | 1000   | 1250     | 2000  |
| Допустимая мощность рассеяния, <i>вт</i> :                       |           |        |          |       |
| на аноде . . . . .                                               | 15        | 85     | 60       | 125   |
| на экранирующей сетке . . . .                                    | 3         | 8      | 9        | 20    |
| на управляющей сетке . . . . .                                   | 1         | 1,5    | 3        | 3,2   |
| Максимальная длительность импульса, <i>мксек</i> . . . . .       | 5         | 5      | 5        | 5     |
| Сквозность . . . . .                                             | 1000      | 220    | 1000     | 1000  |
| Напряжение накала, <i>в</i> . . . . .                            | 6,3(12,6) | 26     | 25       | 26    |
| Ток накала, <i>а</i> . . . . .                                   | 2,2(1,1)  | 1,75   | 2,25     | 6,3   |

Требуемая импульсная мощность подмодулятора для управления модуляторной лампой определяется по формуле

$$P_g = I_g e_{g \max},$$

где  $I_g$  — импульсный ток управляющей сетки модуляторной лампы;

$e_{g \max}$  — максимальное импульсное напряжение на управляющей сетке модуляторной лампы, равное

$$e_{g \max} = U_g - E_g;$$

$U_g$  — амплитуда импульса управляющего напряжения на управляющей сетке лампы;

$E_g$  — напряжение смещения на управляющей сетке модуляторной лампы.

### § 23. ИМПУЛЬСНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ С НАКОПИТЕЛЬНОЙ ЛИНИЕЙ

Другим типом импульсного модулятора, применяемого в некоторых судовых РЛС, является модулятор с накопительной длинной линией. Линия выполняет здесь следующие функции: служит накопителем энергии и является цепью, формирующей прямоугольные импульсы напряжения заданной длительности.

В качестве накопительной длинной линии применяются: отрезки разомкнутого на конце коаксиального кабеля, искусственные длинные линии цепочечного типа, искусственные длинные линии из последовательно соединенных параллельных контуров.

В модуляторах с накопительной линией коммутирующие приборы работают только на замыкание, поэтому в модуляторах этого типа применяются газоразрядные коммутирующие приборы. Наибольшее распространение получили водородные тиратроны, обладающие рядом преимуществ по сравнению с другими типами газонаполненных приборов. К ним относятся: малое время ионизации и деионизации, возможность коммутации очень коротких импульсов, положительная пусковая характеристика, т. е. для запираания тиратрона не требуется подачи на сетку отрицательного напряжения. Благодаря последнему свойству зажигание водородного тиратрона происходит при сравнительно небольшой амплитуде положительного напряжения на сетке (150—200 в).

Водородный тиратрон способен работать при различной окружающей температуре и в момент зажигания имеет небольшое падение напряжения, поэтому мощность, рассеиваемая на аноде тиратрона, невелика.

К недостаткам тиратрона относится малое обратное напряжение. Это приводит к необходимости применять импульсные трансформаторы для повышения напряжения, подаваемого на магнетрон. Следующим недостатком является известное ограничение в выборе более высокой частоты следования импульсов из-за известной инерционности газонаполненных приборов.



Таблица

| Параметр                                           | Тип тиратрона |             |
|----------------------------------------------------|---------------|-------------|
|                                                    | ТГИ1-260/12   | ТГИ2-325/16 |
| Напряжение накала, <i>в</i> . . . . .              | 6,3           | 6,3         |
| Ток накала, <i>а</i> . . . . .                     | 12            | 8,5         |
| Напряжение анода, <i>кв</i> . . . . .              | 12            | 16          |
| Падение напряжения в импульсе, <i>в</i> . . . . .  | 125           | 150         |
| Ток анода в импульсе, <i>а</i> . . . . .           | 260           | 325         |
| Ток анода средний, <i>а</i> . . . . .              | 0,4           | 0,2         |
| Крутизна фронта импульса, <i>а/мксек</i> . . . . . |               | 900         |
| Выходная мощность в импульсе, <i>квт</i> . . . . . | 1560          | 2600        |
| Длительность импульса, <i>мксек</i> . . . . .      | $\rho$ —8     | 0,5—6       |
| Частота импульсов, <i>имп/сек</i> . . . . .        | 4500          | 1700        |
| Параметры поджигающего импульса                    |               |             |
| напряжение, <i>кв</i> . . . . .                    | 0,2           | 0,2         |
| ток, <i>а</i> . . . . .                            | 0,5           | 0,5—1       |
| длительность импульса, <i>мксек</i> . . . . .      | 2,8           | 2           |
| напряжение, <i>кв/мксек</i> . . . . .              | 0,3—0,6       | 0,3—0,6     |

В табл. 4 приведены основные данные некоторых импульсных водородных тиратронов, применяемых в модуляторах радиолокационных станций.

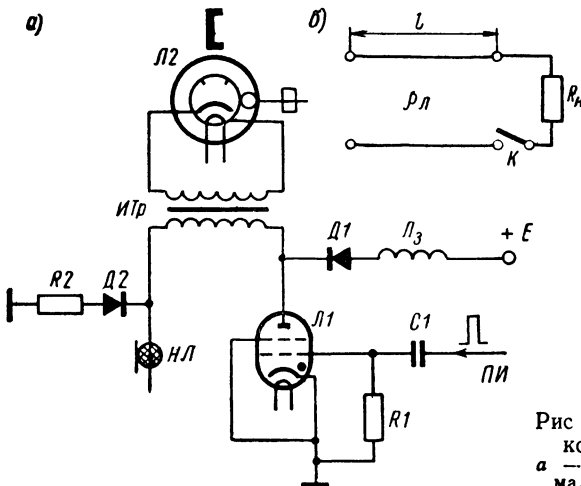


Рис 73. Модулятор с накопительной линией  
а — принципиальная схема, б — длинная линия

Схемы модуляторов с накопительной линией разделяются по виду источника питания и по схеме накопителя. По виду источника питания модуляторы бывают с зарядом накопителя от источника постоянного тока и с зарядом от источника переменного тока. По схеме накопителя модуляторы могут быть с использованием однократных длинных линий и с использова-

нием двух- и многократных длинных линий. Модуляторы с питанием от источника переменного тока применяются в тех случаях, когда частота следования импульсов РЛС соответствует частоте переменного тока и сами модуляторы выполняют роль синхронизирующего устройства РЛС. На практике значительно большее распространение получили схемы модуляторов с питанием от источника постоянного тока.

Применение двух- и многократных длинных линий позволяет снизить в два раза или более напряжение источника питания, но при этом усложняется схема модулятора, его настройка и регулировка.

Принципиальная схема модулятора с накопительной длинной линией показана на рис. 73,а. Модулятор имеет коммутирующую лампу — водородный тиратрон  $П1$ , накопительную линию  $НЛ$ , разомкнутую на конце (рис. 73,б), импульсный трансформатор  $ИТр$ , магнетрон  $М2$ , зарядную индуктивность  $L$ , с последовательно включенным диодом  $Д1$ .

Анод тиратрона через первичную обмотку импульсного трансформатора соединен с накопительной линией  $НЛ$  и через зарядную индуктивность и диод с источником постоянного высокого напряжения  $+E$ . Вторичная обмотка импульсного трансформатора нагружена на магнетрон.

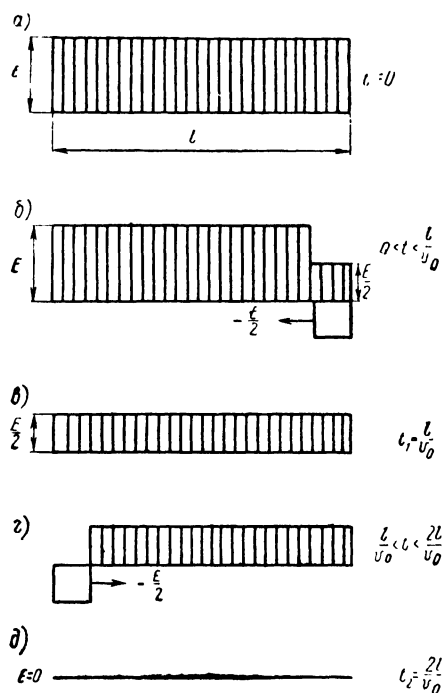


Рис. 74. Графики процессов в длинной линии

При отсутствии управляющих (поджигающих) импульсов тиратрон закрыт, так как напряжение на сетке равно нулю. Линия через  $L$  и  $Д1$  заряжается от источника напряжения до величины  $E$  (рис. 74,а). При подаче на сетку тиратрона поджигающего импульса напряжения положительной полярности тиратрон зажигается, сопротивление тиратрона резко уменьшается и длинная линия начинает разряжаться на нагрузку (первичную обмотку импульсного трансформатора), величина которой согласовывается с волновым сопротивлением линии  $R_d = R_n$ .

В связи с тем что магнетрон включен в схему через импульсный трансформатор, сопротивление нагрузки определяется по следующей формуле

$$R_n = \frac{R_m}{n^2},$$

где  $R_m$  — статическое сопротивление магнетрона;

$n$  — коэффициент трансформации импульсного трансформатора.

Разрядный ток линии при согласованной нагрузке равен

$$i_p = \frac{E}{2\rho_n}.$$

Этот ток создает на нагрузке напряжение, равное  $U_n = i_p R_n = \frac{E}{2}$ , и разрядную волну напряжения в линии  $U_n = -i_p \rho_n = -\frac{E}{2}$ .

По мере разряда последующих распределенных емкостей, разрядная волна напряжения будет перемещаться вдоль линии от ее начала к разомкнутому концу (рис. 74,б).

В момент времени  $t_1 = \frac{l}{v_0}$  ( $l$  — длина линии;  $v_0$  — скорость распространения радиоволн вдоль линии) волна напряжения достигает разомкнутого конца линии (рис. 74,в), отражается без изменения величины и знака и начинает распространяться по направлению к нагрузке (рис. 74,г). Через время  $t_2 = \frac{2l}{v_0}$  волна напряжения  $-\frac{E}{2}$  доходит до нагрузки.

Так как сопротивление нагрузки согласовано с линией, то волна напряжения больше не отразится от нагруженного конца и линия оказывается разряженной (рис. 74,д). На зажимах первичной обмотки импульсного трансформатора формируется прямоугольный импульс напряжения с амплитудой  $\frac{E}{2}$  и длительностью

$$\tau_n = \frac{2l}{v_0},$$

$$v_0 = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}.$$

Этот импульс напряжения передается на магнетрон через импульсный трансформатор. Заданная длительность импульса получается путем соответствующего выбора длины двухпроводной линии.

Рассмотренный процесс формирования импульсов соответствует работе однократной длинной линии. Если возникает необходимость сформировать на зажимах нагрузки импульсы

напряжения с амплитудой, равной напряжению заряда линии  $E$ , то применяют двукратную (двойную) длинную линию (рис. 75).

Для формирования прямоугольных импульсов при разряде двойной линии сопротивление нагрузки  $R_n$  должно равняться удвоенному волновому сопротивлению линии:  $R_n = 2\rho_l$ .

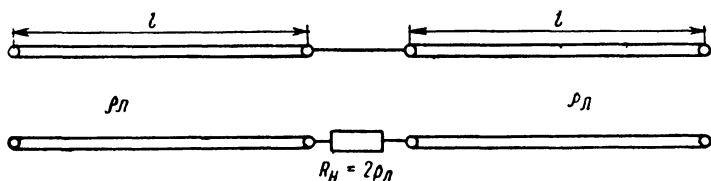


Рис. 75. Двукратная длинная линия

Тогда при разряде двойной линии, заряженной до напряжения  $E$ , на нагрузку с сопротивлением  $R_n = 2\rho_l$  на этой нагрузке будет формироваться импульс прямоугольной формы с амплитудой  $U_n = E$  и длительностью  $\tau_n = \frac{2l}{v_0}$ .

Если необходимо еще больше увеличить амплитуду прямоугольных импульсов напряжения, формируемых на нагрузке,

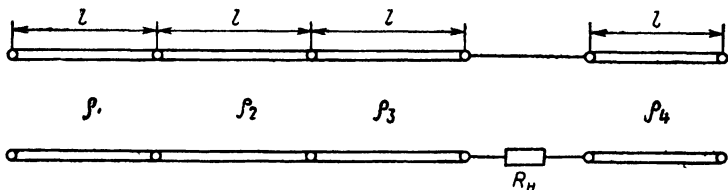


Рис. 76. Четырехкратная длинная линия

то можно применить, например, четырехкратную длинную линию (рис. 76). Длина отдельных отрезков линии  $l$  должна быть одинакова, а волновые сопротивления равны:  $\rho_{l1} = \frac{R_n}{8}$ ;  $\rho_{l2} = 3\rho_{l1}$ ;  $\rho_{l3} = 6\rho_{l1}$  и  $\rho_{l4} = 2\rho_{l1}$ . При разряде четырехкратной линии, имеющей напряжение  $E$ , на сопротивлении нагрузки можно получить прямоугольный импульс напряжения с амплитудой  $U_n = 2E$  и длительностью  $\tau_n = \frac{2l}{v_0}$ .

Зарядным элементом в схеме модулятора с накопительной линией часто применяют не сопротивление, а индуктивность  $L_3$  совместно с диодом. Это обусловлено тем, что в данной схеме модулятора используется режим с полным разрядом накопителя. Поэтому при наличии зарядного сопротивления заметно уменьшается к. п. д. цепи заряда. Применение же зарядного дросселя повышает к. п. д. зарядной цепи и, кроме того,

благодаря колебательному заряду длинной линии, напряжение на ней  $E$  будет почти в два раза больше, чем напряжение источника  $E_a$ . Это можно показать следующим образом. Индуктивность зарядного дросселя  $L_3$  совместно с емкостью длинной линии  $C_\lambda$  образуют последовательный колебательный контур. При включении напряжения  $E_a$  ток заряда цепи будет определяться выражением

$$i_3 = \frac{E_a}{\omega_0 L_3} \exp(-\alpha t) \sin \omega_0 t. \quad (68)$$

Соответственно, напряжение на емкости  $C_\lambda$

$$U_c = E_a [1 - \exp(-\alpha t) \cos \omega_0 t]. \quad (69)$$

Максимальная величина напряжения на линии (емкости  $C_\lambda$ ) согласно выражению (69) будет при  $\omega_0 t = \pi$ :

$$E_{\max} = E_a \left[ 1 + \exp\left(-\frac{\alpha \pi}{\omega_0}\right) \right] \approx 2E_a \left( 1 - \frac{\alpha \pi}{2\omega_0} \right) = 2E_a \left( 1 - \frac{\pi}{4Q_3} \right), \quad (70)$$

где  $Q_3 = \frac{\omega_0 L_3}{R_3}$  — добротность цепи заряда.

Можно считать, что величина  $Q_3$  достигает величины 10—20, тогда  $E_{\max} \approx (1,85 \div 1,92) E_a$ .

Чтобы к моменту зажигания тиратрона напряжение на линии достигло максимальной величины  $E_{\max}$ , необходимо выполнить условие

$$t_3 = T_n = \frac{\pi}{\omega_n} = \pi \sqrt{L_3 C_\lambda}, \quad (71)$$

т. е. длительность  $t_3$  заряда линии, равная периоду следования импульсов  $T_n$ , должна быть равна полупериоду колебаний контура  $L_3 C_\lambda$ . Это требует достаточно высокой стабильности времени срабатывания тиратрона и не позволяет изменять частоту следования импульсов. Для устранения этого недостатка в цепь заряда включен диод, который, ограждая накопительную линию от разряда через источник питания, сохраняет на зажимах линии напряжение  $E$  до зажигания тиратрона.

Учитывая, что  $t_3$  при наличии диода можно взять равным  $t_3 \approx (0,6 \div 0,8) T_n$ , то, исходя из выражения (71), величина зарядной индуктивности может быть определена по формуле

$$L_3 = \frac{0,6 \div 0,8}{\pi^2 F_n^2 C_\lambda},$$

где  $F_n$  — частота следования импульсов.

При появлении рассогласования, например, из-за искрения магнетрона на формирующей линии остается небольшое обратное напряжение, которое действует последовательно с напряжением  $E_a$  в начале следующего заряда линии. Если его не сни-

мать, то напряжение в линии с каждым периодом следования импульсов будет увеличиваться и превысит допустимую для нормальной работы тиратрона величину.

Для защиты модулятора от перенапряжений к накопительной линии подключен защитный диод  $D2$  с нагрузочным сопротивлением  $R2$ , которое снимает напряжение, отрицательное полярности с накопительной линии.

Применение в качестве накопителя энергии отрезков длинных линий, разомкнутых на конце, обеспечивает получение прямоугольных импульсов напряжения на нагрузке.

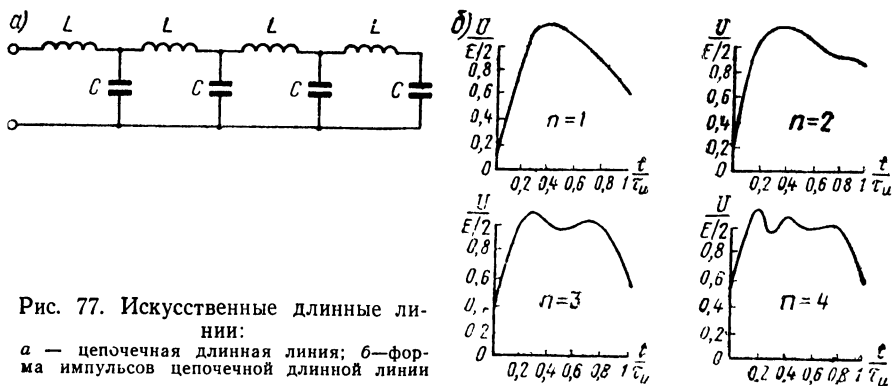


Рис. 77. Искусственные длинные линии:  
а — цепочечная длинная линия; б — форма импульсов цепочечной длинной линии

Однако из-за большой длины двухпроводных линий их применяют при длительностях импульсов, не превышающих 0,1 мксек, когда необходимая длина линии в среднем не будет больше 10 м.

При работе импульсами большей длительности в качестве накопителей используют искусственные длинные линии, состоящие из сосредоточенных элементов  $L$  и  $C$  (рис. 77,а).

Длительность импульсов, формируемая такой линией, равна

$$\tau_n = 2n \sqrt{LC},$$

где  $n$  — количество звеньев;

$L$  и  $C$  — соответственно индуктивность и емкость звена.

Волновое сопротивление линии определяется по формуле

$$\rho_n = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Такая линия является фильтром низших частот с верхней граничной частотой

$$f_{\max} = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}.$$

Импульсы, формируемые с помощью такой искусственной длинной линии, обладают заметной неравномерностью вершины.

Форма импульсов зависит от количества звеньев линии (рис. 77,б). С увеличением количества звеньев неравномерность уменьшается, но все же наличие больших пульсаций, мало зависящих от количества звеньев, отрицательно сказывается на работе магнетронного генератора. Длительность фронта импульсов зависит от количества звеньев  $t_{\phi} \approx 0,4 \frac{\tau_n}{n}$ . Длительность спада примерно равна  $t_c = 2t_{\phi} \approx 0,8 \frac{\tau_n}{n}$ .

Индуктивность и емкость звена можно определить, пользуясь известными соотношениями:  $\tau_n = 2n \sqrt{LC}$ ;  $\rho_n = \sqrt{\frac{L}{C}}$ ;  $R_n = \rho_n$ .

Если  $\frac{\tau_n}{L} = \frac{2n}{\rho_n}$ , то  $L = \frac{R_n \tau_n}{2n}$ .

Аналогично  $\frac{\tau_n}{C} = 2n \rho_n$ , откуда  $C = \frac{\tau_n}{2n R_n}$ .

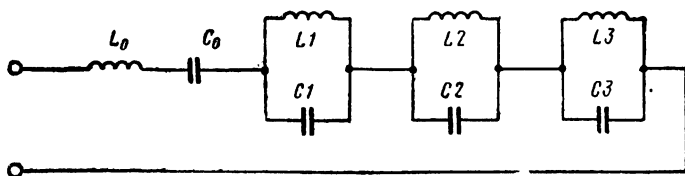


Рис. 78. Длинная линия из параллельных контуров

Несмотря на то, что увеличение количества звеньев  $n$  уменьшает длительность фронта и длительность спада, число звеньев ограничивают величиной 5—6. В противном случае при малых длительностях импульсов емкости линии настолько уменьшаются, что становятся соизмеримыми с паразитными емкостями схемы модулятора.

Для улучшения формы модулирующих импульсов напряжения применяют искусственные длинные линии, состоящие из последовательно соединенных параллельных контуров (рис. 78).

Как известно, входное сопротивление двухпроводной разомкнутой на конце длинной линии без потерь равно

$$Z_{вх} = -j \rho_n \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} l, \quad (72)$$

где  $l$  — длина отрезка от разомкнутого конца линии.

График  $Z_{вх} = f(l)$  показан на рис. 79. Из этого графика видно, что при длине  $l$ , равной кратному значению половины длины волны  $\lambda/2$ ,  $\lambda$ ,  $3/2\lambda$  и т. д., отрезок линии эквивалентен параллельному контуру, настроенному в резонанс на это значение длины волны. Следовательно, цепь, состоящая из последовательного соединения ряда таких контуров, по своим электрическим свойствам представляет длинную линию.

Поскольку длина линии определяется заданной длительностью импульса  $\tau_n$ , то для определения параметров контуров формулу (72) следует представить в виде

$$Z_{вх} = -j \rho_l \operatorname{ctg} \frac{2\pi f}{v_0} l = -j \rho_l \operatorname{ctg} \pi \tau_n f.$$

Тогда частота собственных колебаний контуров должна быть равна:

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\tau_n}; \quad f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} = \frac{2}{\tau_n};$$

$$f_{03} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_3}} = \frac{3}{\tau_n}; \quad \dots; \quad f_{0n} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_n C_n}} = \frac{n}{\tau_n},$$

где  $n$  — количество контуров.

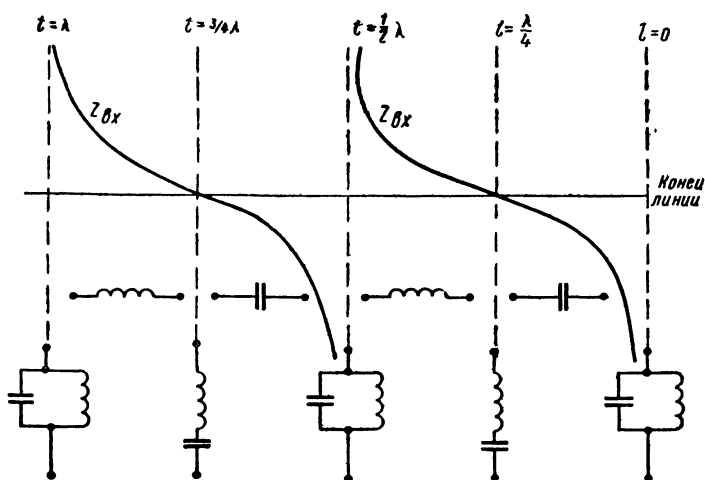


Рис. 79. График изменения входного сопротивления разомкнутой на конце линии

При заряде такой линии в промежутке между импульсами полное напряжение  $E$  прикладывается лишь к конденсатору  $C_0$ . Остальные конденсаторы находятся под напряжением небольшой величины только во время формирования импульса, что является достоинством данного типа линии. Строго прямоугольная форма импульса может быть получена только при условии, что искусственная длинная линия будет состоять из бесконечного числа последовательно соединенных параллельных контуров. Практически при конечном числе контуров форма импульса будет отличаться от прямоугольной.



На рис. 80 представлена форма импульсов, создаваемых линией из последовательно соединенных параллельных контуров при работе на согласованную нагрузку, для двух, трех, четырех и пяти контуров.

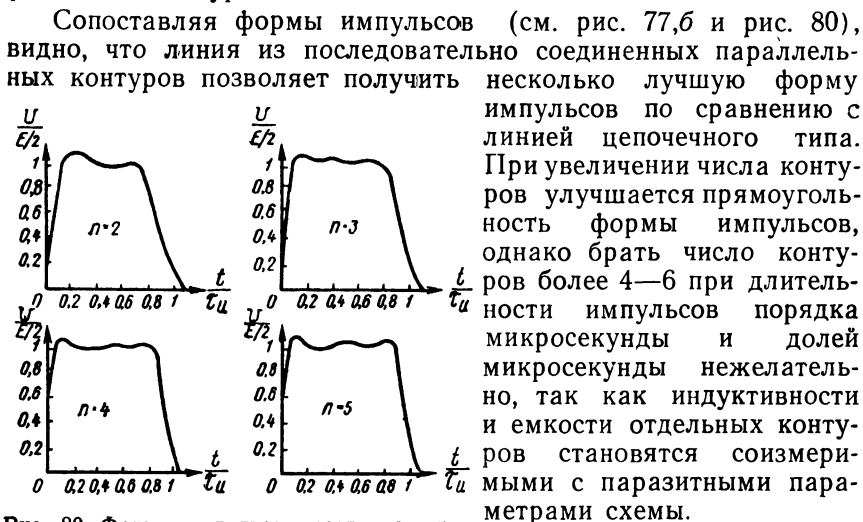


Рис. 80. Форма импульсов, создаваемых линией из параллельных контуров

Форма импульса может быть несколько откорректирована изменением параметров элементов линии. Емкость  $C_0$  выбирается из условия  $C_0 = \frac{\tau_{\text{и}}}{2R_{\text{н}}}$ . Индуктивность  $L_0 = \frac{R_{\text{н}}\tau_{\text{и}}}{n^2\pi^2}$ . При увеличении емкости  $C_0$  уменьшается спад напряжения на вершине импульса. Уменьшение индуктивности  $L_0$  приводит к уменьшению длительности фронта импульса и к увеличению выброса на его вершине.

Устойчивость работы модулятора с импульсным тиратроном во многом зависит от электрических параметров сеточной цепи и параметров подмодулятора (генератора поджигающих импульсов). Для управления работой тиратрона требуется сравнительно большая мощность из-за значительной величины сеточного тока тиратрона (0,5÷1 а). Кроме того, при зажигании тиратрона значительно повышается напряжение на сетке из-за перераспределения анодного напряжения между цепями тиратрона.

Для снижения сеточного напряжения и увеличения амплитуды тока сетки тиратрона схема подмодулятора должна иметь малое выходное сопротивление (100÷500 ом).

Форма поджигающих импульсов должна быть близкой к прямоугольной с крутым фронтом и спадом.

Длительность поджигающих импульсов выбирается больше длительности импульсов анодного тока тиратрона на величину

времени зажигания тиратрона и длительности так называемого нулевого периода послеразрядной проводимости:

$$t_n = \frac{\tau_n + t_r + t_0}{1,1},$$

где  $t_n$  — длительность поджигающих импульсов;  
 $\tau_n$  — длительность модулирующих импульсов;  
 $t_r$  — время зажигания тиратрона;  
 $t_0$  — длительность нулевого периода послеразрядной проводимости.

Время зажигания тиратрона обычно лежит в пределах  $t_r \approx 0,5 \div 0,6$  мксек. Длительность  $t_0 \approx 0,5 \div 5$  мксек. Поэтому практически длительность поджигающих импульсов выбирается приблизительно равной  $t_n = 2 \div 8$  мксек. Емкость сеточного конденсатора  $C1$  тиратрона (см. рис. 73,а) выбирается такой величины, чтобы конденсатор не успевал заряжаться от сеточного тока тиратрона раньше, чем произойдет зажигание тиратрона.

Оптимальная величина этой емкости выбирается опытным путем и для большинства импульсных тиратронов бывает 1 000—10 000 пф.

На работу схемы оказывает влияние величина сеточного сопротивления  $R1$  тиратрона. Пока на сетке действует поджигающий импульс, конденсатор  $C1$  заряжается. После окончания действия поджигающего импульса происходит разряд сеточного конденсатора через нагрузочное сопротивление выходного каскада генератора поджигающих импульсов  $R2$  (см. рис. 83) и сеточного сопротивления  $R1$ .

В результате разряда на сетке тиратрона возникает отрицательное смещение. Для того чтобы к моменту поступления на сетку тиратрона следующего поджигающего импульса конденсатор успевал разрядиться, постоянная времени цепи разряда не должна превышать значения

$$t_p = 0,33 T_n,$$

где  $t_p = C1 (R1 + R2)$ ;  
 $T_n$  — период следования импульсов.

## § 24. ПОДМОДУЛЯТОРНЫЕ КАСКАДЫ

Наибольшее распространение в качестве подмодуляторов получили блокинг-генераторы с формирующей искусственной длинной линией. Часто в подмодуляторных каскадах применяется предварительное усиление запускающих импульсов, которые затем подаются на окончательный подмодуляторный каскад, где происходит окончательное формирование прямоугольного импульса для управления модуляторным каскадом.

На рис. 81 приведена схема подмодулятора, состоящая из трех каскадов: усилителя запускающих импульсов (левая по-

ловины лампы  $\Pi 1$ ), первого ждущего блокинг-генератора (правая половина лампы  $\Pi 1$ ) и второго ждущего блокинг-генератора (лампа  $\Pi 2$ ). Усилитель и первый блокинг-генератор имеют общую анодную нагрузку, которой является обмотка 1 импульсного трансформатора  $Tr1$ . В исходном состоянии, т. е. в стадии покоя, правая половина лампы  $\Pi 1$  и лампа  $\Pi 2$  заперты отрицательным напряжением смещения, подаваемым на управляющие сетки. На сетку левой половины лампы  $\Pi 1$  подается отрицательное напряжение смещения с помощью катодного сопротивления  $R1$ , шунтированного конденсатором  $C1$ .

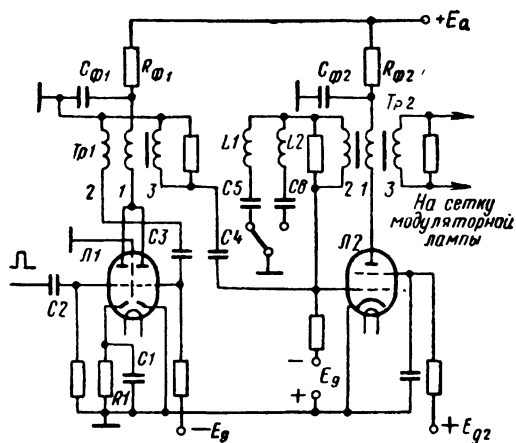


Рис. 81. Схема подмодулятора

При запуске схемы, когда на сетку левой половины лампы  $\Pi 1$  подается импульс напряжения положительной полярности, на аноде  $\Pi 1$  возникает усиленный импульс напряжения отрицательной полярности. Этот импульс, трансформируясь в обмотке 2, приобретает положительную полярность и через  $C3$  подается на сетку правой половины лампы  $\Pi 1$ . Лампа открывается, и срабатывает первый ждущий блокинг-генератор, создавая в выходной обмотке 3 трансформатора  $Tr1$  прямоугольный импульс напряжения положительной полярности. Этот импульс напряжения через конденсатор  $C4$  поступает на управляющую сетку  $\Pi 2$  второго блокинг-генератора. Лампа  $\Pi 2$  открывается, и в схеме возникает блокинг-процесс. Одновременно заряжается одна из однозвенных линий, которая состоит из последовательно соединенных индуктивностей  $L1$  и емкости  $C5$  или  $L2$ ,  $C6$ . Волна напряжения, отраженная от открытого конца линии, скачком уменьшает напряжение в начале линии до нуля, лампа  $\Pi 2$  вновь запирается, и блокинг-процесс в схеме прекращается. Таким образом, длительность импульса, генерируемая вторым блокинг-генератором, определяется параметрами линии и может изменяться переключением линии. Такая схема ждущего блокинг-генератора позволяет повысить ста-

бильность длительности импульсов, поскольку исключается влияние режима работы лампы на длительность импульсов. В выходной обмотке 3 трансформатора  $Tr2$  возникает напряжение положительной полярности. Эти импульсы поступают далее на управляющую сетку модуляторной лампы.

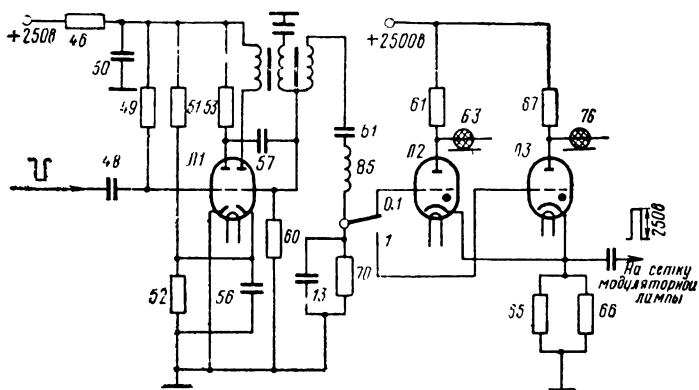


Рис. 82. Схема подмодулятора РЛС «Океан»

Наряду с блокинг-генератором в выходном каскаде подмодулятора используют модуляторные каскады с накопительной линией на водородных тиратронах. На рис. 82 представлена принципиальная схема подмодулятора РЛС типа «Океан», выполненная по схеме на водородных тиратронах. По аналогии со схемой подмодулятора, представленного на рис. 81, данная схема имеет три каскада: усилитель запускающих импульсов (левая половина лампы Л1 типа 6Н1П), ждущий блокинг-генератор (правая половина лампы Л1) и два выходных каскада на тиратронах Л2 и Л3 типа ТГИ-35/3. В зависимости от длительности модулирующих импульсов (0,1 мксек или 1 мксек) работает тиратрон Л2 или тиратрон Л3. В первом случае заряд накопительной линии 63 проходит через зарядное сопротивление 61. Во втором случае накопительная линия 76 заряжается через сопротивление 67.

Нагрузкой выходных каскадов являются резисторы 65 и 66, включенные параллельно в катодную цепь тиратронов Л2, Л3. При разряде накопительных линий на этих резисторах создается импульс напряжения заданной длительности с амплитудой 1250 в.

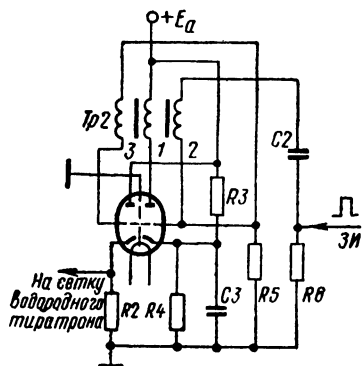


Рис. 83. Схема генератора поджигающих импульсов

В качестве подмодуляторного каскада модулятора на водородном тиратроне, не требующем высокого напряжения, применяется блокинг-генератор. В связи с необходимостью иметь малое выходное сопротивление блокинг-генератор на выходе имеет катодный повторитель (рис. 83).

## § 25. МАГНИТНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

Наряду с электронными и ионными коммутирующими приборами в передатчиках судовых РЛС используются коммутирующие приборы в виде нелинейной индуктивности. Такие модуляторы получили название магнитных импульсных модуляторов. Простейшая схема магнитного модулятора с питанием от источника переменного напряжения изображена на рис. 84.

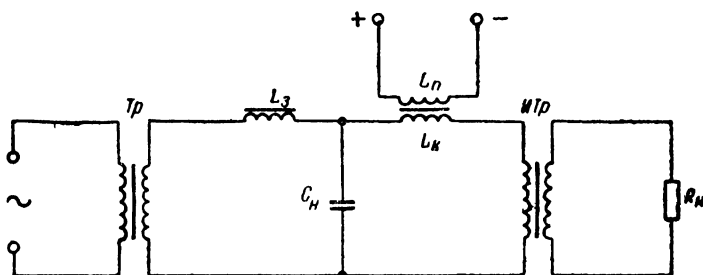


Рис 84 Схема магнитного модулятора

Схема содержит трансформатор  $Tr$ , зарядную индуктивность  $L_3$ , накопительную емкость  $C_n$ , коммутирующую нелинейную индуктивность  $L_k$ , обмотку подмагничивания нелинейной индуктивности  $L_n$ , импульсный трансформатор  $ИТр$ , нагрузку в виде сопротивления магнетронного генератора.

Сердечник нелинейной индуктивности  $L_k$  выполняется из высококачественного ферромагнитного материала, имеющего весьма узкую и близкую к прямоугольной петлю гистерезиса (рис. 85,а), которую для удобства рассмотрения представим в виде идеализированной ломаной линии (рис. 85,б).

В интервале между импульсами рабочая точка на кривой намагничивания удерживается на участке  $bc$ , где проницаемость сердечника имеет большую величину и индуктивность обмотки максимальна. Накопительный конденсатор  $C_n$  заряжается от источника переменного напряжения с частотой  $\omega$ . Зарядная цепь  $L_3 C_n$  настроена на частоту питающего напряжения

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_n}}.$$

Если напряжение на зажимах вторичной обмотки трансфор-

матора  $Tr$  изменяется по закону  $U = U_m \sin \omega t$ , то ток в зарядной цепи будет равен

$$i_3 = \frac{U_m}{R_3} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{R_3}{2L_3} t\right) \right] \sin \omega t. \quad (73)$$

Напряжение на конденсаторе  $C_n$ :

$$U_C = \frac{1}{C_n} \int_0^t i_3 dt.$$

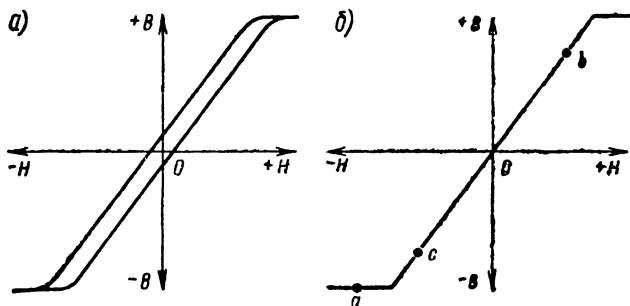


Рис 85. Кривые намагничивания нелинейной индуктивности

Поскольку  $\frac{R_3}{2L_3} \ll \omega$ , получим приближенно

$$U_C = -U_m Q_3 \left[ 1 - \exp\left(-\frac{R_3}{2L_3} t\right) \right] \cos \omega t, \quad (74)$$

где  $Q_3$  — добротность зарядного контура.

Так как для нескольких первых периодов колебаний величина  $\frac{R_3}{2L_3} \ll 1$ , то, разлагая в степенной ряд показательную функцию выражений (73) и (74) и ограничиваясь первым членом этого ряда, имеем  $i_3 = \frac{U_m}{2L_3} t \sin \omega t$  и, соответственно

$$U_C = -\frac{U_m Q_3 R_3}{2L_3} t \cos \omega t = -\frac{U_m}{2} \omega t \cos \omega t. \quad (75)$$

Из выражения (75) следует, что при  $t = \frac{\pi}{\omega}$  максимальное напряжение на накопительном конденсаторе будет равно

$$U_{C \max} = U_m \frac{\pi}{2}.$$

Когда  $t = \frac{2\pi}{\omega}$ , то  $U_{C \max} = -U_m \pi$ .

Графики изменения напряжений на вторичной обмотке трансформатора и на зажимах накопительного конденсатора показаны на рис. 86.

Напряжение накопительного конденсатора одновременно действует на зажимах нелинейной индуктивности  $L_k$  и изменяет магнитный поток ее таким образом, что к моменту времени  $t = \frac{2\pi}{\omega}$ , когда напряжение  $U_C$  на конденсаторе достигает максимальной по абсолютному значению величины  $-U_m\pi$ , рабочая точка, характеризующая магнитное состояние сердечника, достигает точки  $a$  (рис. 85, б), сердечник оказывается насыщенным, индуктивность обмотки  $L_k$  резко уменьшается, и накопительный конденсатор  $C_n$  быстро разряжается через коммутирующую индуктивность на нагрузку, создавая на ее зажимах импульс напряжения (см. рис. 86). После окончания разряда накопительный конденсатор вновь начинает заряжаться, и рабочая точка (см. рис. 85) перемещается по кривой намагничивания из начальной точки  $a$  насыщения в точку  $b$ , достигая ее в момент  $t = t_m$ , когда напряжение  $U_C$  меняет свой знак.

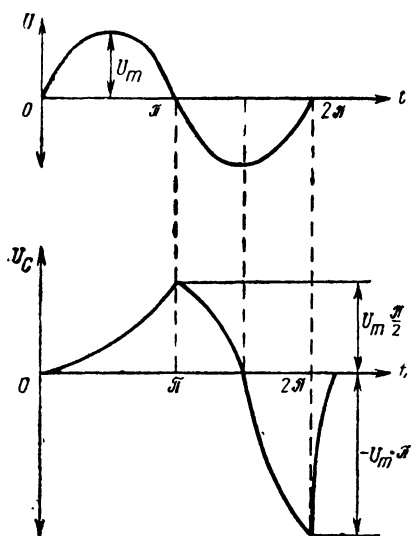


Рис. 86. График изменения напряжений в магнитном модуляторе

Рассмотренная схема модулятора не позволяет получить на нагрузке импульсы малой длительности из-за

большого значения индуктивности цепи разряда.

Для получения более коротких импульсов применяют многокаскадные схемы магнитных модуляторов с формирующей искусственной длинной линией (рис. 87) — схема трехкаскадная. Она представляет собою цепочечное соединение накопительных конденсаторов, заряжаемых последовательно, как и в предыдущем случае, по колебательному закону. Первый накопительный конденсатор  $C_{n1}$  заряжается как обычно от источника переменного напряжения. При этом обмотка  $L_{k1}$  не насыщена, ее индуктивность максимальна, отчего конденсатор  $C_{n1}$  не может разряжаться на конденсатор  $C_{n2}$ .

Когда напряжение на конденсаторе  $C_{n1}$  достигает максимальной величины, обмотка  $L_{k1}$  насыщается и конденсатор  $C_{n1}$  разряжается через  $L_{k1}$  на емкость  $C_{n2}$ .

Далее, при увеличении напряжения на конденсаторе  $C_{n2}$  до максимума насыщается обмотка  $L_{k2}$  и конденсатор  $C_{n2}$  разряжается на формирующую линию. Искусственная линия, разряжаясь через обмотку нелинейной индуктивности  $L_{k3}$ , форми-

рует на нагрузке импульсы напряжения заданной формы, длительности и амплитуды. В результате энергия, запасенная в первом накопительном конденсаторе  $C_{н1}$ , переходит, за вычетом потерь, в нагрузку модулятора. Накопительная емкость каждого каскада, называемого каскадом сжатия, имеет одинаковую величину, т. е.  $C_{н1} = C_{н2} = C_{н3}$ . Причем, емкостью  $C_{н3}$  является емкость формирующей линии  $C_{н3} = nC$ .

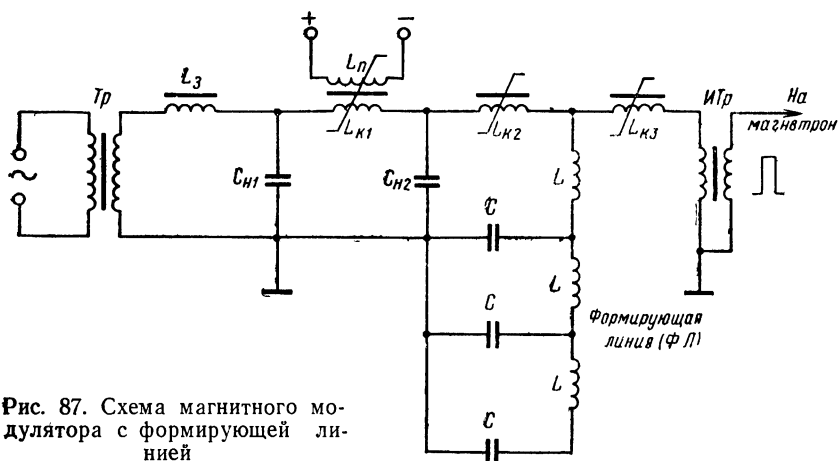


Рис. 87. Схема магнитного модулятора с формирующей линией

Для возможности получения более коротких импульсов коммутирующие нелинейные индуктивности выбираются из условия  $L_{к1} > L_{к2} > L_{к3}$ . Вследствие этого длительность разряда каждого последующего накопительного конденсатора в несколько раз меньше, чем предыдущего. Коммутирующая индуктивность  $L_{к3}$  должна иметь достаточно малое значение, поскольку эта индуктивность входит в цепь разряда формирующей линии на нагрузку.

С уменьшением длительности разряда каждого последующего накопительного конденсатора растет амплитуда импульса разрядного тока, так как количество энергии, передаваемое накопительными конденсаторами друг другу, примерно одинаково. Изменение напряжения на конденсаторах  $C_{н1}$ ,  $C_{н2}$  при перезарядке можно выразить следующим образом:

$$U_{C1} = -\frac{\pi}{2} U_m (1 + \cos \omega_1 t);$$

$$U_{C2} = -\frac{\pi}{2} U_m (1 - \cos \omega_1 t),$$

где  $\omega_1$  — собственная угловая частота первого разрядного контура.



На рис. 88 показаны графики изменения напряжения и тока при перезарядке накопительных конденсаторов.

Длительность разряда конденсатора  $C_{н1}$  через  $C_{н2}$  и  $L_{к1}$  равна половине собственного периода колебаний этой цепи

$$\tau_1 = \pi \sqrt{L_{к1} \left( \frac{C_{н1} C_{н2}}{C_{н1} + C_{н2}} \right)}.$$

Аналогично, длительность разряда конденсатора  $C_{н2}$  через  $L_{к2}$  и  $C_{н3}$  равна

$$\tau_2 = \pi \sqrt{L_{к2} \left( \frac{C_{н2} C_{н3}}{C_{н2} + C_{н3}} \right)}.$$

Длительность  $\tau_{и}$  импульсов напряжения на нагрузке определяется параметрами формирующей линии с учетом влияния индуктивности  $L_{к3}$ .

Нелинейная индуктивность в каскадах сжатия магнитного модулятора может выполняться в виде дросселя, автотрансформатора и трансформатора. Каскады сжатия с дросселями насыщения называют звеньями «А». Каскады сжатия с трансформаторами насыщения называют звеньями «Б». Практически часто используются смешанные схемы, содержащие одновременно нелинейные дроссели, автотрансформаторы и трансформаторы, представляющие собою звенья типа «АБ».

Помимо коммутации энергии, трансформаторные схемы повышают напряжение от каскада к каскаду. Вследствие этого отпадает необходимость в применении

специального входного повышающего трансформатора.

Кроме того, наличие трансформатора позволяет, в случае необходимости, разделить отдельные части схемы модулятора по постоянному току.

Для иллюстрации на рис. 89 представлена смешанная схема модулятора с трансформаторным звеном сжатия типа «АБА».

Широко используются на практике магнитные импульсные модуляторы с питанием от источника постоянного напряжения, получившие название тиристорно-магнитных импульсных модуляторов. В зависимости от способа включения тиристора разли-

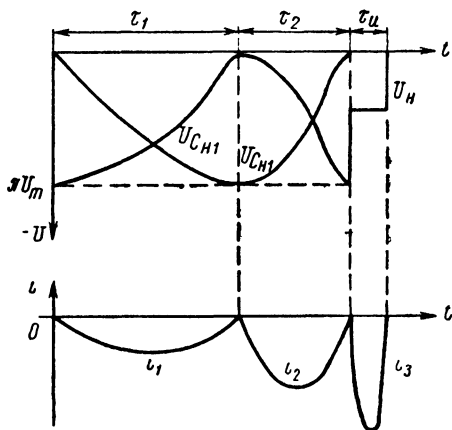


Рис. 88. График изменения токов и напряжений в схеме с формирующей линией

чают схемы модуляторов с тиристором во входном контуре модулятора и схемы с тиристором в первом каскаде сжатия.

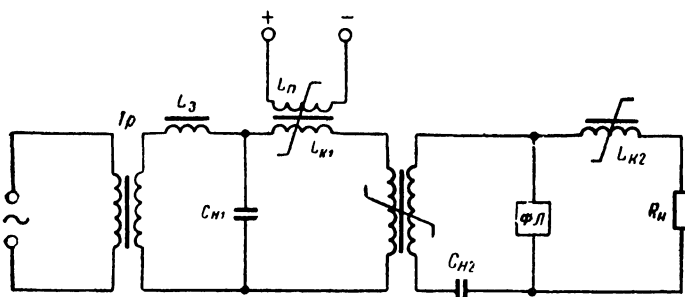


Рис. 89. Схема модулятора типа «АБА»

Принципиальная схема модулятора с тиристором во входном контуре показана на рис. 90.

При подаче запускающего импульса  $ЗИ$  от задающего генератора  $ЗГ$  тиристор  $T$  открывается и происходит заряд накопительного конденсатора от источника постоянного напряжения. Дальнейший процесс в схеме протекает аналогично

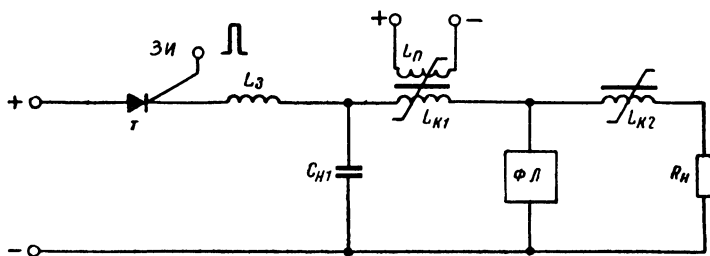


Рис. 90. Схема модулятора с тиристором во входном контуре

магнитному модулятору с питанием от источника переменного напряжения. Для восстановления запирающей способности тиристора, после прохождения зарядного тока накопительного конденсатора, на эмиттер тиристора подается отрицательный потенциал напряжения, создаваемого индуктивностью  $L_{к1}$  в течение так называемого интервала ожидания.

На рис. 91 представлена принципиальная схема тиристорно-магнитного модулятора с тиристором в первом каскаде сжатия при последовательном и параллельном включении тиристора. Входной контур  $L_3 C_{н1}$  модулятора настраивается на частоту, близкую к половине частоты следования запускающих импульсов тиристора. Разряд накопительного конденсатора  $C_{н1}$  через линейную индуктивность  $L_0$  и коммутирующую индуктивность  $L_k$  осуществляется тиристором, который открывается запускающим импульсом положительной полярности,

поступающим от задающего генератора. Восстановление запирающей способности тиристора в такой схеме обеспечивается напряжением, возникающим на накопительном конденсаторе  $C_{H1}$  за счет его перезаряда при рассогласовании со вторым накопительным конденсатором  $C_{H2}$ .

При параллельном включении тиристора перемагничивание индуктивности  $L_K$  осуществляется без применения специальной обмотки за счет тока заряда конденсатора  $C_{H1}$ .

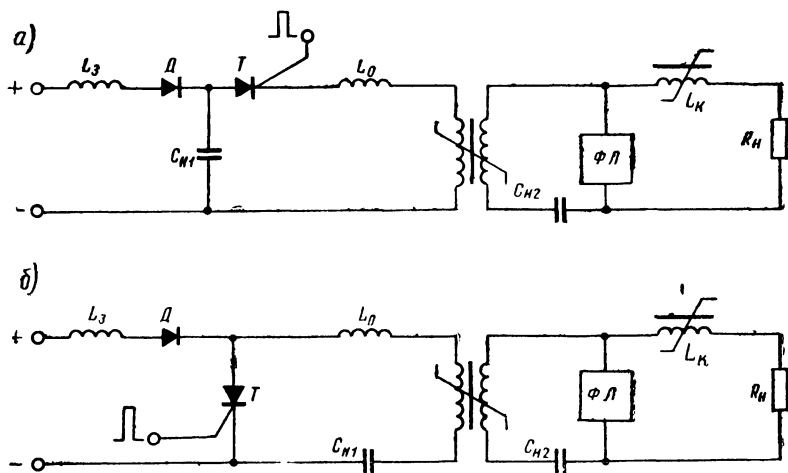


Рис. 91. Схема модулятора с тиристором в первом каскаде сжатия:  
 а — при последовательном, б — при параллельном включениях тиристора

Магнитные импульсные модуляторы имеют высокую надежность работы, большой срок службы, мгновенную готовность к действию и высокий к.п.д. Этими качествами магнитные модуляторы выгодно отличаются от импульсных модуляторов других типов.

## Глава V. АНТЕННО-ВОЛНОВОДНЫЕ УСТРОЙСТВА

### § 26. КОАКСИАЛЬНЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

В судовых РЛС для передачи энергии СВЧ от передатчика к антенне и от антенны к приемнику используются как волноводные, так и коаксиальные или соосные линии. Несмотря на экранирующие свойства коаксиальной линии и связанные с этим незначительные потери энергии на излучение и индукционные

потери, а также работу в широком диапазоне частот, коаксиальная линия имеет ограничение в величине передаваемой мощности в диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн. Известно, что поперечные электромагнитные волны типа «ТЕМ», распространяющиеся в двухпроводной линии, могут возбуждаться в коаксиальной линии при условии, когда поперечные размеры линии (рис. 92) удовлетворяют условию  $\frac{D+d}{2} < \frac{\lambda}{\pi}$ . Поэтому с уменьшением длины волны размеры поперечного сечения линии должны уменьшаться, что создает опасность пробоя при передаче больших мощностей. Кроме того, из-за ограниченных размеров заметно растут потери энергии в коаксиальной линии на частотах выше 3000 Мгц.

В связи с отмеченными недостатками коаксиальные линии на волнах короче 10 см используются в основном при передаче энергии на малые расстояния и при передаче малых мощностей (отвод энергии к измерительным приборам, вращающиеся переходы, межблочные соединения отдельных узлов станции и пр.).

Как всякая двухпроводная линия, коаксиальная линия характеризуется следующими основными параметрами: волновым сопротивлением, затуханием, предельной мощностью.

Волновое сопротивление коаксиальной линии с воздушным заполнением определяется выражением

$$\rho_a = 138 \lg \frac{D}{d} \text{ ом.}$$

Волновое сопротивление коаксиальной линии, заполненной диэлектриком с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon'$ , уменьшается по сравнению с воздушным заполнением в  $\sqrt{\epsilon'}$  раз. Затухание коаксиальной линии равно

$$\beta = 0,172 \frac{1 + \frac{D}{d}}{2 D \sqrt{\sigma \lambda \lg \frac{D}{d}}},$$

где  $\sigma$  — проводимость проводника;

$\lambda$  — длина волны, м.

Величина максимальной или предельной мощности, передаваемой по коаксиальной линии, определяется по формуле

$$P_{\max} = 2 E_{\max}^2 d^2 \ln \frac{D}{d},$$

где  $E_{\max}$  — максимально допустимая или предельная напряженность при нормальных атмосферных условиях, кВ/см.

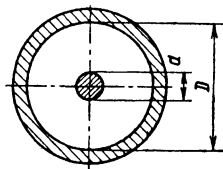


Рис. 92. Коаксиальная линия передачи

В реальных условиях из-за климатических факторов, неоднородности линии, неполного согласования линии с нагрузкой и прочего пробой в линии наступает при меньшей напряженности поля  $E_{\max}$ , поэтому рабочая или допустимая мощность берется равной  $P_d = (0,2 \div 0,4) P_{\max}$ . В табл. 5 приведены основные данные некоторых стандартных коаксиальных линий, применяемых на практике.

Таблица 5

| Марка кабеля | Волновое сопротивление, ом | Затухание на частоте 1000 МГц, дБ/м | Максимальное рабочее напряжение, кВ | Диаметр внутреннего проводника, мм |
|--------------|----------------------------|-------------------------------------|-------------------------------------|------------------------------------|
| РК-1         | 75                         | 0,39                                | 3                                   | 0,68                               |
| РК-2         | 90                         | 0,26                                | 4,5                                 | 0,68                               |
| РК-3         | 75                         | 0,22                                | 5,5                                 | 1,37                               |
| РК-4         | 50                         | 0,33                                | 5,6                                 | 1,37                               |
| РК-6         | 50                         | 0,28                                | 4,5                                 | 2,55                               |
| РК-8         | 72                         | 0,1                                 | 8,5                                 | 2,73                               |
| РК-19        | 50                         | 0,73                                | 1                                   | 0,68                               |
| РК-20        | 74                         | 0,28                                | 1                                   | 1,11                               |
| РК-28        | 50                         | 0,3                                 | 1,5                                 | 2,13                               |
| РК-29        | 48                         | 0,39                                | 1,5                                 | 1,37                               |

## § 27. ВОЛНОВОДНЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

В диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн в качестве основной линии передачи энергии от передатчика к антенне РЛС и от антенны к приемному устройству применяется волноводная линия. По сравнению с коаксиальной линией волновод имеет меньшее затухание и позволяет передавать большую мощность. Основным недостатком волновода является его критичность по отношению к длине волны и связанная с этим громоздкость волноводной линии при работе на более длинных волнах. По этой причине волноводные линии применяются в судовых РЛС, работающих на волнах, не превышающих 10 см.

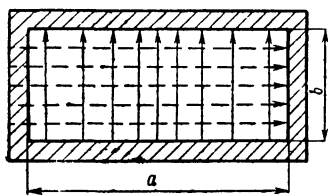


Рис. 93. Прямоугольный волновод при возбуждении волны типа  $TE_{1,0}(H_{1,0})$

Наибольшее применение на практике находят волноводы прямоугольного сечения с использованием простейшей поперечно-электрической волны типа  $TE_{1,0}$  или  $H_{1,0}$  (рис. 93).

Волноводы прямоугольного сечения проще в изготовлении, легче возбуждаются от генератора СВЧ или другого источника колебаний и имеют ряд других преимуществ. Применение волны типа  $TE_{1,0}$  позволяет получить наибольшее значение критической длины волны в волноводе при данных его размерах,

обеспечить минимальное затухание энергии по сравнению с другими типами волн. В связи с тем что при волне типа  $TE_{1,0}$  электрическая составляющая поля строго ориентирована между широкими стенками волновода, эта волна дает наиболее устойчивую поляризацию, которая не изменяется при изгибах, поворотах и других деформациях волноводной линии. Поскольку критическая длина волны прямоугольного волновода зависит от размеров его широкой стенки  $\lambda_{кр} = 2a$ , то размер  $a$  можно выбрать так, чтобы не возбуждать волны высшего порядка. Исходя из того, что рабочая длина волны должна быть меньше  $\lambda < \lambda_{кр}$ , существует следующий оптимум в соотношении  $\lambda = \frac{\lambda_{кр}}{\sqrt{3}}$ .

Размер  $b$  узкой стенки волновода на критическую длину волны не влияет, а зависит от величины передаваемой мощности. Эта мощность определяется допустимым напряжением между широкими стенками волновода. Если принять для нормальных условий эксплуатации пробивное напряжение равным  $30 \text{ кВ/см}$ , то размер  $b$  с учетом четырехкратного запаса на повышение надежности можно определить по формуле

$$b = P \frac{\lambda_b}{\lambda} 0,62 a,$$

где  $P$  — передаваемая мощность,  $Mвт$ ;  
 $\lambda_b$  — длина волны в волноводе

$$\lambda_b = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}.$$

Практически размер  $b$  не превышает обычно  $b \leq \frac{a}{2} \approx 0,35 \lambda_b$ .  
 Надо учитывать, что при наличии рассогласования антенно-волноводного тракта в волноводной линии устанавливается режим стоячей волны, который повышает напряжение, а следовательно, снижает допустимую величину пропускаемой мощности.

Затухание энергии в прямоугольном волноводе зависит от длины волны передаваемых колебаний, размеров волновода, материала стенок волновода:

$$\beta = \frac{R_s \left[ 1 + \frac{2b}{a} \left( \frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]}{\rho_c b \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{2a} \right)^2}},$$

где  $R_s$  — поверхностное сопротивление стенок волновода;  
 $\rho_c$  — волновое сопротивление среды, заполняющей волновод.

Для наиболее распространенных материалов, применяемых при изготовлении волноводов, поверхностное сопротивление имеет следующую величину:

медь —  $R_s = 2,61 \cdot 10^{-7} \sqrt{f} \text{ ом};$

алюминий —  $R_s = 3,26 \cdot 10^{-7} \sqrt{f} \text{ ом};$

латунь —  $R_s = 5,01 \cdot 10^{-7} \sqrt{f} \text{ ом}.$

Волновое сопротивление воздушной среды определяется выражением  $\rho_c = 120\pi$ . Другим важным параметром волновода является его волновое сопротивление, которое равно

$$\rho_w = 120 \pi \frac{\lambda_w}{\lambda} = \frac{120 \pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}.$$

В табл. 6 приведены параметры некоторых стандартных прямоугольных волноводов.

Т а б л и ц а 6

| Марка волновода | Диапазон волн, см | Максимальное затухание, дБ/м | Внутренние размеры, мм | Толщина стенок, мм | Максимальная мощность, Мвт |
|-----------------|-------------------|------------------------------|------------------------|--------------------|----------------------------|
| МЭК-26          | 9,1 — 13,83       | 0,0173                       | 86,36<br>43,18         | 2,03               | 1,77                       |
| МЭК-40          | 6,13 — 9,32       | 0,0311                       | 58,17<br>29,083        | 1,63               |                            |
| МЭК-58          | 4,26 — 6,47       | 0,0539                       | 40,39<br>20,193        | 1,63               |                            |
| МЭК-81          | 3,00 — 4,56       | 0,0993                       | 28,499<br>12,624       | 1,63               |                            |
| МЭК-120         | 2,00 — 3,05       | 0,166                        | 19,050<br>9,525        | 1,27               |                            |

Волноводы круглого сечения уступают прямоугольным волноводам с точки зрения габаритных размеров, затухания, стабильности прохождения волн, простоты выполнения отдельных элементов. Однако симметричная форма поперечного сечения круглого волновода делает их весьма ценными для применения во вращающихся соединениях волноводных линий, где требуется симметричная относительно оси вращения структура электромагнитного поля. Для этого в круглом волноводе используется поперечная магнитная волна типа  $TM_{0,1}$  ( $E_{0,1}$ ), показанная на рис. 94. Критическая длина волны в этом случае определяется по формуле

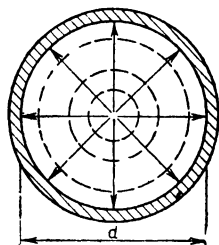


Рис. 94. Волновод круглого сечения

$$\lambda_{кр} = 1,31 a.$$

Волноводы круглого сечения с использованием волны типа  $TE_{0,1}$  ( $H_{0,1}$ ) целесообразно применять в качестве прямолинейных линий передач в диапазоне миллиметровых волн.

Особенностью этого типа волны в круглом волноводе является монотонное убывание коэффициента затухания с ростом частоты.

Передача энергии от генератора в волноводную линию и извлечение энергии из волноводной линии производится через переходное устройство. В качестве переходного устройства используется обычно коаксиальная линия, связанная с волноводом. Связь эта может быть электрической, магнитной или дифракционной. Во всех случаях элемент связи должен располагаться в волноводе так, чтобы возбуждаемое им поле совпадало по структуре с полем волны в волноводе. Возбуждение волны типа  $H_{1,0}$  в прямоугольном волноводе возможно или поперечным штырем, находящимся в пучности электрического поля

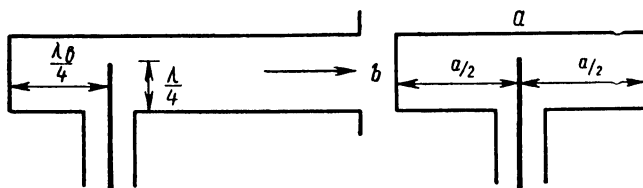


Рис. 95. Возбуждение прямоугольного волновода

волновода, или с помощью петли связи, расположенной в точке максимума магнитного поля.

На практике чаще применяется электрическая связь, которая осуществляется с помощью внутреннего проводника коаксиальной линии, помещаемого внутри волновода и используемого как вибратор. Наружный проводник соединяется с широкой стенкой волновода (рис. 95). Обычно энергия передается в одну сторону и конец волновода, расположенный у штыря, закрывается наглухо. Штырь располагают на расстоянии  $\frac{\lambda_{\text{в}}}{4}$  от глухой стенки. Тогда излучение энергии в сторону открытого конца волновода оказывается максимальным, так как энергия, отраженная от глухой стенки, совпадает по фазе с полем самого вибратора. Извлечение энергии из волновода происходит таким же образом, так как штырь, являясь антенной, обладает свойством обратимости, т. е. может работать как на передачу, так и на прием сигналов.

Сопротивление излучения штыря определяется следующим выражением:

$$R_{\Sigma} = R_{\infty} 2 \sin^2 \beta c,$$

где  $R_{\infty}$  — сопротивление излучения штыря в бесконечном волноводе;

$\beta$  — волновое число,  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{в}}}$ ;



$c$  — расстояние между штырем и глухой стенкой, в данном случае  $c = \frac{\lambda_{\text{в}}}{4}$ .

Сопروتивление излучения штыря в бесконечном волноводе равно

$$R_{\infty} = 120 \pi \sqrt{\frac{\mu'}{\epsilon'}} \frac{h_{\partial}^2}{ab} \cdot \frac{\sin^2\left(\frac{\pi}{a} d\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}},$$

где  $\mu'$ ,  $\epsilon'$  — относительная магнитная и диэлектрическая проницаемость среды, заполняющей полость волновода;

$h_{\partial}$  — действующая высота штыря, равная

$$h_{\partial} = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \operatorname{tg} \frac{\pi l_{\text{ш}}}{\lambda};$$

$d$  — расстояние между штырем и боковой стенкой волновода (при размещении штыря в пучности электрического поля  $d = \frac{a}{2}$ ).

Здесь  $l_{\text{ш}}$  — длина штыря с учетом толщины.

Укорочение штыря, необходимое для компенсации реактивного сопротивления, определяется по формуле

$$\Delta l = \frac{27,08}{\rho_{\text{ш}}},$$

где  $\rho_{\text{ш}}$  — волновое сопротивление штыревого излучателя, равное

$$60 \left( \ln \frac{2l}{r} - 1 \right).$$

Здесь  $r$  — радиус штыря;  $l$  — длина штыря без учета толщины,  $l = \frac{\lambda}{4}$ . Тогда длина штыря с учетом его толщины будет равна  $l_{\text{ш}} = l - \Delta l$ .

Волноводная линия на судне собирается из отдельных секций по месту установки приемопередатчика и антенны. Для сочленения этих секций между собою применяют дроссельно-фланцевые соединения. Принцип дроссельно-фланцевого соединения двух неподвижных отрезков волновода показан на рис. 96. Один фланец плоский, другой при непосредственном соединении с первым образует полуволновой короткозамкнутый отрезок длинной линии. Поскольку входное сопротивление такого отрезка линии равно нулю, то в волноводном стыке создается короткое замыкание и энергия без заметного отражения будет переходить из одной секции волновода в другую.

На рис. 97 показано устройство дроссельных фланцев.

К концам прямоугольного волновода припаиваются два фланца. Один фланец плоский, второй имеет две выточки  $a$  и  $b$

в виде круговой канавки вдоль оси волновода и проточку в поперечной плоскости. Выточка  $a$  имеет глубину  $\frac{\lambda_b}{4}$ . Расстояние от центра широкой стенки волновода до этой выточки также равно  $\frac{\lambda_b}{4}$ . Когда оба фланца соединяются между собою, выточка  $a$  образует полуволновый короткозамкнутый отрезок линии. Выточка  $b$  необходима для обеспечения

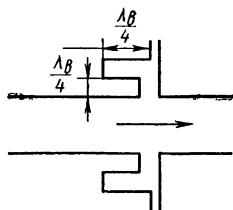


Рис. 96. Дроссельно-фланцевое соединение

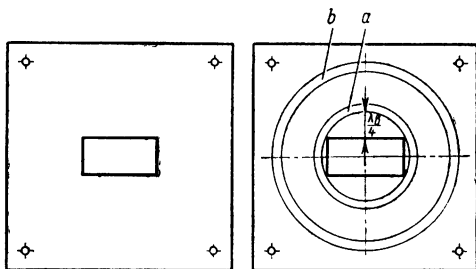


Рис. 97. Устройство дроссельных фланцев прямоугольного волновода

герметичности волновода. В нее закладывается резиновый уплотнитель, и оба фланца стягиваются винтами.

Дроссельно-фланцевые соединения обеспечивают необходимый электрический контакт в определенной полосе частот. В трехсантиметровом диапазоне эта полоса имеет примерно величину  $\pm 6\%$ , в десятисантиметровом —  $\pm 15\%$  при собственном коэффициенте  $K_{6,в}$  сочленения около 0.95.

При работе судовой РЛС в режиме кругового обзора антенна вращается, а приемопередатчик неподвижен. Вследствие этого возникает необходимость в наличии в антенно-волноводном тракте вращающегося перехода. Широкое использование на практике получила схема волноводно-коаксиального вращающегося перехода, показанная на рис. 98. Электрический контакт между вращающейся и неподвижной частями волноводной линии обеспечивается за счет четвертьволнового разомкнутого на конце отрезка, образованного внешним проводником коаксиальной линии. Известно, что входное сопротивление такого отрезка линии равно нулю. Тем самым обеспечивается условие перехода энергии от приемопередатчика к антенне и обратно без заметного отражения от вращающегося перехода.

Волноводная линия судовой РЛС может иметь различный профиль, в зависимости от размещения антенны и приемопередатчика. Поэтому в процессе монтажа линии встречается необходимость в поворотах линии, скручивании и пр.

Для поворотов волноводной линии применяются волноводные уголкового сечения (рис. 99) или секции с плавным изгибом

(рис. 100), включаемые между прямыми участками волноводной линии.

Изгибы прямоугольных волноводов могут выполняться по широкой или узкой сторонам. Изгибы по широкой стороне выполняются в плоскости электрической составляющей поля  $\vec{E}$  (рис. 100,а), изгибы по узкой стороне — в плоскости магнитной составляющей поля  $\vec{H}$  (рис. 100,б).

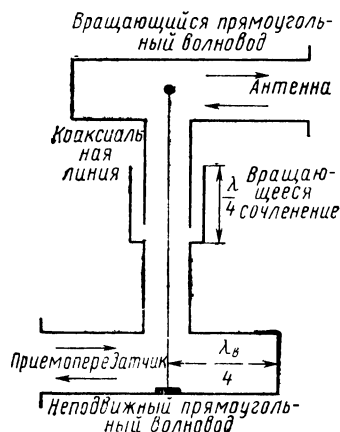


Рис. 98. Схема вращающегося волноводно-коаксиального перехода

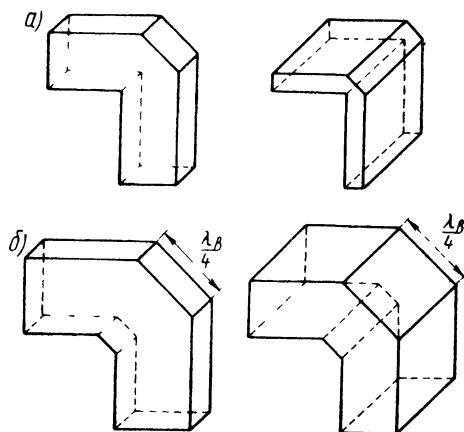


Рис. 99. Волноводные уголкового сечения

Чтобы изгиб не давал значительных отражений энергии от места поворота волноводной линии радиус закругления должен

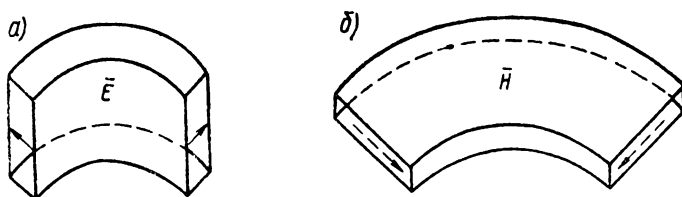


Рис. 100. Волноводные сечения с плавным изгибом

быть больше  $\lambda_{в}$ . При этом коэффициент бегущей волны  $K_{б.в}$  составляет примерно 0,95 в пределах полосы частот порядка  $\pm 20\%$ .

Основным достоинством плавных волноводных изгибов является их широкополосность.

Угловые волноводные сечения бывают двух типов: с одиночным поворотом (рис. 99,а) и с двойным поворотом (рис. 99,б).

На практике большое распространение получили волноводные уголки с двойным поворотом, так как уголки с одним поворотом имеют более критичные размеры и более склонны к появлению искрения. В уголках с двумя поворотами расстояние между поворотами выбирается примерно равным четверти длины волны в волноводе. Это обеспечивает взаимную компенсацию отраженных волн, возникающих в местах поворота волноводной линии.

Для изменения плоскости поляризации применяют скрученные на  $90^\circ$  волноводные секции (рис. 101). Поскольку при скручивании форма поперечного сечения волновода сохраняется, конфигурация поля и длина волны в волноводе остаются без изменений.

Длина скрученного участка должна составлять несколько полуволн в волноводе. В этом случае в пределах полосы частот 4—9% собственный  $K_{6,в} \approx 0,92 \div 0,95$ .

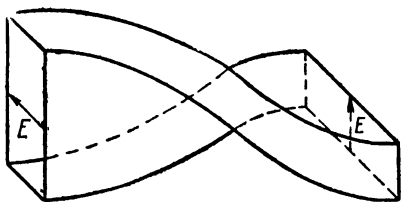


Рис. 101. Скрученная на  $90^\circ$  волноводная секция

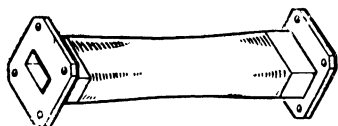


Рис. 102. Гибкий отрезок волновода

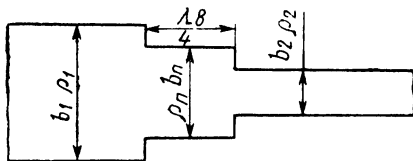


Рис. 103. Схема одноступенчатого перехода

В судовых условиях жесткая волноводная линия, подвергающаяся вибрации, соединена с приемопередатчиком. Поэтому в качестве переходного элемента применяют небольшой длины отрезок гибкого волновода, который часто используется также при присоединении к радиолокационной аппаратуре измерительных приборов.

Гибкий волновод изготавливают несколькими способами, например, из мягкой отожженной меди или посеребренной латуни, которая подвергается гофрировке (рис. 102). Глубина гофрировки должна быть значительно меньше длины волны, чтобы отдельные гофры не вносили в волноводный тракт существенных неоднородностей и не вызывали заметного отражения энергии. Коэффициент бегущей волны гибкого волновода имеет величину  $K_{6,в} = 0,9 \div 0,95$ .

Для согласования волноводных трактов, имеющих различное сечение, используются четвертьволновые ступенчатые и плавные переходы, работающие по принципу трансформации

различных волновых сопротивлений длинных линий. На рис. 103 показан одноступенчатый волноводный переход для согласования двух волноводов с размерами узких стенок  $b_1$  и  $b_2$  и волновыми сопротивлениями  $\rho_1$  и  $\rho_2$ .

В этом случае высота переходного отрезка волновода  $b_n$  определяется по формуле  $b_n = \sqrt{b_1 b_2}$ , а волновое сопротивление  $\rho_n = \sqrt{\rho_1 \rho_2}$ . Если четвертьволновый переход должен согласовать между собою два волновода, имеющих соответственно сечения  $a_1 \times b_1$  и  $a_2 \times b_2$ , то, принимая  $a_n = \frac{a_1 + a_2}{2}$ , можно найти высоту перехода  $b_n$  по формуле

$$b_n = \sqrt{b_1 b_2} \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{\text{ср}}}{2a_n}\right)^2}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{\text{ср}}}{2a_1}\right)^2} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{\text{ср}}}{2a_2}\right)^2}},$$

где

$$\lambda_{\text{ср}} = \frac{\lambda_{b1} + \lambda_{b2}}{2}.$$

Если сечения волноводов значительно отличаются друг от друга и, тем самым, отношение согласуемых волновых сопротивлений  $\rho_1$  и  $\rho_2$  велико, то для получения согласования с заданным, максимально допустимым в полосе частот, коэффициентом отражения потребуется несколько ступеней перехода.

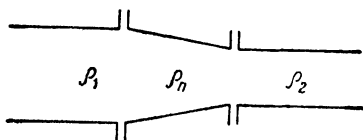


Рис. 104. Схема плавного перехода

В судовых РЛС для повышения электрической прочности волноводных линий обычно применяют не ступенчатые, а плавные переходы (рис. 104), представляющие собой в первом приближении предельный случай ступенчатых переходов, у которых число ступеней  $n \rightarrow \infty$ , а длина отдельной ступени  $l \rightarrow 0$ .

Длина плавного перехода берется кратной  $\frac{\lambda_{\text{в}}}{2}$ . Минимальная длина перехода должна быть  $L_{\text{min}} = (3 \div 4) \lambda_{\text{в}}$ .

Эффективность волноводной линии определяется ее коэффициентом полезного действия, который находится по формуле

$$\eta_{\text{л}} = \frac{1}{1 + \left( K_{\text{б.в}} + \frac{1}{K_{\text{б.в}}} \right) 0,115 \beta l},$$

где  $\beta$  — затухание энергии в волноводе,  $\text{дБ/м}$ ;  
 $l$  — общая длина волноводной линии,  $\text{м}$ .

На рис. 105 представлена волноводная линия судовой РЛС в собранном виде. Линия содержит почти все рассмотренные нами элементы: фланцевые соединения, повороты типа  $\bar{E}$  и  $\bar{H}$ , скрученную секцию, плавный переход разного сечения и пр.

Надо учитывать, что при включении того или иного элемента в волноводную систему возникают отражения от появившейся неоднородности, отчего уменьшается к.п.д. линии передачи, нарушается режим работы источника, включенного в систему.

## § 28. СОГЛАСОВАНИЕ В ВОЛНОВОДНЫХ ЛИНИЯХ

При включении того или иного элемента в волноводную линию могут возникать отражения, что уменьшает коэффициент бегущей волны и к.п.д. волноводного тракта, снижает электрическую прочность волноводной линии и увеличивает влияние отдельных элементов линии друг на друга.

Отражение энергии происходит вследствие нарушения равенства входных сопротивлений  $Z_{вх}$  элементов, включаемых в волноводный тракт, волновому сопротивлению  $\rho_v$  самого волноводного тракта.

Известно, что при отражении в волноводном тракте имеет место как прямая, или падающая, волна, так и обратная, или отраженная, волна. Отношение комплексных амплитуд электрической составляющей поля отраженной и прямой волн называется коэффициентом отражения  $\bar{P}$ . Режим линии при наличии отражений характеризуется коэффициентом стоячей волны  $K_{с.в}$  по напряжению, который равен отношению максимальной амплитуды напряжения стоячей волны к минимальной.

Между коэффициентом стоячей волны и модулем коэффициента отражения имеет место следующая зависимость:

$$K_{с.в} = \frac{1 + p}{1 - p}.$$

Величина, обратная  $K_{с.в}$ , представляет собой коэффициент бегущей волны

$$K_{б.в} = \frac{1 - p}{1 + p}.$$

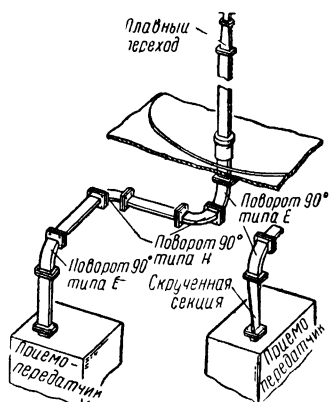


Рис. 105. Волноводная линия в собранном виде

Если волноводная линия имеет несогласованную нагрузку с модулем коэффициента отражения, равным  $\rho$ , то отражающая мощность будет равна

$$P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} \rho^2,$$

а мощность, отдаваемая нагрузке,

$$P_{\text{н}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} (1 - \rho^2),$$

где  $P_{\text{пад}}$  — падающая мощность.

Отношение максимальной мощности  $P_{\text{н max}}$  в несогласованном волноводном тракте к максимальной мощности  $P_{\text{с max}}$  в согласованном волноводном тракте определяется следующим выражением:

$$\frac{P_{\text{н max}}}{P_{\text{с max}}} = \frac{2}{K_{\text{с.в}} + \frac{1}{K_{\text{с.в}}}}.$$

Различают следующие методы согласования отдельных участков волноводной линии или волноводной линии с нагрузкой: метод развязки, метод трансформации и компенсационный метод. На практике наиболее широко используются два последних метода.

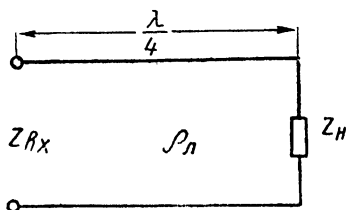


Рис. 106. Четвертьволновый отрезок длинной линии

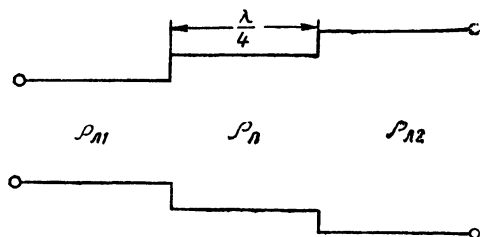


Рис. 107. Схема трансформаторного метода согласования

*Трансформаторный метод* согласования состоит в том, что с помощью трансформирующего устройства активная составляющая полного сопротивления нагрузки волноводной линии преобразуется в сопротивление, величина которого равна волновому сопротивлению волноводной линии. Принцип работы трансформирующего устройства основан на известных свойствах четвертьволнового отрезка длинной линии, нагруженного на сопротивление  $Z_{\text{н}}$  (рис. 106). Входное сопротивление отрезка линии равно следующему значению:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{P_{\text{л}}^2}{Z_{\text{н}}}, \quad (76)$$

где  $Z_{\text{в.х}}$  — входное сопротивление четвертьволнового отрезка линии;

$P_{\text{л}}$  — волновое сопротивление отрезка линии.

Если необходимо соединить между собой две линии с раз-

личными волновыми сопротивлениями  $\rho_{л1}$  и  $\rho_{л2}$ , то для устранения отражения их согласуют путем включения между этими двумя линиями отрезка линии длиной  $\frac{\lambda}{4}$  с волновым сопротивлением  $\rho_{л}$  (рис. 107). В этом случае одна из линий, например линия с волновым сопротивлением  $\rho_{л2}$ , будет являться нагрузкой для четвертьволнового отрезка, а входное сопротивление этого отрезка для согласования должно равняться волновому сопротивлению линии  $\rho_{л1}$ . Тогда из условия  $Z_{н}=\rho_{л2}$  и  $Z_{вх}=\rho_{л1}$ , пользуясь выражением (76), найдем волновое сопротивление согласующего отрезка линии:

$$\rho_{л}=\sqrt{\rho_{л1} \rho_{л2}}.$$

Примером такого согласования являются ступенчатые и плавные переходы для согласования волноводных линий различного сечения, рассмотренные ранее.

*Компенсационный метод* согласования используется для устранения или ослабления отражений, вызванных наличием в нагрузке реактивных составляющих полного сопротивления. Этот метод сводится к внесению в линию дополнительных реактивных сопротивлений, равных по величине, но противоположных по знаку реактивностям в самой линии.

Компенсирующий элемент можно включать последовательно или параллельно линии передачи. Причем, параллельное включение можно осуществить в коаксиальных трактах.

Примером параллельного включения компенсирующего элемента является схема выходного устройства магнетронного генератора, представленная на рис. 108.

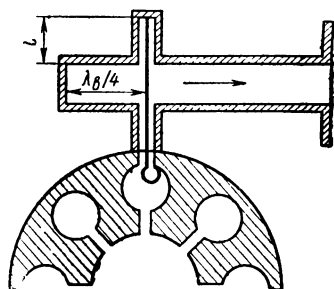


Рис. 108. Параллельное включение компенсирующего элемента

Энергия из полости магнетрона с помощью петли связи поступает в коаксиальную линию, соединенную с волноводом. Из-за влияния стенок волновода распределение тока и напряжения вдоль штыревой антенны волновода, образованной внутренним проводником, будет отличаться от нормального. По этой причине входное сопротивление штыревой антенны будет носить комплексный характер, т. е. содержать активную и реактивную составляющие. Для согласования входного сопротивления штыря и коаксиальной линии магнетрона служит шлейф, являющийся короткозамкнутым отрезком коаксиальной линии. Входное сопротивление такого шлейфа определяется выражением

$$Z_{вх}=j \rho_{л} \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l,$$

где  $l$  — длина короткозамкнутого шлейфа.



В зависимости от длины  $l$  входное сопротивление согласующего шлейфа будет активным, емкостным или индуктивным. Подбирая длину этого шлейфа, можно скомпенсировать реактивную составляющую входного сопротивления штыревой антенны.

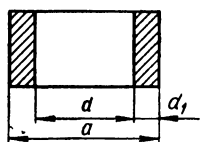


Рис. 109. Согласующая диафрагма индуктивного типа

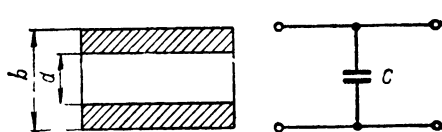


Рис. 110. Согласующая диафрагма емкостного типа

Кроме согласующих шлейфов, для компенсационного согласования используют различного рода диафрагмы и штыри. Согласующие диафрагмы представляют собой тонкие металлические перегородки, размещаемые в волноводе и закрывающие часть его сечения.

Характер сопротивления, вносимого диафрагмой, зависит от расположения ее относительно стенок волновода. При расположении диафрагмы параллельно силовым линиям электрического поля  $\vec{E}$  (рис. 109) сопротивление имеет индуктивный характер. Если края диафрагмы располагаются перпендикулярно электрическому полю  $\vec{E}$ , то сопротивление диафрагмы будет носить емкостный характер (рис. 110).

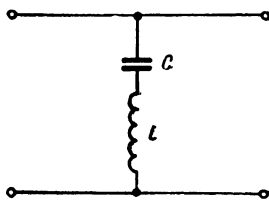
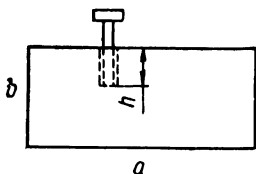


Рис. 111. Согласование с помощью одного штыря

Индуктивные диафрагмы имеют преимущества перед емкостными, так как последние уменьшают расстояние между широкими стенками волновода, отчего снижается величина пробивного напряжения, а следовательно, и передаваемой мощности. Нормированное значение реактивного сопротивления диафрагмы в прямоугольном волноводе определяется по следующим приближенным формулам [29]:

для индуктивной диафрагмы

$$j b = - \frac{\lambda_B}{a} \operatorname{ctg}^2 \frac{\pi d}{2a};$$

для емкостной диафрагмы

$$j b = \frac{4b}{\lambda_b} \ln \operatorname{cosec} \frac{\pi d}{2b}.$$

Согласование с помощью штырей производится в тех случаях, когда в процессе работы необходимо регулировать вносимое реактивное сопротивление, например, в случае наличия в высокочастотном тракте станции элементов, требующих частой замены. Штыри представляют собой цилиндрические стержни с резьбой, ввинчиваемые во внутрь волновода через широкую стенку (рис. 111).

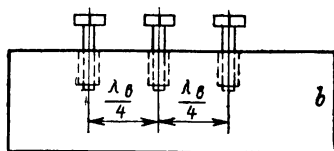


Рис. 112. Согласование с помощью трех штырей

Характер вносимого штырем сопротивления определяется глубиной погружения. При погружении штыря на глубину  $h$  менее четверти длины волны ( $h < \frac{\lambda_b}{4}$ ) штырь действует как емкость, при длине штыря  $h > \frac{\lambda_b}{4}$  штырь действует как индуктивность, когда длина штыря  $h = \frac{\lambda_b}{4}$ , имеет место последовательный резонанс. Сопротивление, вносимое штырем, будет равно нулю. Волноводная линия замыкается накоротко. Возникает полное отражение энергии.

Для согласования в более широкой полосе частот исполь-

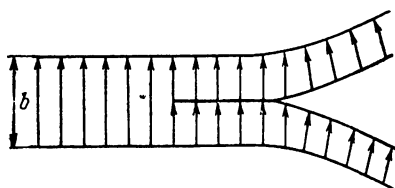


Рис. 113. Разветвление с помощью перегородки

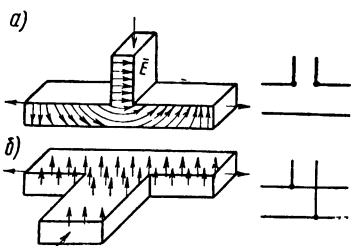


Рис. 114. Тройниковые соединения

зуют последовательное включение нескольких, например, трех штырей, располагая их на широкой стенке волновода на расстоянии  $\frac{\lambda_b}{4}$  друг от друга (рис. 112).

## § 29. РАЗВЕТВЛЕНИЯ В ВОЛНОВОДНЫХ ЛИНИЯХ

При распределении энергии между несколькими нагрузками или подключении нескольких источников энергии к одной нагрузке применяются различные волноводные разветвления. Простейшим является разветвление с помощью перегородки (рис. 113), равной по размерам широкой стенке волновода. Пе-

регородка разделяет поле по двум ответвлениям с размером узких стенок  $b_1$  и  $b_2$ .

Для разветвления энергии широко используются также тройниковые соединения (рис. 114). В зависимости от конструктивных особенностей радиолокационных устройств разветвление может выполняться в плоскости широкой стенки волновода (рис. 114,а) и в плоскости узкой стенки волновода (рис. 114,б). В первом случае волновод, от которого происходит разветвление энергии, называется  $\bar{E}$ -плечом, во втором случае —  $\bar{H}$ -плечом. При передаче энергии через  $\bar{E}$ -плечо поля в ответвлениях (в точках, расположенных на равных расстояниях от центра разветвления) изменяются в противофазе. Если энергия поступает в разветвление через  $\bar{H}$ -плечо, то поля в ответвлениях будут изменяться синфазно. Из этого следует также и другой вывод. Электромагнитная энергия может поступить из разветвлений в  $\bar{E}$ -плечо только в том случае, если колебания в обоих ответвлениях направлены навстречу друг другу и их поля, располагаясь на равных расстояниях от оси симметрии соединения волноводов, находятся в противофазе. Во втором случае электромагнитная энергия может поступить из разветвлений в  $\bar{H}$ -плечо только тогда, когда поля в боковых плечах, располагаясь на равных расстояниях от оси симметрии соединения волноводов, изменяются синфазно.

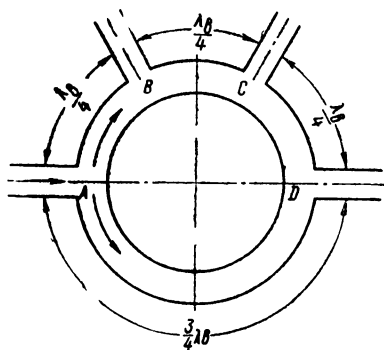


Рис. 115. Схема кольцевого распределителя

Необходимо отметить также еще одно свойство тройниковых или Т-образных соединений волноводов. Если в точки, равноудаленные от центра волноводного соединения, включены равные нагрузки, то мощность, поступающая в разветвления, делится поровну между боковыми плечами.

По аналогии с двухпроводными линиями ответвление энергии через  $\bar{E}$ -плечо называют последовательным, а через  $\bar{H}$ -плечо — параллельным.

Одним из примеров использования свойств разветвления электромагнитной энергии через  $\bar{E}$ -плечо является кольцевой волноводный распределитель энергии, применяемый в антенных переключателях. Схема кольцевого распределителя показана на рис. 115. Энергия, поступающая через  $\bar{E}$ -плечо от источника, в точке A делится поровну и направляется в разные стороны с противоположными фазами.

К точке  $D$  энергия обоих направлений пройдет одинаковое расстояние, равное  $\frac{3}{4}\lambda_v$ , и будет иметь по-прежнему фазовый сдвиг, равный  $180^\circ$ . Тем самым обеспечивается условие для прохождения энергии из разветвления  $A$  в ответвление  $D$ . У точки  $C$  энергия обоих направлений совпадает по фазе. Это нарушает условие прохождения энергии в ответвление  $C$  из разветвле-

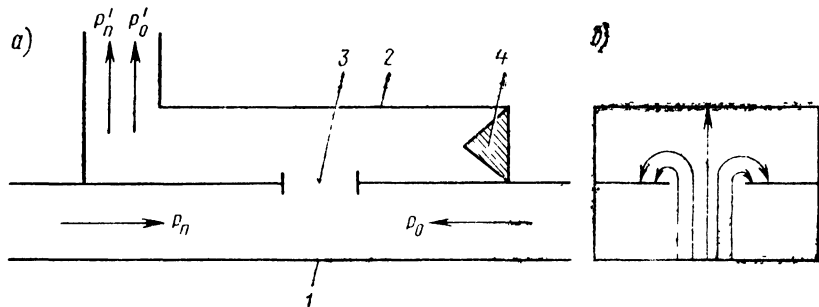


Рис. 116. Направленный ответвитель с одним отверстием:  
1 — основная линия; 2 — линия связи; 3 — элемент связи; 4 — согласованная нагрузка

ния  $A$ . В точку  $B$  энергия обоих направлений будет доходить с фазовым сдвигом, равным  $180^\circ$ , что обеспечивает прохождение энергии из разветвления  $A$  в ответвление  $B$ .

К разветвлениям волноводной линии относятся также направленные ответвители, особенностью которых является связь только с каким-либо одним направлением распространения электромагнитной энергии, с одновременным уменьшением этой энергии в определенное количество раз.

Преимуществом направленных ответвителей перед другими видами связи в линиях передач является ослабление реакции, оказываемой ответвлением на режим работы основной линии передачи.

Направленные ответвители применяются для отвода энергии из основной волноводной линии к измерительным приборам, индикаторам колебаний, эхокамере и пр.

Находят применение два вида ответвлений: с одним отверстием и с несколькими отверстиями.

Ответвитель с одним отверстием состоит из двух прямоугольных волноводов, примыкающих друг к другу широкими стенками, в которых имеется общее отверстие для связи между волноводами (рис. 116,а). Электрическое поле около этого отверстия (рис. 116,б) является источником энергии в волновод-

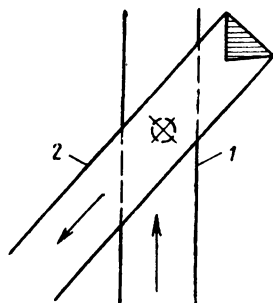


Рис. 117. Регулируемая связь между волноводными линиями:  
1 — основная линия; 2 — линия связи

ной линии связи. Электромагнитное поле, созданное в нем, оказывается ориентированным в направлении, противоположном распространению волны типа  $TE_{1,0}$  в основной волноводной линии. Связь регулируется изменением угла между осями волноводов (рис. 117). Основными параметрами, характеризующими направленный ответвитель, являются ослабление и направленность.

Ослаблением называется отношение ответвленной мощности  $P'_n$  к мощности  $P_n$  прямой волны  $C = \frac{P'_n}{P_n}$ , или  $C = 10 \lg \frac{P'_n}{P_n} \text{ дб}$ .

Направленность представляет собой отношение мощности  $P_n$  ответвленной прямой волны к мощности  $P'_o$  ответвленной обратной волны:

$$D = \frac{P'_n}{P'_o}, \text{ или } D = 10 \lg \frac{P'_n}{P'_o} \text{ дб}.$$

При одинаковых волноводах и нахождении отверстия связи в центре широкой стенки волновода ослабление и направленность для схемы, представленной на рис. 116,а, определяются следующими выражениями:

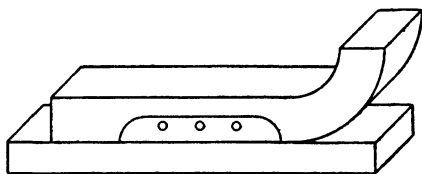


Рис. 118. Направленный ответвитель с несколькими отверстиями связи

$$C = \left( \frac{2\pi d^3}{3ab\lambda_b} \cos \theta F_H \right)^2;$$

$$D = \left[ \frac{\cos \theta + 0,5 \left( \frac{\lambda_b}{\lambda} \right)^2 \frac{F_E}{F_H}}{\cos \theta - 0,5 \left( \frac{\lambda_b}{\lambda} \right)^2 \frac{F_E}{F_H}} \right]^2,$$

где  $a, b$  — размеры прямоугольного волновода;

$d$  — диаметр отверстия связи;

$\theta$  — угол между продольными осями волноводов;

$F_E$  и  $F_H$  — множители, учитывающие ослабление в отверстиях связи.

Эти множители могут быть определены из следующих формул для предельных волноводов и типов волн  $E_{0,1}$  и  $H_{1,1}$ :

$$F_E = e^{-2\pi \left[ \left( \frac{1}{1,31d} \right)^2 - \frac{1}{\lambda^2} \right]^{1/2} t}; \quad F_H = e^{-2\pi \left[ \left( \frac{1}{1,71d} \right)^2 - \frac{1}{\lambda^2} \right]^{1/2} t},$$

где  $t$  — толщина стенки между смежными волноводами.

Кроме более простого направленного ответвителя с одним отверстием, применяются ответвители с несколькими отверстиями (рис. 118). В этом случае в линии связи возбуждается синфазное поле. Ослабление ответвителя с несколькими отверстиями для случая параллельных волноводов, когда  $\cos \theta = 1$ , определяется по формуле Бёте

$$C = 20 \lg n \frac{2\pi d^3}{3ab\lambda_b} - 32 \left[ 1 - \left( 1,71 \frac{d}{\lambda} \right)^2 \right]^{1/2} \frac{t}{d} \text{ дб},$$

где  $n$  — число отверстий связи.

Направленность ответвителя с несколькими отверстиями связи выражается следующей формулой:

$$D = 20 \lg \frac{n \sin k l}{\sin n k l} + D_{ac},$$

где  $l$  — расстояние между отверстиями связи;

$D_{ac}$  — направленность отдельного отверстия связи, *дб*.

Для поглощения энергии, которая распространяется от отверстия связи в нежелательном направлении, в волноводе связи помещается согласованная нагрузка.

### § 30. АНТЕННЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ

При использовании одной общей антенны как для передачи, так и для приема радиолокационных сигналов необходимо иметь антенный переключатель. Во время передачи переключатель соединяет антенну с выходом генератора СВЧ и блокирует (запирает) вход приемника от воздействия мощных импульсов передатчика. При приеме отраженных сигналов антенный переключатель соединяет антенну с входом приемника и блокирует входную цепь передатчика от попадания и бесполезной затраты принимаемых отраженных сигналов. К антенным переключателям предъявляются следующие требования:

в момент передачи мощность, просачивающаяся на вход приемника, должна быть как можно меньше. На волнах сантиметрового диапазона, где в приемниках применяются смесители на полупроводниках, величина попадающей на вход мощности не должна превышать 0,1 *вт*, при большей мощности полупроводниковый диод может выйти из строя;

антенный переключатель должен быть быстродействующим. Время срабатывания не должно превышать сотых долей микросекунды, в противном случае сильно увеличивается просачивающаяся на вход приемника мощность и возрастает минимальная дальность обнаружения;

потери мощности при передаче, и особенно при приеме отраженных сигналов, должны быть минимальными.

Применяемые в настоящее время в судовых РЛС антенные переключатели можно условно разделить на коммутационные, балансные или мостовые и фазовые.

Коммутационные антенные переключатели состоят из резонансных отрезков волноводных линий и высокочастотных газовых разрядников, смонтированных в волноводные отрезки. В зависимости от способа соединения разрядников с волноводом схемы коммутационных антенных переключателей разделяются на последовательные, параллельные и смешанные.

На рис. 119 показана последовательная схема переключателя. В этом случае связь разрядника с волноводом осуществляется через щель в широкой стенке волновода. Принцип рабо-

ты коммутационных антенных переключателей основан на изменениях входного сопротивления короткозамкнутой и разомкнутой на конце волноводных линий. Из теории длинных линий без потерь известно, что входное сопротивление короткозамкнутой на конце линии равно

$$Z_{вх} = j \rho_v \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_v} l, \quad (77)$$

где  $\rho_v$  — волновое сопротивление волноводной линии;  
 $l$  — длина отрезка волноводной линии.

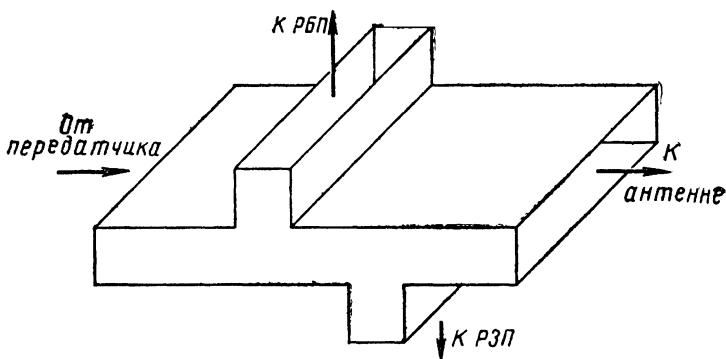
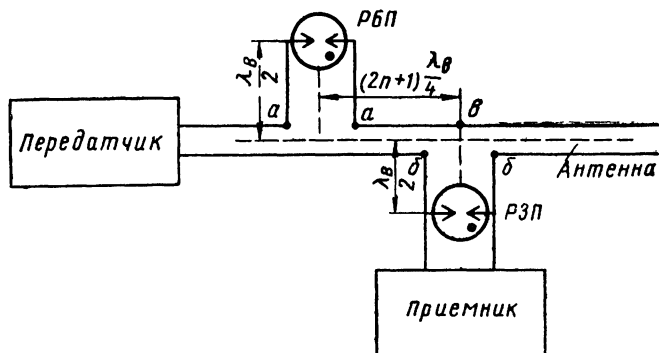


Рис. 119. Последовательная схема антенного переключателя

Входное сопротивление разомкнутой на конце линии определяется следующей формулой:

$$Z_{вх} = -j \rho_v \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda_v} l. \quad (78)$$

Из выражений (77) и (78) видно, что при длине  $l = \frac{\lambda_v}{4}$  для короткозамкнутой линии входное сопротивление бесконечно ве-

лико  $Z_{\text{вх}} = \infty$ . Входное сопротивление отрезка длиной  $l = \frac{\lambda_{\text{в}}}{2}$  короткозамкнутой линии равно нулю —  $Z_{\text{вх}} = 0$ .

Для разомкнутой на конце линии входное сопротивление отрезка длиной  $l = \frac{\lambda_{\text{в}}}{4}$  равно нулю, а входное сопротивление отрезка длиной  $l = \frac{\lambda_{\text{в}}}{2}$  равно бесконечности (см. рис. 79).

Если линия на конце нагружена, то входное сопротивление такой линии длиной  $l = \frac{\lambda_{\text{в}}}{2}$  равно  $Z_{\text{вх}} = \frac{\rho_{\text{в}}^2}{R_{\text{н}}}$ , а входное сопротивление линии длиной  $l = \frac{\lambda_{\text{в}}}{4}$  равно  $Z_{\text{вх}} = R_{\text{н}}$  ( $R_{\text{н}}$  — сопротивление нагрузки).

Замыкая и размыкая четвертьволновые и полуволновые отрезки волноводных линий с помощью газовых разрядников, можем изменять их входное сопротивление в пределах от бесконечности до нуля и от нуля до бесконечности.

Рассмотрим принцип действия последовательной схемы антенного переключателя, показанной на рис. 119.

При работе передатчика под действием высокого напряжения, возникающего в волноводной линии, в разряднике блокировки передатчика (РБП) и разряднике защиты приемника (РЗП) возникает газовый разряд и они замыкаются. Так как разрядники подключены к волноводной линии через полуволновой отрезок волновода, то в точках разрыва волноводной линии *а,а* и *б,б* образуется короткое замыкание. Энергия от передатчика поступает в антенну, не ответвляясь в приемник. После прекращения передающего импульса разрядники гаснут. Полуволновой отрезок линии в сторону РБП оказывается разомкнутым на конце. Входное сопротивление этого отрезка в точках *а,а* оказывается бесконечно большим.

На расстоянии  $\frac{\lambda_{\text{в}}}{4}$  или равном нечетному значению четверти длины волны ( $\frac{3}{4}\lambda_{\text{в}}$ ,  $\frac{5}{4}\lambda_{\text{в}}$  и т. д.) в точках *б* и *в* бесконечно большое сопротивление трансформируется в короткое замыкание. Тогда при приеме отраженных сигналов принятые колебания в передатчик не попадут, а поступят на вход приемника, линия которого должна быть согласована с основной волноводной линией.

В параллельной схеме антенного переключателя (рис. 120) связь газовых разрядников с волноводом осуществляется посредством щели в узкой стенке волновода. Длина отрезков волноводов, соединяющих основную волноводную линию с обоими разрядниками, в этом случае берется равной  $\frac{\lambda_{\text{в}}}{4}$  или нечетному значению четверти длины волны в волноводе  $(2n+1) \frac{\lambda_{\text{в}}}{4}$ ,





где  $n=0, 1, 2, 3$  и т. д. Расстояние между разрядниками РБП и РЗП берется также равным этому значению. Тогда в момент возникновения мощного импульса передатчика разрядники замыкаются, входное сопротивление короткозамкнутых отрезков линий в сторону обоих разрядников в точках  $a$  и  $b$  оказывается очень большим, и энергия передающих импульсов будет направлена в антенну без заметного ответвления в сторону приемника. Когда передающий импульс заканчивается, разрядники гаснут. Отрезок линии в сторону РБП оказывается на конце разомкнутым. Входное сопротивление его в точках  $a$  будет равно нулю. Тогда в точках  $b$  в сторону передатчика входное сопротивление волноводной линии будет бесконечно большим. Благодаря этому принятые отраженные сигналы не попадут в передатчик, а будут направлены в приемник, соединительная линия которого согласуется с основной волноводной линией.

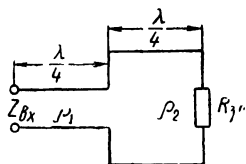


Рис. 122. Эквивалентная схема

Мощность, проникающую на вход приемника при работе передатчика, можно ослабить с помощью антенного переключателя, выполненного по схеме, показанной на рис. 121. Здесь разрядник защиты приемника подключен к волноводной линии через полуволновый отрезок волновода, каждая половина которого имеет различное волновое сопротивление, причем  $\rho_1 < \rho_2$ . Тогда на основании эквивалентной схемы (рис. 122) входное сопротивление линии в сторону РЗП будет равно

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\rho_1^2}{Z_{\text{н}}}.$$

Величина  $Z_{\text{н}}$  в свою очередь определяется выражением

$$Z_{\text{н}} = \frac{\rho_2^2}{R_{\text{з.п}}},$$

где  $R_{\text{з.п}}$  — сопротивление разрядника защиты приемника при зажиганиях.

Следовательно, входное сопротивление линии в сторону РЗП будет равно

$$Z_{\text{вх}} = \left( \frac{\rho_1}{\rho_2} \right)^2 R_{\text{з.п}},$$

т. е. оказывается меньше, чем сопротивление разрядника, включенного через отрезок линии с одинаковым волновым сопротивлением  $\rho_1 = \rho_2$ .

Уменьшение сопротивления  $R_{\text{з.п.}}$ , как следует из рис. 121, повышает защиту приемника от мощного импульса передатчика. При работе передатчика зажигаются разрядники РБП и РЗП.

Сопротивление в точках  $a$  подключения антенны в сторону приемника будет тем больше, чем меньше окажется сопротивление  $R_{з.п}$  разрядника РЗП в проводящем состоянии.

Балансные или мостовые схемы антенных переключателей используют известные свойства кольцевых распределителей энергии (см. § 29)

Принципиальная схема балансного антенного переключателя показана на рис. 123. Эта схема содержит два одинаковых кольцевых распределителя  $K_1$  и  $K_2$ . Во время работы передатчика разрядники  $P_1$  и  $P_2$  замыкаются. В точке  $b$  сопротивление

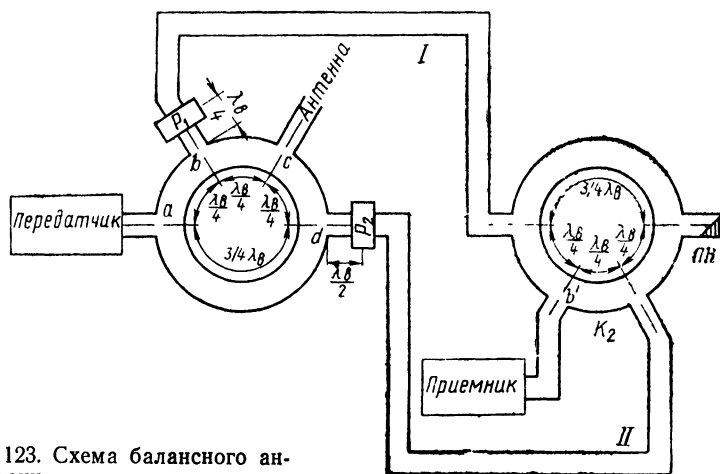


Рис. 123. Схема балансного антенного переключателя

будет бесконечно большим. Распространение энергии в кольцевом распределителе  $K_1$  в направлении часовой стрелки оказывается невозможным. Зажигание разрядника  $P_2$  создает короткое замыкание в точке  $d$ , это позволяет энергии передатчика распространяться по кольцевому распределителю  $K_1$  в направлении против часовой стрелки и попадать в антенну.

При приеме отраженных сигналов разрядники не зажигаются и выполняют роль секций волноводных линий  $I$  и  $II$ , имеющих одинаковую длину. В связи с тем что в точки  $a$  и  $d$  энергия принятых сигналов поступает с одной и той же фазой, то попадание ее на вход передатчика и поглощающую нагрузку (ПН) исключается. В точку  $b'$  энергия принятых сигналов поступает в противофазе, поэтому она проходит на вход приемника. Данный тип антенного переключателя отличается повышенной защитой приемника от воздействия мощных импульсов передатчика.

Поскольку при зажигании разрядников их сопротивление не будет равно нулю, а имеет определенную конечную величину, энергия передатчика будет просачиваться через волноводные

линии *I* и *II*, но не в приемник, а в ПН, так как у отвода в нагрузку эта энергия изменится в противофазе, а у входа в приемник находится в фазе.

В антенных переключателях фазового типа используются необратимые элементы — ферриты, поэтому их часто называют ферритовыми антенными переключателями. Феррит представляет собой ферромагнитный полупроводник, обладающий электрическими свойствами диэлектрика и магнитными свойствами ферромагнитного металла. При этом магнитные показатели ферритов могут регулироваться изменением их намагниченности. Малая электропроводность обеспечивает значительное уменьшение потерь энергии на вихревые токи, что позволяет применять ферриты в диапазоне сверхвысокой частоты.

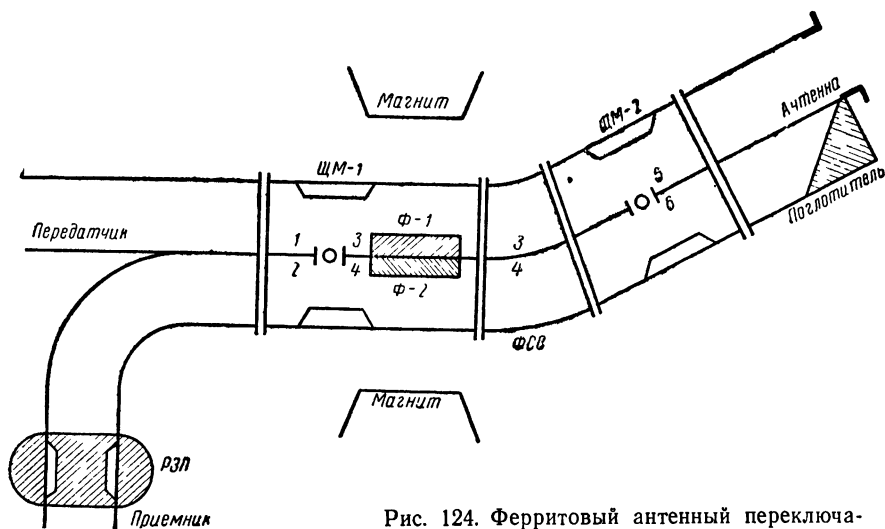


Рис. 124. Ферритовый антенный переключатель

Используя ферриты в волноводах, можно создать устройство с различными характеристиками для передаваемой по волноводу электромагнитной энергии в зависимости от направления последней.

Ферритовый антенный переключатель (рис. 124) состоит из двух симметричных щелевых мостов ЩМ-1 и ЩМ-2 и двухканальной волноводной секции с помещенными внутри каждого канала ферритами. На внешней части волноводной секции находится постоянный магнит, поле которого воздействует на ферриты. Кроме того, имеются фазосдвигающая секция (ФСС), поглотитель или поглощающая нагрузка (ПН) и разрядник защиты приемника (РЗП). Ферриты регулируются так, чтобы при распространении энергии со стороны передатчика феррит Ф-2 вызывал отставание фазы электромагнитного поля на  $90^\circ$

по отношению к фазе поля, проходящего через феррит Ф-1. При распространении энергии со стороны антенны и поглощающей нагрузки феррит Ф-1 вызывает отставание поля по фазе на  $90^\circ$  по отношению к фазе поля, проходящего через феррит Ф-2.

Фазосдвигающая секция представляет собой двухканальный волноводный переход, устроенный так, что путь, проходимый волной по каналу 3, короче на четверть волны, чем путь по каналу 4. При этом волна канала 4 будет отставать по фазе на  $90^\circ$  от волны, идущей по каналу 3.

При передаче зондирующих импульсов переключатель работает следующим образом. Энергия из передатчика, распространяясь по каналу 1 щелевого моста ЦМ-1, делится пополам между каналами 3 и 4. В приемник энергия не попадает, так как канал 2 приемника с помощью РЗП развязан от канала передатчика. Волна, входящая в канал 4, через щелевой мост ЦМ-1, будет отставать по фазе на  $90^\circ$  относительно волны, распространяющейся через канал 3. При прохождении через феррит Ф-2 фаза волны в канале 4 получит дополнительное отставание по фазе на угол  $90^\circ$  относительно волны в канале 3. Таким образом, на выходе фазосдвигающей секции волна канала 4 отстает по фазе относительно канала 3 на угол, равный  $270^\circ$ .

Проходя щелевой мост ЦМ-2, энергия из канала 4 поступает в канал 5 антенны, куда одновременно поступает и энергия из канала 3. Поскольку при прохождении моста ЦМ-2 энергия канала 4 получает дополнительное отставание по фазе на  $90^\circ$ , то в канал антенны 5 энергия из каналов 3 и 4 поступает в фазе. Одновременно энергия волн, поступающая в канал 6 поглощающей нагрузки из каналов 3 и 4, оказывается в противофазе и компенсируется, не отражаясь. В случае появления расфазирования в каналах 3 и 4 остаточная энергия будет затрачиваться в поглощающей нагрузке.

При приеме отраженных сигналов энергия, выйдя из антенного канала 5 в щелевой мост ЦМ-2, делится пополам между каналами 3 и 4. Приходя в канал 4, энергия получит отставание по фазе на угол  $90^\circ$  относительно энергии в канале 3. После прохождения фазосдвигающей секции энергия канала 4 дополнительно будет отставать по фазе от энергии в канале 3 еще на угол  $90^\circ$ . Одновременно энергия в канале 3, проходя через феррит Ф-1, получит отставание по фазе относительно энергии в канале 4 на угол  $90^\circ$ . Тогда на входе щелевого моста ЦМ-1 разность фаз между энергией канала 3 и энергией канала 4 оказывается равной  $90^\circ$ . Благодаря этому энергия принятых отраженных сигналов, проходя через щелевой мост ЦМ-1 из канала 3 в канал 2, оказывается в фазе с энергией канала 4 и, суммируясь, поступает через РЗП на вход приемника. Энергия из канала 4, проходящая в канал 1 передатчика, получив отставание по фазе на  $90^\circ$ , оказывается в противофазе с энерги-

ей, поступающей в канал 1 из канала 3. Следовательно, принятые отраженные сигналы на вход передатчика не попадут.

Газовые разрядники, используемые в антенных переключателях, представляют собой один или несколько искровых промежутков, расположенных в баллоне, наполненном газовой смесью водорода или аргона и паров воды под давлением около 10 мм рт. ст.

Эффективность работы разрядника будет тем больше, чем меньше время срабатывания, т. е. время зажигания (ионизации) и время потухания или восстановления (деионизации) искрового промежутка. Кроме того, необходимо, чтобы в проводящем состоянии разрядник имел минимальное сопротивление. Тогда приемник будет лучше защищен от воздействия импульса передатчика, так как падение напряжения на зажимах разрядника, действующее на вход приемника, будет меньше. Закон изменения во времени огибающей высокочастотного напряжения на зажимах электродов разрядника при воздействии мощного импульса передатчика показан на рис. 125.

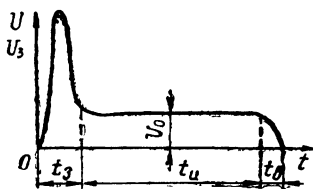


Рис. 125. График изменения напряжения на зажимах разрядника

При включении передатчика напряжение на зажимах разрядника за время  $t_z$  нарастает до потенциала зажигания  $U_z$ , имеющего величину нескольких киловольт. При зажигании разрядника возникает ионизация газового промежутка в течение времени  $t_n$ , при этом внутреннее сопротивление разрядника резко уменьшается до нескольких десятков ом и напряжение на зажимах разрядника падает до величины  $U_0$ . После окончания зондирующего импульса в течение времени  $t_b$ , называемого временем восстановления или деионизации искрового промежутка, напряжение на зажимах разрядника падает до нуля.

В целях уменьшения минимальной дальности РЛС и увеличения разрешающей способности по расстоянию время  $t_b$  восстановления разрядника должно быть минимальным. Необходимо иметь в виду, что чем выше напряжение  $U_z$  зажигания и чем больше время  $t_z$  зажигания, тем больше будет величина энергии, просачивающейся на вход приемника.

Для улучшения защиты приемника от проникновения мощности передатчика в баллон газового разрядника вводится дополнительный электрод, называемый поджигающим. На поджигающий электрод подается отрицательное относительно одного из электродов напряжение величиной около 1000 в. Поджигающее напряжение создает в разряднике тлеющий разряд, ускоряющий ионизацию промежутка между главными электродами в момент воздействия импульса СВЧ передатчика.

Эффективность разрядника представляет собой отношение мощности  $P_A$ , излучаемой антенной, к мощности  $P_p$ , потребляемой разрядником,

$$A = \frac{P_A}{P_p}.$$

Для повышения эффективности работы разрядника его включают в волноводную линию не непосредственно, а через двойной резонансный трансформатор (рис. 126). В этом случае эффективность значительно увеличивается, так как она пропорциональна квадрату коэффициента трансформации  $N_1 > 1$  повышающей обмотки трансформатора:

$$A = \frac{P_A}{P_p} = \frac{p_v}{R_p} N_1^2,$$

где  $p_v$  — волновое сопротивление волноводной линии;

$R_p$  — сопротивление разрядника в замкнутом состоянии.

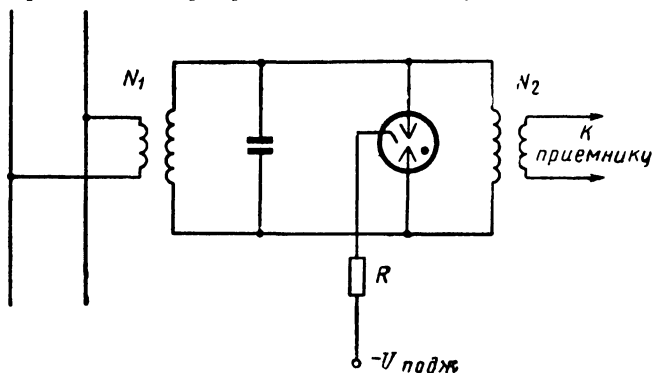


Рис. 126. Схема включения разрядника

Кроме этого, наличие понижающей обмотки с коэффициентом трансформации  $N_2 < 1$  уменьшает мощность, проникающую на вход приемника при замыкании разрядника, которая равна

$$P_{пр} = \frac{U_0^2 N_2^2}{R_{пр}},$$

где  $R_{пр}$  — входное сопротивление приемника.

В диапазоне сантиметровых волн роль двойного резонансного трансформатора выполняет объемный резонатор.

Существует два типа разрядников: с внешним резонатором и с внутренним резонатором.

*Разрядник с внешним резонатором* состоит из стеклянного газонаполненного баллона, в котором находятся два электрода конусообразной формы. Электроды имеют наружные выводы в виде медных дисков, впаянных в стекло баллона. Эти диски

соединяются с резонатором, окружающим баллон. Для удобства сборки резонатор делается разъемным из двух половин.

Общий вид разрядника с внешним резонатором показан на рис. 127. Связь резонатора разрядника с волноводной линией и

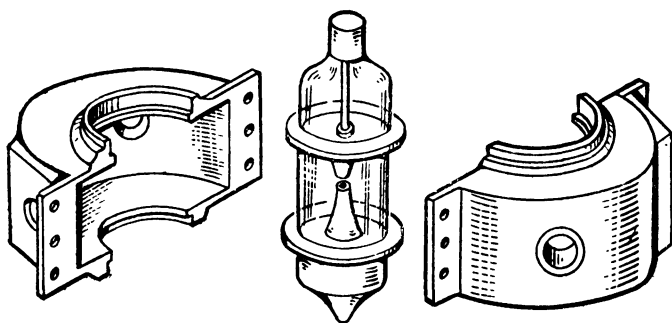


Рис. 127. Разрядник с внешним резонатором

приемником осуществляется с помощью щелей. При последовательном включении резонатор устанавливается на широкой стенке волновода, а при параллельном включении — на узкой.

*В разряднике с внутренним резонатором.* электроды смонтированы внутри газонаполненного цилиндрического резонатора, образующего вместе с электродами единую конструкцию газового разрядника (рис. 128). Для связи с волноводом резонатор имеет круглые щели, закрытые специально впаянными стеклами. Снизу у разрядника имеется газовый резервуар, пополняющий количество газа в разряднике.

Разрядник с внешним резонатором имеет меньшую добротность, чем разрядник с внутренним резонатором. Объясняется это тем, что в стеклянном баллоне, находящемся внутри резонатора, возникают большие потери, особенно на частотах выше 6000 Мгц.

Разрядник с внутренним резонатором имеет более высокую добротность, что уменьшает потери мощности принимаемых сигналов в разряднике.

Разрядники с внешним резонатором применяют обычно для блокировки передатчика (в качестве РБП), а разрядники с внутренним резонатором — для защиты приемника (в качестве РЗП).

Рассмотренные типы разрядников являются узкополосными. Они рассчитаны для работы на одной фиксированной частоте

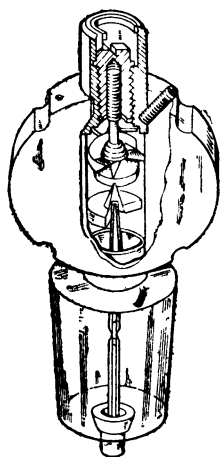


Рис. 128. Разрядник с внутренним резонатором



и допускают небольшую расстройку частоты в пределах около 5% для разрядников с внешним резонатором и 10—15% для разрядников с внутренним резонатором. Узкополосные разрядники требуют подстройки на частоту станции в процессе эксплуатации (при замене магнетрона, клистрона и пр.).

Чтобы повысить надежность работы РЛС, уменьшить время на перестройку станции и тому подобное, применяют широкополосные разрядники. Такой разрядник выполняется в виде

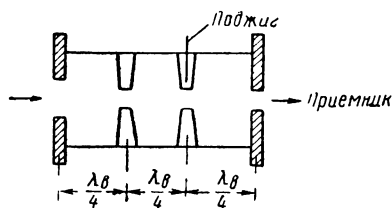


Рис. 129. Широкополосный разрядник

герметизированного отрезка прямоугольного волновода, заполненного газовой смесью при низком давлении, и содержит два искровых промежутка, расположенных на расстоянии четверти волны один от другого (рис. 129). Разрядник имеет специальные окна на концах для связи с волноводной линией. Искровой промежуток, ближайший к приемнику, снабжен под-

жигающим электродом, на который подается поджигающее напряжение. При воздействии зондирующего импульса первым пробивается искровой промежуток с поджигающим электродом. Отраженная волна от этого промежутка создает на зажимах предыдущего искрового промежутка удвоенное напряжение, которое замыкает этот промежуток. Отраженная волна напряжения замыкает входное окно разрядника, защищая приемник от проникновения мощных зондирующих импульсов.

Антенный переключатель характеризуется следующими параметрами:

коэффициентом защиты приемника в режиме передачи, который представляет собой отношение мощности магнетронного генератора  $P_m$  к мощности, просачивающейся на вход приемника  $P_{пр}$  в режиме передачи

$$D = 10 \lg \frac{P_m}{P_{пр}} \text{ дБ.}$$

Ослабление должно составлять не менее 40—80 дБ (коэффициент защиты  $10^4$ — $10^8$ ). Величина просачивающейся мощности на вход приемника зависит от напряжения горения разрядника:

$$P_{пр} = \frac{U_0^2}{R_{пр}'},$$

где  $R_{пр}'$  — входное сопротивление приемника, пересчитанное в разрядный промежуток;

$U_0$  — величина напряжения горения (составляет обычно 20—30 в);

коэффициентом потерь переключателя в режиме приема. Он представляет собой отношение мощности, подводимой к антенному переключателю из антенны  $P_{\text{пер}}$  к мощности, поступающей на вход приемника,

$$T = 10 \lg \frac{P_{\text{пер}}}{P_{\text{пр}}} \text{ дб.}$$

Этот коэффициент не должен превышать 1—2 дб. Его величина зависит от потерь энергии в элементах антенного переключателя, а также от степени согласования антенного переключателя с волноводной линией;

коэффициентом ослабления принимаемых сигналов на выходе передатчика, который представляет собой отношение мощности принимаемых сигналов на входе антенного переключателя  $P_{\text{пер}}$  к мощности принимаемых сигналов, проникающих через антенный переключатель на выход передатчика,

$$\xi = 10 \lg \frac{P_{\text{пер}}}{P_{\text{прд}}}.$$

Его величина должна быть не менее 10—20 дб. Таким образом, потери мощности в цепях передатчика не должны быть более 0,1—0,01 от поступающей из антенны на вход антенного переключателя;

полосой пропускания антенного переключателя, или диапозонностью, являющейся отношением разности частот, при которой выделенная при приеме мощность на входе приемника уменьшается в два раза по сравнению с мощностью, выделяемой на резонансной частоте, к величине резонансной частоты

$$B = \frac{\Delta f}{f_0}.$$

### § 31. ЭХО-КАМЕРА

Для проверки РЛС часто применяют специальный прибор, называемый эхо-камерой. Эхо-камера представляет собой объемный резонатор высокой добротности, имеющий поршень для настройки и снабженный антенной (рис. 130, а), или соединяемый коаксиальной линией с волноводным трактом станции (рис. 130, б).

При работе передатчика в резонаторе происходит накопление энергии в течение времени, равного длительности импульса. После окончания зондирующего импульса, под действием запасенной энергии, в эхо-камере возникают собственные колебания с экспоненциально

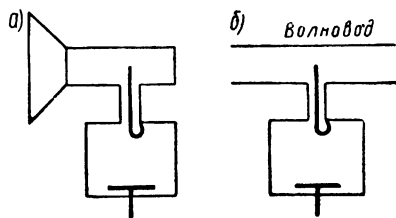


Рис. 130. Эхо-камера:  
а — связь с помощью антенны; б — непосредственная связь с волноводной линией

уменьшающейся амплитудой. Эти колебания передаются на вход приемника, и на экране индикатора появляется сигнал той или иной формы или характера. Через некоторое время, когда амплитуда колебаний, возникших в эхо-камере, уменьшится до уровня, соответствующего чувствительности приемника, сигнал прекращается. Форма сигнала зависит от типа индикатора и способа связи эхо-камеры с РЛС.

На экране индикатора кругового обзора при внешней связи эхо-камеры с антенной РЛС форма сигнала имеет вид засветки в определенном секторе.

При непосредственной связи эхо-камеры с волноводным трактом РЛС засветка на экране индикатора будет сплошной. Радиус засветки (дальность звучания эхо-камеры) определяется мощностью передатчика, чувствительностью приемника, согласованностью антенно-волноводного тракта, а также зависит от величины связи эхо-камеры с волноводным трактом станции или расстояния между антенной РЛС и эхо-камерой и от добротности самой эхо-камеры. Последнее обстоятельство обусловлено затуханием колебаний в эхо-камере по экспоненциальному закону:

$$U = U_0 \exp(-\alpha t), \quad (79)$$

где  $U_0$  — начальная амплитуда напряжения;  
 $\alpha$  — коэффициент затухания эхо-камеры.

Из выражения (79) следует, что

$$\alpha = \frac{2,3 (\lg U_0 - \lg U)}{t}.$$

Если амплитуду напряжения  $U$  приравнять к минимальной (пороговой) величине  $U = U_{\min}$ , то время  $t$  будет соответствовать времени звучания эхо-камеры  $t = t_{\text{зв}}$ . Тогда

$$t_{\text{зв}} = \frac{2,3 (\lg U_0 - \lg U_{\min})}{\alpha}.$$

Коэффициент затухания и добротность колебательной системы связаны следующей зависимостью:  $\alpha = \frac{\pi f_0}{Q}$ .

Тогда

$$t_{\text{зв}} = \frac{2,3 Q (\lg U_0 - \lg U_{\min})}{\pi f_0},$$

где  $f_0$  — резонансная частота.

Начальная амплитуда напряжения  $U_0$  зависит от величины просачивающейся мощности  $P_{\text{пр}}$  через антенный переключатель на вход приемника

$$U_0 = \sqrt{P_{\text{пр}} \rho_{\text{в}}}.$$

где  $\rho_{\text{в}}$  — волновое сопротивление волноводной линии.

Амплитуда порогового напряжения определяется чувствительностью приемника

$$U_{\min} = \sqrt{P_{\text{пр}(\min)} \rho_{\text{в}}}.$$

Зная время  $t_{\text{зв}}$  звучания эхо-камеры, легко найти дальность звучания:

$$D_{\text{зв}} = \frac{ct_{\text{зв}}}{2}.$$

## § 32. ОСОБЕННОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ АНТЕНН

Радиолокационные антенны предназначены для излучения электромагнитной энергии, подводимой от передатчика РЛС, и приема отраженных или ответных сигналов для последующей передачи их на вход приемника. Радиолокационные антенны являются направленными и вращающимися.

В связи со спецификой работы судовых навигационных радиолокационных станций к антеннам этого типа РЛС предъявляются следующие требования:

- возможность обзора по азимуту в пределах  $360^\circ$ ;

- высокая направленность действия и обеспечение заданной формы диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях;

- широкая полоса пропускания частот;

- минимальная интенсивность боковых лепестков;

- достаточная механическая прочность и жесткость в сочетании с минимальным весом, размерами и парусностью.

Круговой обзор по азимуту необходим для непрерывного наблюдения за окружающей судно обстановкой в радиусе действия РЛС. Высокая направленность антенны дает возможность определения направления на обнаруженный объект, увеличивает разрешающую способность РЛС по азимуту, повышает точность измерения направлений, а также повышает плотность мощности, облучающей объект, и, следовательно, увеличивает отношение сигнал/шум при приеме отраженных сигналов, отчего увеличивается дальность радиолокационного наблюдения.

Направленность антенны обеспечивает также пространственную селекцию полезного сигнала в результате преимущественного приема с направления на данный объект и ослабления мешающего действия сигналов и помех, поступающих на вход антенны с других направлений.

Хотя РЛС работает на фиксированной несущей частоте, импульсный характер излучаемых и принимаемых сигналов, а также некоторое изменение частоты передатчика при работе станции требуют, чтобы антенна обеспечивала определенную полосу пропускания.

Ширина этой полосы в диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн должна находиться в пределах 40—50 Мгц. На-

личие боковых и заднего лепестков вызывает бесполезный расход энергии передатчика, увеличивает уровень помех на входе приемника и создает предпосылки для возникновения ошибок при определении направления на объекты.

В связи с этим уровень мощности боковых лепестков должен быть ниже на 20—30 дБ относительно мощности основного лепестка антенны.

Основными параметрами радиолокационной антенны являются: характеристика или диаграмма направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях, коэффициент усиления, коэффициент направленности действия или выигрыш антенны, входное сопротивление, сопротивление излучения и потерь, коэффициент полезного действия, частотная характеристика.

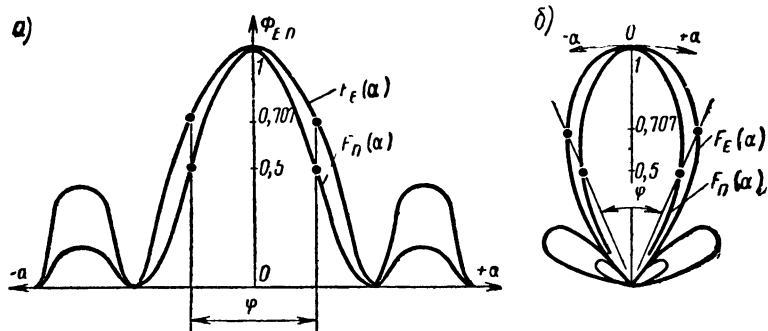


Рис. 131. Нормированные диаграммы направленности антенны

Диаграммой направленности антенны называется зависимость напряженности или плотности мощности, создаваемой антенной в разных направлениях, но на одинаковом от антенны расстоянии. Эту зависимость можно выразить следующим образом:

$$E_z = E_z(\alpha, \theta); \quad \Pi_z = \Pi_z(\alpha, \theta) \quad \text{при } D = \text{const},$$

где  $\alpha$  — угол направленности антенны в горизонтальной плоскости;

$\theta$  — угол направленности антенны в вертикальной плоскости.

Чтобы сравнивать направленные свойства антенн, характеристики направленности приравнивают к единице, т. е. относят их к максимальным значениям напряженности поля или плотности мощности, получающимся в направлении максимального излучения, и углы  $\alpha$  и  $\theta$  отсчитывают от направления максимального излучения.

На рис. 131 изображены нормированные диаграммы направ-

ленности антенны в прямоугольных (рис. 131,а) и полярных (рис. 131,б) координатах в одной из плоскостей:

$$F_E(\alpha) = \frac{E_\Sigma(\alpha)}{E_{\Sigma \max}}; \quad F_n(\alpha) = \frac{P_\Sigma(\alpha)}{P_{\Sigma \max}}.$$

Диаграммы направленности часто выражаются в децибеллах:

$$F = 20 \lg F_E = 10 \lg F_n.$$

Полярные диаграммы более наглядны. Они имеют главный лепесток с большим максимумом, а также боковые и задний лепестки.

Направление максимального излучения при  $\alpha=0^\circ$  и  $\theta=0^\circ$  называют осью диаграммы. При этом  $F_{E \max} = F_{n \max} = 1$ . Для других направлений  $F_n$  убывает быстрее, чем  $F_E$ . Объясняется это тем, что плотность мощности в данной точке пропорциональна квадрату напряженности поля, поэтому нормированные характеристики направленности по мощности и напряженности поля связаны между собой соотношением

$$F_n(\alpha, \theta) = F_E^2(\alpha, \theta).$$

Диаграмма направленности характеризуется следующими показателями: шириной главного лепестка (шириной диаграммы) и уровнем ближайших или максимальных боковых лепестков. Ширина диаграммы направленности по мощности представляет собой угол  $\phi$  между прямыми, проходящими через точки половинного (0,5) значения максимальной плотности мощности. Шириной диаграммы по полю является угол  $\phi$  между прямыми, проходящими через точки на уровне 0,707 от максимальной напряженности поля.

Концентрация антенной энергии характеризуется коэффициентом направленного действия, который показывает, во сколько раз излучаемая данной антенной мощность в направлении  $(\alpha, \theta)$  превышает мощность, излучаемую в том же направлении условной ненаправленной антенной при условии, что полная мощность, излучаемая обеими антеннами, одинакова:

$$G_A(\alpha_i, \theta_i) = 4\pi \frac{P(\alpha_i, \theta_i)}{P_\Sigma}, \quad (80)$$

где  $P(\alpha_i, \theta_i)$  — мощность излучения направленной антенны в частном направлении  $(\alpha_i, \theta_i)$ ;

$P_\Sigma$  — полная излучаемая мощность;

$\frac{P_\Sigma}{4\pi}$  — мощность, излучаемая в единицу телесного угла направленной антенной.

Практически коэффициент направленности антенны с несколько меньшей точностью можно определить по формуле

$$G_A = \frac{4\pi}{\sigma_{0,5} \theta_{0,5}} \mu,$$

где  $\mu$  — коэффициент использования поверхности антенны, равный 0,6—0,7.

Коэффициент направленного действия антенны, выраженный в децибеллах, называется выигрышем антенны:

$$G = 10 \lg G_A.$$

Мощность, излучаемая антенной, характеризуется сопротивлением излучения антенны  $R_\Sigma$ . Под сопротивлением излучения понимают такое эквивалентное сопротивление, которое, будучи умноженным на половину квадрата амплитуды тока, дает мощность излучения

$$P_\Sigma = \frac{I_{\max}^2}{2} R_\Sigma.$$

Для согласования антенны с генератором СВЧ или приемником большое значение принадлежит входному сопротивлению антенны, имеющему в общем случае комплексный характер,

$$Z_A = R_A + jx_A.$$

К.п.д. антенны представляет собой отношение излучаемой мощности  $P_\Sigma$  к подводимой к антенне мощности  $P_0$ :

$$\eta_A = \frac{P_\Sigma}{P_0}.$$

Если подводимая мощность равна

$$P_0 = \frac{I_{\max}^2}{2} R_A,$$

а излучаемая

$$P_\Sigma = \frac{I_{\max}^2}{2} R_\Sigma,$$

то выражение для к. п. д. антенны

$$\eta_A = \frac{R_\Sigma}{R_A} = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_n},$$

где  $R_n$  — сопротивление потерь.

Антенны РЛС благодаря слабой связи с землей и работе на сверхвысоких частотах имеют малые потери. К.п.д. радиолока-

ционных антенн достигает  $\eta_A = 0,94 \div 0,98$ . Поэтому коэффициент усиления антенны, представляющий собой произведение коэффициента полезного действия на коэффициент направленного действия антенны, равен

$$q = \eta_A G_A \simeq G_A.$$

Свойства антенны при приеме электромагнитной энергии характеризуются эффективной поглощающей поверхностью, представляющей собой площадь, которая, будучи умноженной на плотность мощности в точке приема, дает мощность на выходе антенны. Эффективная поглощающая поверхность  $S_A$  и коэффициент направленного действия  $G_A$  антенны связаны между собой зависимостью:

$$S_A = G_A \frac{\lambda^2}{4\pi}.$$

### § 33. РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ

В судовых радиолокационных устройствах широко используются рупорные и щелевые антенны в сочетании с параболическим рефлектором, а также щелевые антенны в сочетании с рупорными.

Если волновод открыт с одного конца, то распространяющаяся по нему энергия будет излучаться в окружающее пространство и частично отражаться обратно в волновод. Соотношение между излучаемой энергией и отражаемой определяет согласованность между собой волновых сопротивлений волновода и свободного пространства.

Известно, что волновое сопротивление волновода прямоугольного сечения для волны типа  $H_{1,0}$  равно

$$\rho_B = 120 \pi \frac{\lambda_B}{\lambda},$$

где  $\lambda_B$  — длина волны в волноводе.

Волновое сопротивление свободного пространства определяется из соотношения

$$\rho_c = \frac{E}{H} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \sqrt{\frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 4\pi \cdot 9}{10^{-9}}} = 120 \pi.$$

Поскольку для волны типа  $H_{1,0}$  длина волны в прямоугольном волноводе равна

$$\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}},$$



то выражение для волнового сопротивления волновода можно представить следующим образом:

$$\rho_{\text{в}} = 120 \pi \frac{\lambda_{\text{в}}}{\lambda} = \frac{120 \pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}},$$

где  $a$  — размер широкой стенки волновода прямоугольного сечения.

Чтобы уменьшить отражение энергии от открытого конца волновода, необходимо согласовать волновод со свободным пространством. Условием согласования является

$$\rho_{\text{в}} = \rho_{\text{с}} \text{ или } \frac{120 \pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} = 120 \pi. \quad (81)$$

Из выражения (81) следует, что при данной длине рабочей волны необходимое согласование волновода и свободного пространства можно достигнуть только увеличением размера  $a$ . При этом на конце волновода создается расширение (насадка), образующее так называемую рупорную антенну секториального типа (рис. 132).

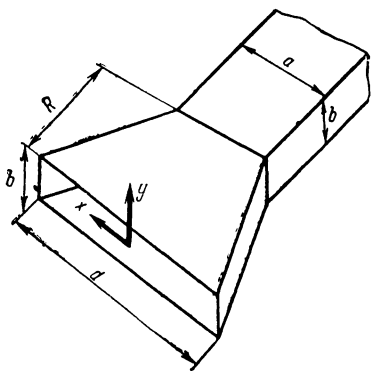


Рис. 132. Рупорная антенна

Кроме того, рупорная антенна создает большую направленность, чем открытый конец волновода.

Диаграммы направленности рупорной антенны секториального типа различны для горизонтальной  $x$  и вертикальной  $y$  плоскостей. Более острая диаграмма будет находиться в той плоскости, которая содержит более широкую сторону рупора. Нормированная диаграмма направленности рупорной антенны по напряженности поля в плоскостях  $x$  и  $y$  выражается уравнениями:

$$F_x(\alpha) = \frac{\cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \alpha\right)}{1 - \left(2 \frac{d}{\lambda} \sin \alpha\right)};$$

$$F_y(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{\pi b}{\lambda} \sin \theta\right)}{\frac{\pi b}{\lambda} \sin \theta}.$$

Приравнивая каждое из этих выражений к величине 0,707, получим следующие простые формулы для расчета ширины диаграммы направленности рупорной антенны секториального типа в соответствующих плоскостях:

$$\alpha = 1,18 \frac{\lambda}{a}; \quad \theta = 0,89 \frac{\lambda}{b},$$

или в градусах:

$$\alpha^\circ = 68 \frac{\lambda}{a}; \quad \theta^\circ = 50 \frac{\lambda}{b}.$$

Фронт электромагнитной волны в процессе движения из волновода в секториальном рупоре преобразуется в цилиндрический, отчего нарушается синфазность поля в раскрыве рупора и понижаются направленные свойства антенны.

Максимальная величина фазового сдвига поля в рупорной антенне определяется выражением

$$\Phi_{\max} = \frac{\pi d^2}{4 \lambda R}, \quad (82)$$

где  $R$  — длина рупорной антенны.

Если фазовый сдвиг поля не превышает  $90^\circ$ , то наблюдается некоторое уменьшение коэффициента направленного действия антенны. При  $\Phi_{\max} > 90^\circ$  искажается диаграмма направленности.

Допуская фазовый сдвиг поля  $\Phi_{\max} \leq \frac{\pi}{2}$ , из выражения (82) можем найти необходимую длину рупорной антенны:

$$R = \frac{d^2}{2\lambda}.$$

В этом случае максимальный коэффициент направленности действия антенны можно определить из выражения

$$G_{A \max} = 0,81 \frac{4 \pi db}{\lambda^2}.$$

Рупорная антенна может работать в широком диапазоне частот без искажения диаграммы направленности. Объясняется это тем, что для рупорной антенны не существует критической длины волны, так как с увеличением расстояния между стенками волновода фазовая скорость электромагнитной энергии приближается к скорости в свободном пространстве. Минимальная частота спектра рупорной антенны определяется критической частотой (критической длиной волны) волновода.

Максимальная частота спектра ограничивается тем, что при данных размерах волновода рупорная антенна может пропустить определенный тип волны только тогда, когда частота не превышает определенного значения. Если частота будет больше, то возникнет опасность появления других типов волн. Так,

например, в прямоугольном волноводе с широкой стороной  $a$  и узкой  $b$  волна типа  $TE_{1,0}$  ( $H_{1,0}$ ) будет возбуждаться на любых частотах в пределах

$$a < \lambda < 2a \text{ и } b < 0,5 a.$$

Если работать длиной волны  $\lambda < a$ , то могут возникать колебания типа  $TE_{2,0}$ , что недопустимо.

Недостатком рупорных антенн является необходимость применять весьма длинные и широкие рупоры для получения острой диаграммы направленности. Поэтому в судовых РЛС рупорные антенны самостоятельно не применяются, а широко используются как облучатели параболических рефлекторов и для формирования диаграммы направленности в вертикальной плоскости в судовых антеннах щелевого типа.

### § 34. ЩЕЛЕВЫЕ АНТЕННЫ

Принцип действия щелевой или дифракционной антенны заключается в следующем. Если на неограниченной проводящей плоскости прорезать узкую щель длиной  $\lambda/2$  и к ее середине подвести питание от генератора соответствующей частоты, то щель будет излучать электромагнитную энергию аналогично полуволновому симметричному вибратору (рис. 133). Различие состоит только в том, что у щелевой антенны магнитная составляющая будет продольной, а электрическая — поперечной. Поэтому щелевая антенна излучает горизонтально поляризованное поле и в обычных условиях является магнитной антенной.

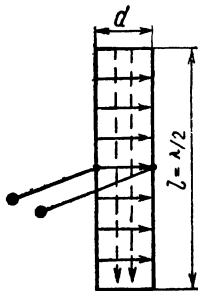


Рис. 133.  
Принципи-  
альная схе-  
ма щелевой  
антенны

На основании свойства взаимности антенн передающая щелевая антенна является одновременно и приемной антенной.

В реальных условиях щель вырезается на стенке волновода. Питание щели осуществляется поверхностным током, текущим по внутренним стенкам волновода. Излучение энергии происходит только в одну сторону, так как противоположная стенка волновода выреза не имеет.

Диаграмма направленности полуволновой щели вычисляется по формуле, аналогичной диаграмме направленности полуволнового симметричного вибратора,

$$F(\alpha) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \alpha\right)}{\cos \alpha},$$

где  $\alpha$  — угол, отсчитываемый от нормали к стенке волновода.

В плоскости, перпендикулярной оси щели, диаграмма направленности имеет вид, близкий к полусфере, так как в сторону, противоположную щели, вырезанной на стенке волновода, энергия не излучается. Длина щели выбирается практически несколько меньше  $\lambda/2$ . Размер щели определяется так же, как и укорочение полуволнового симметричного вибратора.

Ширина диаграммы направленности щели по точкам половинной мощности равна

$$\alpha^\circ = 50,4 \frac{\lambda}{l},$$

где  $l$  — длина щели.

Ширина щели выбирается из задачи обеспечить достаточную электрическую прочность промежутка. Максимальное напряжение, возникающее на краях щели, определяется величиной излучаемой мощности и проводимостью щели:

$$U_{\max} = \sqrt{\frac{2P_{\Sigma}}{Nq_{\text{в}}}},$$

где  $N$  — число щелей, вырезанных на поверхности волновода;  $q_{\text{в}}$  — проводимость одной щели в волноводе, которая равна

$$q_{\text{в}} = \frac{R_{\Sigma}}{2(60\pi)^2};$$

$R_{\Sigma}$  — сопротивление излучения полуволнового симметричного вибратора, равное 73,3 ом.

Минимальная ширина щели равна

$$d = (3 \div 4) \frac{U_{\max}}{U_{\text{п}}},$$

где  $U_{\text{п}}$  — пробивное напряжение, зависящее от типа диэлектрика, заполняющего прорезь (для воздушного промежутка в нормальных условиях  $U_{\text{п}} = 30 \text{ кВ/см}$ ).

Однощелевые антенны имеют слабую направленность. Для увеличения коэффициента направленного действия широко применяют многощелевые антенны. Эти антенны представляют собой отрезок волновода, на стенках которого вырезан ряд щелей. Расположение щелей и расстояние между ними выбирается таким, чтобы поле у всех щелей изменялось синфазно.

На рис. 134,а схематично показано расположение магнитной составляющей поля на внутренней поверхности стенок волновода прямоугольного сечения до образования щелей. Из рис. 134,а видно, что на широкой стенке волновода магнитная составляющая поля образует замкнутые кривые. Среднюю линию АА эти кривые проходят под углом  $90^\circ$ , т. е. на этой линии магнитный вектор имеет только поперечную составляющую.

В других точках широкой стенки магнитный вектор имеет как поперечную, так и продольную составляющие. На узкой стенке волновода магнитные линии поля везде параллельны оси волновода, т. е. магнитный вектор имеет только продольную составляющую.

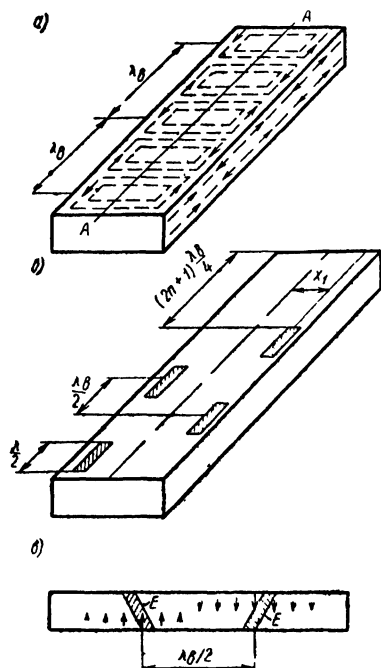


Рис. 134. Расположение щелей на стенках волновода

Исходя из рис. 134,а, можно заключить, что на узкой стенке волновода лучше всего будут излучать продольные щели, а на широкой — поперечные. Однако в этом случае расстояние между щелями для обеспечения синфазности возбуждающего поля, должно быть равно  $\lambda_{\text{в}}$ . Такое расположение щелей может привести к появлению значительных боковых лепестков.

Наиболее целесообразными являются продольные щели на широкой стенке волновода, расположенные в шахматном порядке на расстоянии  $\lambda_{\text{в}}/2$  друг от друга, как показано на рис. 134,б.

При таком расположении поле во всех щелях будет изменяться синфазно, щели оказываются ориентированными

вдоль магнитных силовых линий и располагаются в пучности тока волновода. Расстояние  $x_1$  от оси волновода до центра щели определяется из соотношения

$$\frac{2,09 \lambda_{\text{в}} a}{N \lambda b} \cos^2 \left( \frac{\pi \lambda}{2 \lambda_{\text{в}}} \right) \sin^2 \left( \frac{\pi x_1}{a} \right) = 1,$$

где  $N$  — количество щелей.

Диаграмма направленности многощелевой антенны рассчитывается по формуле

$$F(\alpha) = \frac{\cos \left( \frac{\pi}{2} \sin \alpha \right)}{\cos \alpha} \cdot \frac{\left[ \sin \frac{N}{2} (m d_1 \sin \alpha) \right]}{N \sin \left( \frac{m d_1}{2} \sin \alpha \right)},$$

$$m = \frac{2 \pi}{\lambda};$$

где  $d_1$  — расстояние между соседними щелями.

Расстояние между последней щелью и закрытым концом волновода должно быть равно нечетному значению четвертей длины волны в волноводе:

$$(2n + 1) \frac{\lambda_v}{4},$$

где  $n=0, 1, 2, 3$  и т. д.

На расстоянии  $\lambda_v/2$  можно располагать также наклонные щели на узкой стенке волновода, как показано на рис. 134,в. Вертикальные стрелки на рис. 134,в показывают направление токов. Так как ширина узкой стенки обычно меньше  $\lambda/2$ , то щель занимает всю ширину стенки и продолжается еще на широкой стенке волновода до резонансной длины.

В настоящее время на судах широко используются щелевые антенны в комбинации с рупорными отражателями. Такая антенна состоит из рупора и щелевого волноводного излучателя (рис. 135).

Щелевой излучатель формирует диаграмму направленности антенны в горизонтальной плоскости, а рупор — в вертикальной. Щелевой излучатель представляет собой волновод прямоугольного сечения с прорезанными на узкой стороне наклонными щелями. Щели отделены друг от друга металлическими перегородками, образующими предельные волноводы-фильтры, которые служат для подавления паразитной вертикальной составляющей поля, вызывающей появление дополнительных лепестков в диаграмме направленности антенны. На одном конце волновода расположен соединительный фланец для присоединения волноводной линии, на другом конце — специальный поглотитель энергии из феррографита. В целях герметизации рупор закрывается диэлектрической пластиной из пенопласта.

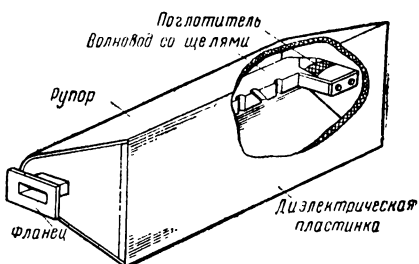


Рис. 135. Устройство щелевой антенны судовой РЛС

### § 35. ЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

Зеркальными являются антенны, имеющие облучатель и отражатель. В качестве облучателя используются рупорные и щелевые антенны. В некоторых случаях на более длинных волнах радиолокационного диапазона применяют полуволновые симметричные вибраторы.

В качестве отражателей в антеннах судовых РЛС обычно используют параболические рефлекторы. Известно, что если в фокусе бесконечно большого параболического зеркала поместить точечный источник электромагнитной энергии, посылающий

на отражающую поверхность зеркала сферическую волну, то такая антенна будет излучать на основании известных законов геометрической оптики идеально плоскую волну. В этом случае диаграмма направленности такой антенны представляла бы луч игольчатой формы.

В реальных условиях параболические рефлекторы имеют конечные размеры, а облучатели не являются точечными, поэтому из-за дифракции и разности хода лучей диаграмма направленности зеркальной антенны имеет, кроме основного, боковые и задний лепестки.

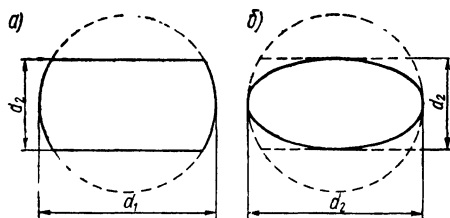


Рис. 136. Симметрично-усеченный параболический рефлектор:  
а — прямоугольное зеркало; б — эллиптическое зеркало

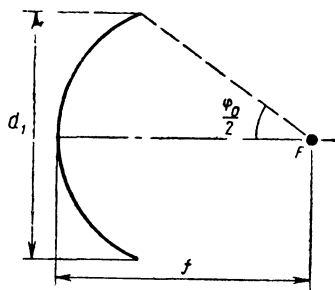


Рис. 137. Согласование диаграммы направленности облучателя и отражателя

Для получения диаграммы направленности типа «вверный луч» зеркало параболоида вращения обрезают (рис. 136), в результате чего получают симметрично усеченный параболический рефлектор. Ширина диаграммы направленности такого параболического рефлектора определяется выражениями:

$$\alpha_r^\circ = 68,8 \frac{\lambda}{d_1} \quad \text{и} \quad \theta^\circ = 68,8 \frac{\lambda}{d_2},$$

где  $\alpha_r^\circ$  — ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости;

$\theta^\circ$  — ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости

Подбирая размеры  $d_1$  и  $d_2$  параболического рефлектора, можно создавать форму диаграммы направленности с заданными параметрами.

Кроме размеров зеркала, эффективность работы зеркальной антенны зависит от выбора размеров фокусного расстояния. Величину фокусного расстояния рекомендуется выбирать в пределах

$$f = (0,25 \div 0,5) d_1,$$

где  $d_1$  — наибольший диаметр раскрыва зеркала.

При неправильном выборе фокусного расстояния появляются дополнительные боковые лепестки, и направленность антенны уменьшается.

Размеры рупора и количество щелей выбирают такими, чтобы диаграмма направленности облучателя согласовывалась с размерами зеркала параболоида (рис. 137).

При данном значении фокусного расстояния  $f$  и размерах зеркала параболоида  $d_1$  угол раскрыва  $\varphi_0$  равен

$$\varphi_0 = 2 \arctg \frac{d_1}{2f}.$$

Исходя из угла раскрыва  $\varphi_0$ , выбирается диаграмма направленности облучателя в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

В качестве облучателей симметрично усеченных параболических рефлекторов наиболее распространены рупоры, так как их диаграмма направленности в двух взаимно перпендикулярных плоскостях может регулироваться независимо одна от другой изменением линейных размеров отверстия рупора.

Коэффициент направленности действия антенны с параболическим рефлектором определяется выражением

$$G_A = 4 \pi \frac{d_1 d_2}{\lambda^2} \mu.$$

Расположение облучателя в центре раскрыва параболического рефлектора препятствует прохождению энергии, сконцентрированной рефлектором, вызывает обратное отражение энергии в питающую систему, т. е. в рупор или в щели волновода. От этого увеличивается интенсивность боковых лепестков, уменьшается направленность антенны. Кроме того, энергия, попадающая в рупор, нарушает работу магнетронного генератора.

Чтобы устранить вредное воздействие зеркала на облучатель, обычно применяют облучение рефлектора под углом  $\Theta$  относительно нормали к плоскости параболоида (рис. 138), для чего рефлектор наклоняют на угол  $\Theta$  относительно вертикальной плоскости, а облучатель (рупор или щели волновода) располагают на фокальной линии под углом  $2\Theta$  относительно горизонтальной плоскости. Величина угла  $\Theta$  выбирается в пределах  $10\text{--}15^\circ$ . Большее отклонение рефлектора от вертикальной плоскости ведет к увеличению интенсивности боковых лепестков и уменьшает выигрыш антенны. Параболические рефлекторы делаются иногда не сплошными, а решетчатыми, что уменьшает вес и парусность антенны (рис. 139).

Принцип действия решетчатого отражателя основан на свойствах так называемого предельного волновода. Для этого электрический вектор  $\vec{E}$  поля должен быть ориентирован параллельно элементам решетки. Расстояние между элементами



должно быть меньше половины длины волны  $\lambda/2$ . В этом случае зазор между двумя соседними элементами представляет собой волноводный канал, имеющий размеры меньше критических, и электромагнитное поле в зазоре будет затухать. Причем затухание будет тем больше, чем меньше зазор и чем шире сами элементы решетки. При этом утеч-

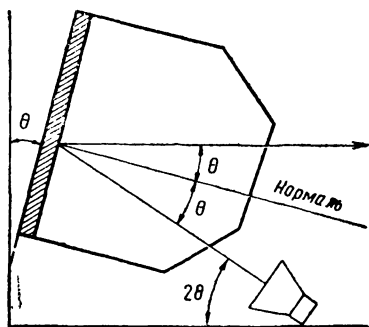


Рис. 138. Облучение рефлектора под углом

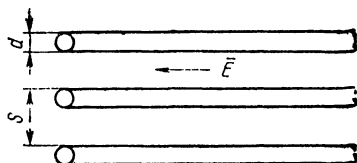


Рис. 139. Решетчатый отражатель

ка энергии сквозь отверстия составляет не более нескольких процентов.

Коэффициент передачи решетки при нормальном падении волны к плоскости ее и электрическому вектору, параллельном элементам решетки, определяется по формуле

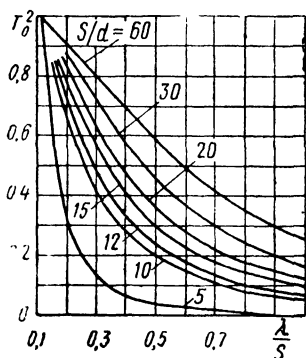


Рис. 140. Графики изменения коэффициента передачи решетчатого отражателя

$$T_0^2 = \left\{ 1 - \frac{\lambda}{\pi S [H_0^{(2)}(\frac{k d}{2}) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} H_0^{(2)}(k n S)]} \right\}^2, \quad (83)$$

где  $H_0^{(2)}(x)$  — Ганкелева функция второго рода нулевого порядка, связанная с функцией Бесселя  $I_0(x)$  и функцией Неймана  $N_0(x)$  соотношением

$$H_0^{(2)}(x) = I_0(x) - jN_0(x).$$

На рис. 140 приведены графики зависимости коэффициента передачи по мощности  $T_0^2$  решетки от отношения  $\lambda/S$  для различных значений отношения  $S/d$ , вычисленные по формуле (83).

Решетчатую конструкцию антенны целесообразно применять на более длинных волнах радиолокационного диапазона, например на волне 10 см, где площадь зеркала при заданной направленности антенны может быть очень большой.

В трехсантиметровом, и особенно в миллиметровом, диапазоне волн решетчатые конструкции отражателей применять нецелесообразно, так как малые отверстия между элементами решетки забиваются гарью, льдом, снегом и пр. От этого увеличивается просачивание энергии через зеркало.

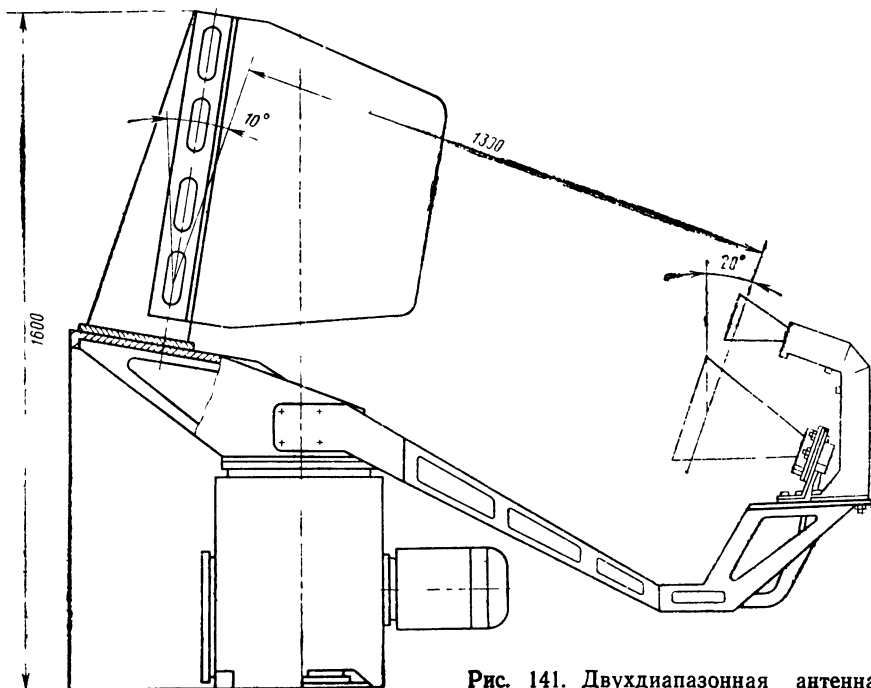


Рис. 141. Двухдиапазонная антенна РЛС «Океан»

На рис. 141 показано устройство антенны двухдиапазонной судовой навигационной РЛС типа «Океан». Эта антенна имеет общий параболический отражатель и два рупорных облучателя на волны 3,2 и 10 см. Горизонтальный размер параболического отражателя равен 3300 мм, вертикальный — 700 мм. Фокусное расстояние 1300 мм. Рупорные облучатели имеют следующие размеры: 27, 110 (для волны 3,2 см) и 116, 260 мм (для волны 10 см). Чтобы устранить отражение энергии в рупорные облучатели, последние вынесены из поля облучения рефлектора, как было показано на рис. 138. Вращение антенны осуществляется двигателем переменного тока, мощностью 1,5 квт, питаемым непосредственно от судовой сети.

## Глава VI. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ПРИЕМНИКИ

### § 36. ОСОБЕННОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

Приемники судовых навигационных РЛС должны обеспечивать прием отраженных сигналов в диапазоне сверхвысоких частот: иметь высокую чувствительность и широкую полосу пропускания для неискаженного приема импульсных сигналов; обладать достаточным усилием, чтобы обеспечить хорошую наблюдаемость сигналов на экране ЭЛТ индикатора и надежную работу устройств автоматического сопровождения объектов.

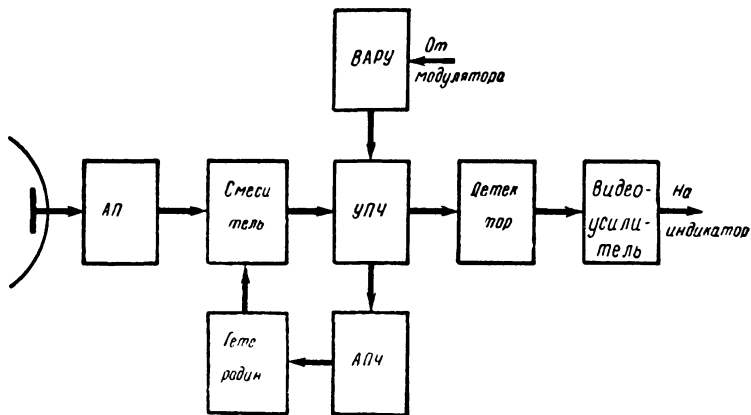


Рис. 142. Блок-схема приемника судовой РЛС

Для обнаружения близко расположенных объектов с малой поверхностью рассеяния усиление приемника должно быстро восстанавливаться до нормальной величины после окончания воздействия на него энергии мощных зондирующих импульсов передатчика.

Для устранения расстройки приемника относительно частоты передатчика приемник должен иметь автоматическую подстройку частоты. Приемник должен обладать высокой помехоустойчивостью, т. е. обеспечивать обнаружение с заданной вероятностью сигналов от объектов и определение их координат при условии воздействия помех. Приемник должен быть снабжен автоматической системой регулировки усиления. Параметры приемника должны быть стабильными, т. е. не должны изменяться под действием различных дестабилизирующих факторов.

Помимо указанных, приемник должен удовлетворять ряду других требований, которые определяются эксплуатационными и техническими особенностями РЛС.

Для обеспечения большей чувствительности и избирательности радиолокационные приемники, как правило, выполняются по супергетеродинной схеме. На рис. 142 представлена блок-

схема судового радиолокационного приемника супергетеродинного типа.

Для увеличения дальности действия РЛС безразлично — увеличивать ли мощность передатчика или чувствительность приемника. Однако, исходя из требований обеспечения минимальных габаритов, веса, стоимости аппаратуры и других, выгоднее повышать чувствительность приемного устройства. Поэтому при выборе элементов блок-схемы необходимо принимать меры для получения минимального коэффициента шума.



Рис. 143. Эквивалентная схема шумов

Коэффициент шума системы из  $n$  последовательно соединенных четырехполюсников определяется выражением

$$N_{\text{ш}} = N_{\text{ш}1} + \frac{N_{\text{ш}2} - 1}{k_{p1}} + \frac{N_{\text{ш}3} - 1}{k_{p1} k_{p2}} + \dots + \frac{N_{\text{ш}n} - 1}{k_{p1} \dots k_{p(n-1)}},$$

где  $N_{\text{ш}}$  и  $k_p$  — соответственно коэффициенты шума и передачи или усиления соответствующего четырехполюсника.

В диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн основными источниками внутренних шумов в приемнике являются смеситель, гетеродин, первые каскады усиления промежуточной частоты и волноводные линии, связывающие смеситель с антенной и гетеродином (рис. 143). Тогда для схемы, представленной на этом рис. 143, коэффициент шума приемника будет равен

$$N_{\text{ш}} = N_{\text{ш.л}} + \frac{N_{\text{ш.г}} - 1}{k_{p.л}} + \frac{N_{\text{ш.см}} - 1}{k_{p.л} k_{p.г}} + \frac{N_{\text{ш.у}} - 1}{k_{p.л} k_{p.г} k_{p.см}}, \quad (84)$$

где  $N_{\text{ш.л}}$ ,  $N_{\text{ш.г}}$ ,  $N_{\text{ш.см}}$ ,  $N_{\text{ш.у}}$  — соответственно коэффициенты шума фидерной линии, гетеродина, смесителя и УПЧ;

$k_{p.л}$ ,  $k_{p.г}$ ,  $k_{p.см}$  — соответственно коэффициенты передачи или усиления фидерной линии, гетеродина, смесителя.

Учитывая, что для пассивного четырехполюсника коэффициент шума

$$N_{\text{ш}} = \frac{1}{k_p},$$

выражение (84) можно представить в следующем виде:

$$N_{\text{ш}} = \frac{(N_{\text{ш.г}} k_{\text{р.г}} - 1) k_{\text{р.см}} + N_{\text{ш.см}} k_{\text{р.см}} + N_{\text{ш.у}} - 1}{k_{\text{р.л}} k_{\text{р.г}} k_{\text{р.см}}}. \quad (85)$$

При расчете коэффициента шума бывает удобно пользоваться параметром, называемым относительной температурой шумов четырехполосника,

$$t_{\text{ш}} = \frac{N_{\text{ш.акт}}}{N_{\text{ш.пас}}},$$

где  $N_{\text{ш.акт}}$ ,  $N_{\text{ш.пас}}$  — соответственно коэффициенты шума активного и пассивного четырехполосника.

Таким образом,  $t_{\text{ш}}$  представляет собой отношение коэффициента шума активного четырехполосника к коэффициенту шума пассивного четырехполосника, обладающего таким же коэффициентом передачи мощности. Коэффициент шума четырехполосника связан с относительной температурой его шумов:

$$t_{\text{ш}} = N_{\text{ш}} k_{\text{р}}.$$

Тогда

$$N_{\text{ш}} = \frac{(t_{\text{ш.г}} - 1) k_{\text{р.см}} + t'_{\text{ш.см}} + N_{\text{ш.у}} - 1}{k_{\text{р.л}} k_{\text{р.г}} k_{\text{р.см}}}, \quad (86)$$

где  $t_{\text{ш.г}}$ ,  $t'_{\text{ш.см}}$  — соответственно относительные температуры шумов гетеродина  $t_{\text{ш.г}} = N_{\text{ш.г}} k_{\text{р.г}}$  и смесителя (не возбужденного гетеродином)  $t'_{\text{ш.см}} = N_{\text{ш.см}} k_{\text{р.см}}$ .

Относительная температура шумов смесителя, возбужденного гетеродином, определяется выражением

$$t_{\text{ш.см}} = t'_{\text{ш.см}} + (t_{\text{ш.г}} - 1) k_{\text{р.см}} = t'_{\text{ш.см}} + t''_{\text{ш.см}}.$$

Из этого выражения видно, что относительная температура шумов смесителя, возбужденного гетеродином, состоит из относительной температуры шумов  $t'_{\text{ш.см}}$  и относительной температуры  $t''_{\text{ш.см}}$ , характеризующей увеличение уровня шумов смесителя, вызываемое тепловыми шумами гетеродина,

$$t''_{\text{ш.см}} = (t_{\text{ш.г}} - 1) k_{\text{р.см}}.$$

Тогда выражение для коэффициента шума схемы (рис. 143) в окончательном виде можно представить:

$$N_{\text{ш}} = \frac{t_{\text{ш.см}} + N_{\text{ш.у}} - 1}{k_{\text{р.л}} k_{\text{р.г}} k_{\text{р.см}}},$$

или в логарифмической форме

$$10 \lg N_{\text{ш}} = 10 \lg (t_{\text{ш.см}} + N_{\text{ш.у}} - 1) - 10 \lg k_{\text{р.о}} \text{ дб},$$

где  $10 \lg k_{\text{р.о}} = 10 \lg (k_{\text{р.л}} k_{\text{р.г}} k_{\text{р.см}})$  — потери преобразования.

Ориентировочная величина коэффициента шума радиолокационных приемников, не содержащих усиления высокой частоты в трехсантиметровом диапазоне волн, равна 50 (17 дБ); в десятисантиметровом диапазоне — 30 (15 дБ).

Как видно из блок-схемы, изображенной на рис. 142, усиление высокой частоты в судовых радиолокационных приемниках отсутствует. Первым каскадом является обычно преобразователь частоты.

Усиление по принимаемой частоте целесообразно применять на частотах, не превышающих 3000 Мгц. На более высоких частотах шумовые характеристики ламп обычного типа и транзисторов ухудшаются — коэффициент усиления падает, а коэффициент шума возрастает. Поэтому усилитель высокой (принимаемой) частоты (УВЧ) не уменьшает, а увеличивает коэффициент шума приемника.

В стационарных навигационных РЛС, например береговых, применяют усиление по высокой частоте на лампе с бегущей волной  $L_{б.в}$  или на лампе с обратной волной  $L_{о.б}$ .

Входная цепь радиолокационного приемника обеспечивает согласование выхода приемника с антенноволноводным трактом РЛС. К входным цепям предъявляются следующие требования: коэффициент шума должен быть минимальным; полоса пропускания должна обеспечивать неискаженную передачу сигналов.

В сантиметровом диапазоне волн в качестве входного контура применяются объемные резонаторы. Обычно эту функцию выполняет камера разрядника защиты приемника (РЗП) антенного переключателя.

Для уменьшения коэффициента шума коэффициент связи  $K_{св}$  входного контура приемника с антенно-волноводным трактом выбирается больше оптимального:  $K_{св} \approx 1,5 K_{св.опт}$ .

Оптимальным является величина коэффициента связи, при которой напряжение, снимаемое на вход преобразователя, максимально. При этом условии отношение сигнал/шум увеличивается, а коэффициент шума будет меньше  $N_{ш} \approx (0,25 \div 0,33) N_{ш.опт}$  ( $N_{ш.опт}$  — коэффициент шума при оптимальной связи).

Преобразователь частоты, состоящий из смесителя и гетеродина, преобразует частоту принимаемых отраженных сигналов в более низкую промежуточную частоту, которая может быть далее усилена обычным образом.

УПЧ, имеющий значительное количество каскадов, обеспечивает необходимое усиление приемника. УПЧ обычно разделяется на предварительный усилитель промежуточной частоты (ПУПЧ) и основной УПЧ.

Каскады ПУПЧ конструктивно совмещаются с высокочастотным блоком приемника и размещаются непосредственно у входа антенны совместно с входным контуром и преобразователем

частоты приемника. Это позволяет предотвратить затухание слабых сигналов в соединительных волноводных линиях и тем самым повысить чувствительность приемника. Каскады основного УПЧ совместно с другими каскадами приемника находятся обычно в блоке индикатора.

Детекторный каскад приемника преобразует радиоимпульсы промежуточной частоты в видеоимпульсы, которые затем усиливаются видеоусилителем и передаются на индикаторное устройство.

Кроме рассмотренных элементов, судовой радиолокационный приемник содержит схему автоматической подстройки частоты (АПЧ), схему временной автоматической регулировки усиления (ВАРУ), цепь малой постоянной времени для устранения помех, создаваемых отражением от местных предметов.

### § 37. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Преобразователь частоты состоит из смесителя и гетеродина. В сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн в качестве нелинейного элемента смесителя используется полупроводниковый диод. По сравнению с ламповым полупроводниковый диод имеет следующие преимущества: значительно меньшую входную емкость (меньше  $1\text{ пф}$ ), меньший уровень шумов и более линейную характеристику для малых напряжений. Недостатком является большая чувствительность к перегрузкам. Объясняется это тем, что площадь контакта между проволочным острием и кристаллом очень мала (порядка  $10^{-6}\text{ см}$ ), вследствие чего даже небольшой величины ток вызывает перегрев, а иногда и выгорание кристалла.

Широкое распространение в диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн получили кремниевые полупроводниковые диоды, обладающие лучшими и более устойчивыми параметрами, чем германиевые.

В качестве гетеродина в диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн применяют отражательные клистроны. Основными преимуществами клистронов являются: обеспечение работы в широком диапазоне частот при сравнительной простоте регулировки, возможность автоматического электронного управления частотой гетеродина, достаточная величина генерируемой мощности, удовлетворительная стабильность работы, малые габариты и т. д.

Недостатком отражательных клистронов является неравномерное распределение скоростей электронов в резонаторе клистрона. Указанное приводит к тому, что электронный поток имеет составляющие, распределенные в широком спектре частот и образующие шумовой ток гетеродина. В результате биений с колебаниями основной частоты гетеродина в преобразователе частоты образуется ток шумов, составляющие которого

В результате коэффициент шума приемника получает приращение, вызванное шумами гетеродина, на величину

$$\Delta N_{\text{ш}} = 10 \lg \left( 1 + \frac{t_{\text{ш.см}}^n}{N_{\text{ш.в}} + t_{\text{ш.см}}' - 1} \right) \partial \delta.$$

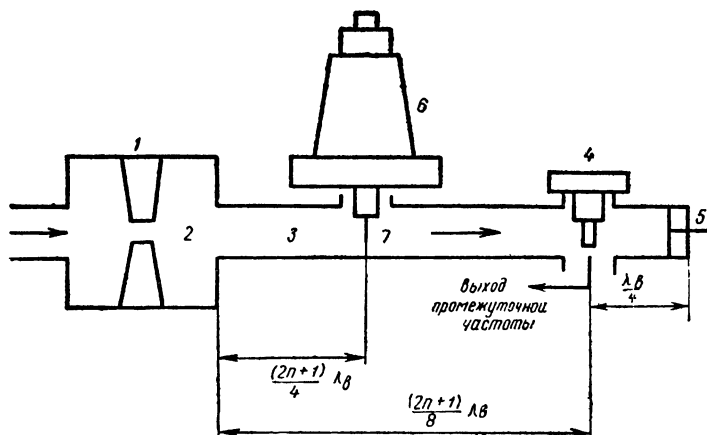


Рис. 144. Однотактный преобразователь частоты

В диапазоне сантиметровых волн в качестве резонансной системы преобразователя применяют отрезки волновода. На рис. 144 схематически показана конструкция наиболее простого одноконтурного преобразователя частоты.

Энергия принятых отраженных сигналов от разрядника защиты приемника 1 через окно связи 2 поступает в отрезок волновода 3 преобразователя и возбуждает диод 4, ось которого совпадает с направлением электрического поля в волноводе. Одновременно в волновод преобразователя через штырь связи 7 поступают колебания от клистронного гетеродина 6. Величина подводимой к диоду мощности регулируется погружением штыря связи в волновод. На выходе полупроводникового диода под действием электромагнитных полей сигнала и гетероди-



на возникает ток промежуточной частоты, который через четвертьволновый дроссель по коаксиальному кабелю передается на вход ПУПЧ.

На входе ПУПЧ имеется настроенный контур, который служит нагрузкой диодного смесителя. Для компенсации влияния разбросов активного сопротивления диодов при их смене на работу РЗП диод располагают от окна связи разрядника на расстоянии  $\frac{(2n+1)}{8}\lambda_{\text{в}}$ , где  $n = 1, 2, 3, 4$ , и т. д.

В этом случае разброс активных сопротивлений диода компенсируется настройкой резонатора. Выбор этого расстояния имеет также существенное значение для передачи мощности смесителя, поскольку от этого расстояния зависит фаза отраженного от разрядника поля вторичного симметричного колебания, которое образуется в результате биений колебаний гетеродина и промежуточной частоты.

Для обеспечения максимума поля сигнала и гетеродина, воздействующих на полупроводниковый диод, последний размещается на расстоянии  $\frac{\lambda_{\text{в}}}{4}$  от замкнутого конца волновода. Это расстояние практически может регулироваться при помощи специального поршня настройки 5. Чтобы энергия гетеродина не проникала в антенну, расстояние между штырем связи гетеродина и окном связи РЗП берется равным нечетному числу четвертей длины волны  $\frac{(2n+1)}{4}\lambda_{\text{в}}$ .

Для уменьшения влияния шумов клистронного гетеродина и влияния высокочастотного тракта смесителя на частоту гетеродина в судовых навигационных РЛС в настоящее время широко используется балансная схема преобразователя. Основной такой схемы является двойной волноводный тройник типа  $\bar{E}$  и  $\bar{H}$  (рис. 145,а).

Через разветвление в широкой стенке волновода поступает энергия принятых отраженных сигналов. Через разветвление в узкой стенке подаются колебания от гетеродина. В симметричных точках обоих плеч разветвления размещены полупроводниковые диоды  $D1$ ,  $D2$ . Выходы диодов присоединяются к дифференциальному настроенному трансформатору  $Tr$  промежуточной частоты, являющемуся нагрузкой смесителя. Особенностью двойного волноводного тройника является то, что колебания сигнала, распространяясь в разветвлении, достигают полупроводниковых диодов, расположенных на одинаковом расстоянии от центра разветвления, со сдвигом по фазе, равным  $180^\circ$ , а колебания гетеродина подаются на оба диода в фазе.

Принцип действия балансного смесителя можно рассмотреть с помощью эквивалентной схемы (рис. 145,б). Как отмечалось, при изменении напряжения сигнала на диоде  $D1$  по закону  $u_{c1} = U_{c1} \sin \omega_c t$  напряжение сигнала на диоде  $D2$  будет иметь

противоположную фазу  $u_{c2} = U_{c2} \sin(\omega_c t + \pi)$ . Напряжение гетеродина на оба диода подается в фазе, следовательно,

$$U_{r1} = U_{r2} = U_r.$$

Ток промежуточной частоты, проходящий через диод Д1, равен

$$i_{n1} = I_{n1} \sin(\omega_r - \omega_c)t.$$

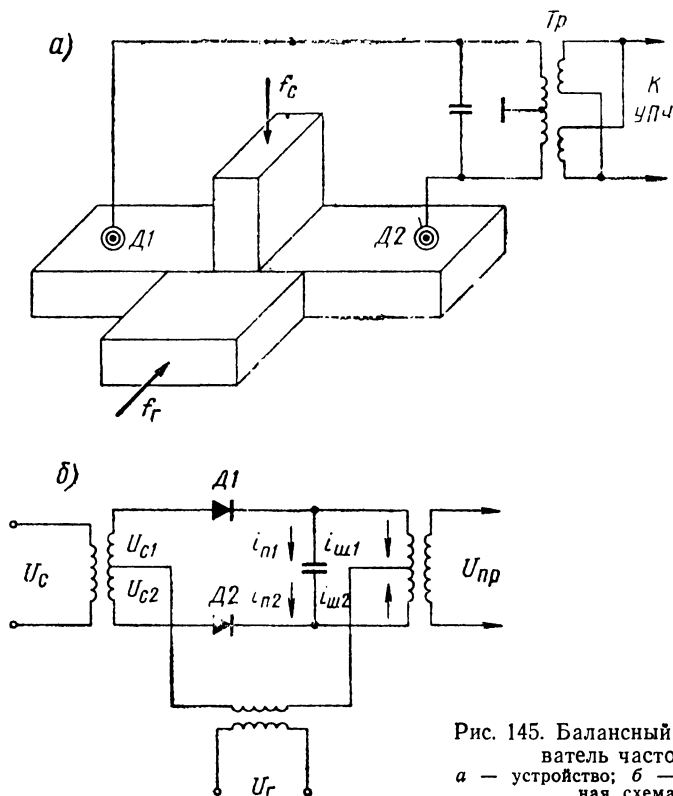


Рис. 145. Балансный преобразователь частоты:  
а — устройство; б — эквивалентная схема

Ток, проходящий через диод Д2, имеет противоположное направление и может быть выражен следующим образом:

$$i_{n2} = -I_{n2} \sin[(\omega_r - \omega_c)t + \pi] = I_{n2} \sin(\omega_r - \omega_c)t.$$

Тогда суммарный ток, проходящий через контур смесителя, будет равен

$$i_n = i_{n1} + i_{n2} = I_{n1} \sin(\omega_r - \omega_c)t + I_{n2} \sin(\omega_r - \omega_c)t.$$

Так как

$$I_{n1} = I_{n2} = I_n \text{ и } \omega_r - \omega_c = \omega_n, \quad \text{то}$$

$$i_n = 2I_n \sin \omega_n t.$$

Следовательно, токи промежуточной частоты в контуре будут складываться.

Ток шумов гетеродина, проходя через диод  $D1$  и контур, равен

$$i_{ш1} = I_{ш1} \sin \omega t.$$

Ток шумов, проходящий через диод  $D2$  и контур, соответственно условию изменяется следующим образом:

$$i_{ш2} = -I_{ш2} \sin \omega t.$$

Тогда суммарный ток шумов гетеродина через контур будет равен нулю

$$i_{ш1} + i_{ш2} = I_{ш1} \sin \omega t - I_{ш2} \sin \omega t = 0$$

при условии, что  $I_{ш1} = I_{ш2}$ . Следовательно, токи шумов гетеродина при надлежащей симметрии плеч схемы не создают напряжения шумов гетеродина на входе УПЧ приемника.

Степень подавления шумов балансной схемой преобразователя оценивается коэффициентом

$$k_{ш} = \frac{k_{Pc}}{k_{Pш}} \left( \frac{\sqrt{k_{PD1}} + \sqrt{k_{PD2}}}{\sqrt{k_{PD1}} - \sqrt{k_{PD2}}} \right)^3,$$

где  $k_{Pc}$  и  $k_{Pш}$  — коэффициенты передачи мощности балансного преобразователя для сигнала и для шумов;

$k_{PD1}$  и  $k_{PD2}$  — коэффициенты передачи мощности диодов  $D1$  и  $D2$ .

Кроме ослабления шумов гетеродина, балансная схема преобразователя обладает другим важным преимуществом. Применение двойного волноводного тройника типа  $\bar{E}$  и  $\bar{H}$  позволяет избежать прямой связи между каналом приема сигналов и каналом гетеродина. Это обеспечивает резкое снижение потерь мощности сигнала в цепях гетеродина, что позволяет увеличить связь гетеродина со смесителем. Кроме того, отсутствие прямой связи между каналами сигнала и гетеродина значительно ослабляет излучение колебаний гетеродина антенной РЛС.

### § 38. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Усилители промежуточной частоты усиливают колебания между выходом преобразователя частоты и входом детекторного каскада. От качества работы УПЧ зависит дальность радиолокационного наблюдения, разрешающая способность и другие параметры РЛС.

К основным качественным показателям УПЧ импульсного радиолокационного приемника относятся: величина промежуточной частоты, полоса пропускания, коэффициент усиления,

эффективность, время восстановления чувствительности, стабильность основных параметров, устойчивость и надежность работы и пр.

Некоторые качественные показатели, играющие важную роль в связанных и радиовещательных приемниках, не имеют существенного значения для радиолокационных приемников. Например, высокая избирательность по соседнему каналу является одним из основных требований для радиовещательных и связанных радиоприемников. Для радиолокационных приемников этот параметр особой роли не играет, так как в диапазоне сверхвысоких частот основным видом помех являются шумы, обладающие, как правило, равномерным энергетическим спектром. Избирательность по отношению к таким помехам определяется эффективной шириной полосы пропускания, а не степенью прямоугольности резонансной кривой.

При выборе значения промежуточной частоты руководствуются тем, что с увеличением ее легче обеспечивается симметрия резонансных кривых колебательных контуров, снижаются шумы, вносимые гетеродином, облегчается разделение частотных составляющих видеосигналов и промежуточной частоты на выходе детектора, улучшается работа системы автоматической подстройки частоты.

При уменьшении промежуточной частоты повышается устойчивость работы усилителя, уменьшается критичность к разбросу параметров схемы и пр. Исходя из этих предпосылок, промежуточная частота радиолокационных приемников выбирается в пределах 15—90 Мгц.

Радиолокационные приемники диапазона сантиметровых и миллиметровых волн, в том числе и приемники судовых навигационных РЛС, имеют промежуточную частоту 30 и 60 Мгц.

Полоса пропускания УПЧ не должна быть очень узкой, чтобы не вызывать искажений импульсных сигналов. Однако слишком широкая полоса пропускания увеличивает собственные шумы и тем самым уменьшает чувствительность приемника. Полоса пропускания обычно отсчитывается на уровне 3 дБ (на уровне 0,7 по напряжению).

Если к приемнику РЛС не предъявляется высоких требований к точности определения расстояния до объектов, то полоса пропускания  $\Delta f_n$  выбирается исходя из максимальной чувствительности, при которой отношение сигнала к шуму на выходе приемника будет наибольшим,

$$\Delta f_n = \frac{k_n}{\tau_n} + 2 \Delta f_k,$$

где  $k_n$  — коэффициент, зависящий от формы импульса. Для импульса прямоугольной формы  $k_n = 1,37$ , для импульса колокольной формы  $k_n = 0,88$ ;

$\Delta f_k$  — остаточная погрешность подстройки гетеродина системой автоматической подстройки частоты.

Если приемник РЛС должен обеспечить высокую точность определения расстояния до объекта, то полоса пропускания выбирается исходя из допустимого времени установления и спада импульсных сигналов.

Время установления  $t_y$  связано с полосой пропускания  $\Delta f_{\text{пр}}$  зависимостью

$$t_y \Delta f_{\text{пр}} = a,$$

где  $a$  — коэффициент, зависящий от формы характеристики и числа каскадов,  $a = 0,7 \div 1$ .

Тогда с учетом действия системы АПЧ полоса пропускания УПЧ определяется по формуле

$$\Delta f_{\text{пр}} = \frac{0,7 \div 1}{t_y} + 2 \Delta f_k.$$

Время установления колебаний может быть определено из выражения

$$t_y = \frac{1}{f_{\text{пр}}}.$$

В процессе усиления промежуточной частоты происходит увеличение первоначальной длительности импульсов за счет растягивания фронтов. Это уменьшает потенциальную разрешающую способность РЛС по дальности и ухудшает точность измерения расстояний до объектов. Длительность импульсов  $\tau_{\text{и,вых}}$  на выходе УПЧ связана с длительностью импульсов на входе  $\tau_{\text{и,вх}}$  и временем установления колебаний  $t_y$  выражением

$$\tau_{\text{и,вых}} = \tau_{\text{и,вх}} + 2t_y.$$

В супергетеродинных приемниках основное усиление происходит в каскадах промежуточной частоты. Поэтому количество каскадов УПЧ судового радиолокационного приемника бывает до 10 и больше. При этом коэффициент усиления может достигать 100—110 дБ. Усилители промежуточной частоты, кроме усиления, характеризуются эффективностью, под которой понимается произведение полосы пропускания  $\Delta f_{\text{пр}}$  всего УПЧ на коэффициент усиления одного каскада  $k_{\text{р1}}$ :

$$\mathcal{E}_y = \Delta f_{\text{пр}} k_{\text{р1}} = \frac{S \sqrt{\gamma^2 - 1}}{2\pi C_k},$$

где  $S$  — крутизна характеристики лампы;

$C_k$  — емкость контура;

$\gamma$  — коэффициент, характеризующий неравномерность усиления в пределах полосы  $\Delta f_{\text{пр}}$ .

Можно допустить, что  $\gamma = 1,41$ , тогда  $\mathcal{E}_y = \frac{S}{2\pi C_k}$ .

Чем больше эффективность  $\mathcal{E}_y$ , тем большее усиление можно получить от каскада УПЧ при заданной полосе пропускания. Усилители промежуточной частоты радиолокационных при-

емников бывают одно- и двухконтурными. Схема одноконтурного УПЧ показана на рис. 146.

Контур усилительного каскада содержит индуктивность  $L$ . На частотах 30—60 Мгц конденсатор в контур не включают, в качестве емкости контура используют емкость схемы (выходная и входная емкости ламп, емкость монтажа и пр.). Питание анодной цепи лампы параллельное — через резистор  $R$ . Резистор  $R$  одновременно шунтирует контур, уменьшая его резонансное сопротивление и добротность до значений, необходимых для обеспечения требуемой полосы пропускания усилительного каскада.

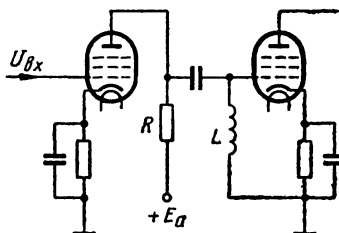


Рис. 146. Схема одноконтурного УПЧ

Для получения необходимого усиления на каскад, при малой величине резонансного сопротивления и добротности контура, в УПЧ используют пентоды с большой крутизной характеристики.

При необходимости обеспечить широкую полосу пропускания и иметь достаточное усиление на каскад применяют схемы

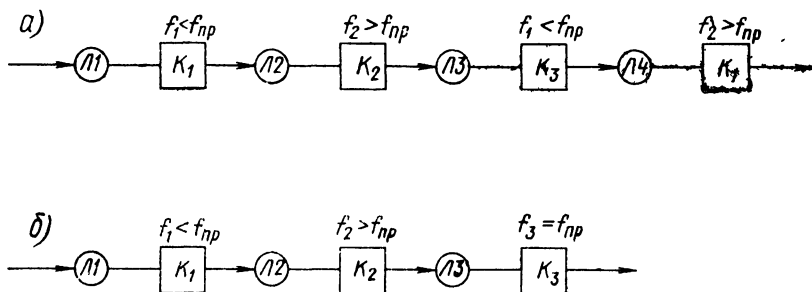


Рис. 147. Блок-схема УПЧ с расстроенными каскадами

УПЧ с симметрично расстроенными парами или тройками каскадов. Например, в схеме с симметрично расстроенными парами каскадов ( $K_1$ ,  $K_2$  и т. д.) один из них настраивается на частоту  $f_1 < f_{пр}$ , другой — на частоту  $f_2 > f_{кр}$  и так далее, как показано на рис. 147, а.

Усилители этого типа характеризуются высоким коэффициентом усиления и избирательностью. Эффективность их определяется выражением

$$\mathcal{A}_{y2} = \frac{S}{2\pi C_k} \sqrt[4]{\frac{2}{2^n - 1}},$$

где  $n$  — количество каскадов.

Недостатком усилителей с симметрично расстроенными парами каскадов являются некоторая сложность настройки и значительное изменение формы резонансной кривой при смене ламп.

Блок-схема УПЧ с симметрично расстроенными тройками каскадов показана на рис. 147,б. Один из каскадов ( $K_1$ ) настраивается на частоту  $f_1 < f_{np}$ , другой  $K_2$  — на частоту  $f_2 > f_{np}$ , третий  $K_3$  — на частоту  $f_3 = f_{np}$  и т. д. Эффективность усилителя такого типа

$$\mathcal{E}_{yz} = \frac{S}{2\pi C_k} \sqrt[6]{2^{3/n} - 1}.$$

Усилители с симметрично расстроенными тройками каскадов имеют еще больший коэффициент усиления на каскад и лучшую избирательность. Недостатком является большая сложность и наличие выброса в импульсе на выходе усилителя.

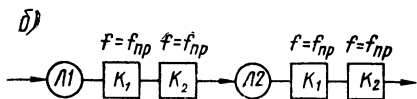
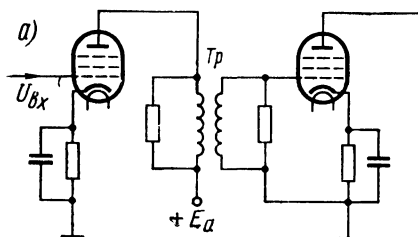


Рис. 148. Схема двухконтурного УПЧ

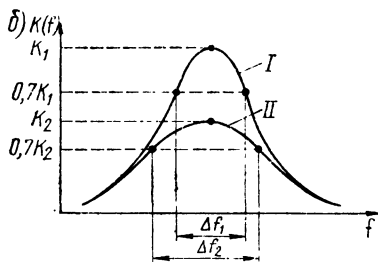
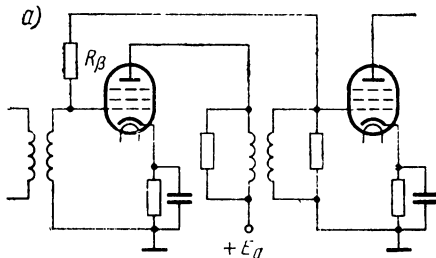


Рис. 149. Схема УПЧ с отрицательной обратной связью:

а — принципиальная схема; б — характеристика

Наибольшее распространение в приемниках судовых навигационных РЛС при  $\frac{\Delta f_{np}}{f_{np}} = 0,6 \div 0,7$  получили двухконтурные схемы УПЧ (рис. 148,а). В анодную цепь усилительной лампы включен полосовой фильтр в виде трансформатора высокой частоты  $T_p$ . Обмотки трансформатора образуют вместе с емкостями ламп и монтажа два колебательных контура. Оба контура настраиваются на промежуточную частоту и шунтируются сопротивлениями. Необходимая полоса пропускания усилительного каскада определяется величиной связи между обмотками трансформатора и величиной сопротивлений, шунтирующих обмотки трансформатора.

Блок-схема УПЧ двухконтурного типа показана на рис. 148,б.

Двухконтурные усилители отличаются устойчивостью формы резонансной кривой при смене ламп и высокой избирательностью. Эффективность двухконтурного усилителя определяется выражением

$$\mathcal{D}_{y_2} = \frac{S}{2\pi C_k} \cdot \frac{2\gamma}{\sqrt{1+\gamma^2}} \sqrt[4]{2^{1/n}-1}.$$

Здесь

$$C_k = 2\sqrt{C1C2} \text{ и } \gamma = \sqrt{\frac{Q_1^2 + Q_2^2}{2Q_1Q_2}},$$

где  $C1$  и  $C2$ — соответственно емкости первого и второго контуров;

$Q_1$  и  $Q_2$ — добротность первого и второго контуров.

В настоящее время в судовых радиолокационных приемниках широко используются УПЧ с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению (рис. 149,а). Цепь обратной связи состоит из резистора  $R_\beta$  и входного контура.

На резонансной частоте сопротивление контура велико и по характеру является чисто активным. Величина отрицательной обратной связи в этом случае максимальная, и усиление падает. На частотах, отличающихся от резонансной, сопротивление контура уменьшается и становится комплексным. Величина обратной связи и влияние ее на усиление каскада уменьшается. В результате резонансная характеристика  $I$  каскада, изображенная на рис. 149,б, под действием отрицательной обратной связи превращается в кривую  $II$ , и полоса пропускания каскада расширяется.

Применение отрицательной обратной связи хотя и вызывает некоторое уменьшение усиления на каскад, но одновременно, в большей степени, увеличивает полосу пропускания. Поэтому эффективность каскада с отрицательной обратной связью больше и достигает эффективности усилителя с симметрично расстроенными парами каскадов. Кроме того, отрицательная обратная связь компенсирует паразитные положительные обратные связи, уменьшает влияние на работу усилителя схемы ламп и изменение напряжения питания цепей усилителя.

С помощью усилителей с отрицательной обратной связью часто регулируется полоса пропускания приемников судовых РЛС, работающих разной длительностью зондирующих импульсов. Для этой цели можно использовать схему с симметрично расстроенными парами каскадов и отрицательной обратной связью (рис. 150).

Переключение полосы достигается запирающим и отпирающим лампы  $L2$  каскада с отрицательной обратной связью. При от-



крытой лампе  $\Lambda 2$  получаем широкую полосу пропускания за счет обратной связи. При запертой лампе  $\Lambda 2$  напряжение со входа на выход каскада передается через резистор  $R_\beta$ . Полоса пропускания при этом будет определяться лишь затуханиями контуров и заметно сузится против полосы пропускания при открытой лампе  $\Lambda 2$ .

В целом, для обеспечения возможности регулировки усиления, часть каскадов УПЧ необходимо выполнять без цепей отрицательной обратной связи и регулировать усиление изменением режима работы ламп этих каскадов.

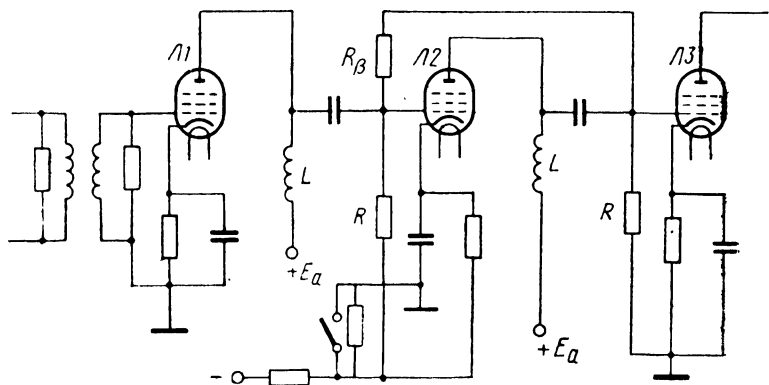


Рис. 150. Схема изменения полосы пропускания УПЧ

Применение отрицательной обратной связи во всех каскадах УПЧ недопустимо, так как при регулировке усиления будет изменяться степень обратной связи и полоса пропускания усилителя.

Как следует из выражения (84), коэффициент шума приемника определяется коэффициентами шума первых его каскадов. Поэтому для увеличения чувствительности приемника необходимо прежде всего уменьшить шумы его первых каскадов. Поскольку у приемников судовых навигационных РЛС входным каскадом является преобразователь частоты, уровень шумов первых каскадов УПЧ должен быть минимальным. Для этого в первых каскадах УПЧ применяют триоды, уровень шумов которых значительно меньше, чем у пентодов.

Известно несколько схем включения триодов в каскады УПЧ. Наиболее широкое распространение получила схема, состоящая из каскада с заземленным катодом, за которым следует каскад с заземленной сеткой, называемая каскадной схемой (рис. 151).

На сетку лампы первого каскада подается напряжение промежуточной частоты от преобразователя. Анодной нагрузкой этого каскада является контур, состоящий из индуктивности  $L1$

В каскадной схеме первый каскад почти не дает усиления напряжения. Это можно показать следующим образом. Коэффициент усиления первого каскада выражается формулой

где  $S_1$  — крутизна характеристики первой лампы;  
 $R_{\text{вх}2}$  — входное активное сопротивление второго каскада (с заземленной сеткой), которое приблизительно равно  $R_{\text{вх}2} = \frac{1}{S_2}$ .

Подставив значение  $R_{\text{вх2}}$  в формулу для коэффициента усиления, получим

189

При одинаковых лампах в первом и втором каскадах  $S_1 = S_2$  получим  $k_1 = \frac{S_1}{S_2} = 1$ . Отсутствие усиления по напряжению повышает устойчивость работы первого каскада.

Коэффициент усиления обоих каскадов равен

$$k_0 = k_1 k_2 = \frac{S_1}{S_2} k_2.$$

Поскольку  $k_2 = S_2 R_{\text{вых } 2}$ , то  $k_0 = S_1 R_{\text{вых } 2}$ .

Таким образом, каскадная схема УПЧ с двумя триодами дает примерно такое же усиление, что и однокаскадная схема на пентоде с крутизной характеристики, равной крутизне первого триода.

Каскады усиления промежуточной частоты, следующие за первыми двумя каскадами, выполняются на пентодах. В целях унификации типов ламп в приемнике лампы Л1 и Л2 также являются обычно пентодами, включенными по схеме триода.



Рис. 152. Линейный каскад УПЧ

От средней точки первичной обмотки трансформатора сделаны два отвода по постоянному току для контроля токов полупроводниковых диодов Д1 и Д2. Приборы контроля включаются через развязывающие фильтры, состоящие из дросселей  $L3, L4, L5, L6$  и конденсаторов  $C1, C2, C3$  и  $C4$ .

Как отмечалось, для обеспечения высокой чувствительности судовых радиолокационных приемников потери в волноводных линиях, связывающих преобразователь частоты с антенной РЛС, должны быть малы. Поэтому для сокращения длины линии высокочастотные элементы линии: антенный переключатель, преобразователь частоты, первые каскады УПЧ (ПУПЧ) размещают ближе к антенне. Остальные каскады приемника располагают обычно в индикаторе. Соединение между собой предварительного и основного УПЧ производят с помощью коаксиального кабеля. Для этой цели используют линейный или переходный каскад УПЧ, схема которого показана на рис. 152.

На конце соединительного кабеля включается контур II, настроенный на промежуточную частоту. В целях согласования

резонансное сопротивление этого контура с помощью шунтирующего сопротивления подбирается равным волновому сопротивлению соединительного кабеля. Связь кабеля с контуром  $I$ , также настроенным на промежуточную частоту, подбирается исходя из заданной полосы пропускания этого контура.

### § 39. ДЕТЕКТОРЫ И ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ

В радиолокационных приемниках для преобразования радиоимпульсов промежуточной частоты и видеоимпульсы применяют диодные ламповые или полупроводниковые детекторы. Основными преимуществами диодного детектора является линейность его детекторной характеристики как для сильных, так и для слабых сигналов, отсутствие опасности перегрузки сильными сигналами. К недостаткам следует отнести относительно малый коэффициент передачи и невысокое входное сопротивление, нагружающее контур выходного каскада УПЧ.

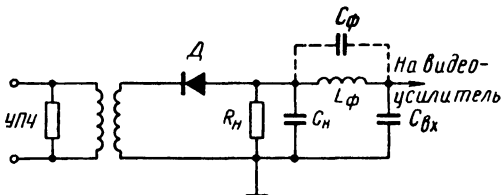


Рис. 153. Схема однотактного детектора

Применительно к радиолокационным приемникам эти недостатки особого значения не имеют, так как малый коэффициент передачи диодного детектора компенсируется применением видеоусилительных каскадов, а малое входное сопротивление способствует расширению полосы выходного каскада УПЧ.

На рис. 153 представлена принципиальная схема однотактного детектора. Как видно из схемы, включение диода таково, что на нагрузочном сопротивлении  $R_n$  детектора выделяются видеоимпульсы отрицательной полярности. Такая полярность импульсов позволяет осуществить ограничение амплитуды отраженных сигналов в первом каскаде видеоусилителя и предотвратить перегрузку последующих элементов приемного тракта.

Для повышения коэффициента передачи детектора необходимо увеличивать сопротивление его нагрузки  $R_n$ . Однако с увеличением  $R_n$  увеличивается длительность  $t_c$  спада видеоимпульса за счет разряда  $C_n$  на это сопротивление после окончания детектирования импульса. В результате ухудшается разрешающая способность РЛС по дальности. Поэтому постоянную времени  $\tau_n$  цепи нагрузки детектора рекомендуется выбирать из условия

$$C_n R_n = \tau_n \leq (0,05 \div 0,15) \tau_n,$$

где  $\tau_n$  — длительность зондирующих импульсов.

Нарастание напряжения видеоимпульсов на нагрузке детектора обусловлено зарядом емкости  $C_n$ , проходящим через диод

током во время положительных полупериодов напряжения промежуточной частоты, а также нарастанием амплитуды напряжения на анодном контуре выходного каскада УПЧ. Время нарастания приблизительно определяется формулой, полученной Л. С. Гуткиным.

$$t_y = 5C_n K_d (Z_э + 2R_{iд}) \frac{R_{вх д}}{R_{вх д} + Z_э},$$

где  $K_d$  — коэффициент передачи детектора;  
 $R_{вх д}$  — входное сопротивление детектора;  
 $Z_э$  — резонансное сопротивление анодного контура выходного каскада УПЧ.

В отличие от радиовещательных и связных приемников постоянная времени  $\tau_n$  нагрузки детектора радиолокационного приемника может оказаться соизмеримой с периодом промежуточной частоты  $T_{пр} = \frac{1}{f_{пр}}$ . Это может вызвать снижение коэф-

фициента передачи, так как, начиная с отношения  $\frac{\tau_n}{T_{пр}} = 1 \div 2$ , передача напряжения заметно падает с уменьшением указанного отношения. Поэтому постоянную времени  $\tau_n$  необходимо выбирать из условия  $\tau_n > 2T_{пр}$ .

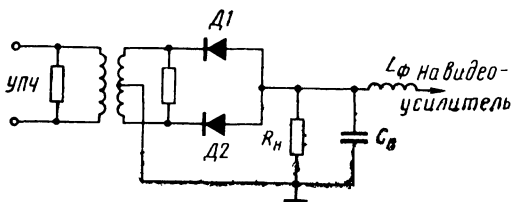


Рис. 154. Схема двухтактного детектора

Для фильтрации напряжения промежуточной частоты между выходом детектора и входом видеоусилителя включается катушка индуктивности  $L_\phi$ . В результате с учетом собственной емкости катушки  $C_\phi$  и входной емкости видеоусилителя  $C_{вх}$  образуется емкостный делитель, уменьшающий напряжение промежуточной частоты на входе лампы видеоусилителя в  $\frac{C_\phi + C_{вх}}{C_{вх}}$  раз. Резонансная частота катушки  $L_\phi$  при этом должна быть взята несколько ниже промежуточной частоты  $(0,5 \div 0,7) f_{пр}$ .

В схемах приемников судовых РЛС широко применяют также двухтактные схемы детекторов (рис. 154). В этой схеме в случае полной ее симметрии и идентичности диодов на сопротивлении нагрузки имеется лишь напряжение удвоенной промежуточной частоты, что обеспечивает лучшую фильтрацию составляющих напряжения промежуточной частоты.

Достоинством двухтактной схемы детектора является также то, что форма фронта и длительность видеопульса мало зависят от фазы колебаний промежуточной частоты радиоим-

пульса на входе, и то, что двухтактная схема детектора имеет большее входное сопротивление, чем одноктактная схема.

Являясь нелинейным элементом, детектор значительно влияет на чувствительность радиолокационных приемников. Для малой величины сигналов это влияние может быть охарактеризовано приближенным соотношением:

$$\left(\frac{U_c}{U_{ш}}\right)_{\text{вых.д.}} \approx 0,965 \left(\frac{U_c}{U_{ш}}\right)_{\text{вх.д.}}^2.$$

Поэтому, например, при увеличении чувствительности индикаторного устройства на 3 дБ чувствительность приемника возрастает лишь на 1,4 дБ.

В канале промежуточной частоты приемника происходит усиление импульсов напряжения до 1—1,5 в, которое необходимо обеспечить на входе детекторного каскада.

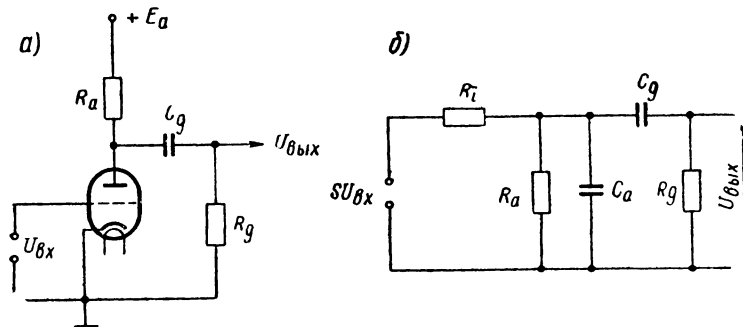


Рис. 155. Резисторно-емкостная схема видеоусилителя

Для нормальной работы индикаторных устройств напряжение сигналов должно быть порядка 20—40 в. Поэтому после детектирования видеопульсы усиливаются каскадами видеоусилителя приемника.

Для неискаженного воспроизведения сигналов и получения необходимого усиления на каскад видеоусилителя выполняют по реостатно-емкостной схеме (рис. 155, а).

Полоса пропускания видеоусилителя выбирается обычно в 2 раза меньше полосы УПЧ:

$$\Delta F_{\text{в.у.}} = \frac{\Delta f_{\text{уп.}}}{2}.$$

Коэффициент усиления по напряжению должен быть порядка 40—50 дБ. Поэтому видеоусилитель в радиолокационных приемниках содержит не менее двух, трех каскадов усиления.

Наличие в реальных схемах видеоусилителей реактивных элементов (емкостей) приводит к тому, что коэффициент усиления зависит от частоты. Это, в свою очередь, вызывает фазо-

вые искажения, которые возникают потому, что не все частоты усиливаемого спектра, при прохождении через усилитель, получают пропорциональный сдвиг фаз.

На рис. 155,б представлена эквивалентная схема усилительного каскада. Кроме известных элементов схемы, здесь показана также эквивалентная емкость  $C_a$ , шунтирующая анодную нагрузку  $R_a$ . Эта емкость складывается из емкостей ламп и монтажа.

Лампа в этой схеме заменена источником тока  $SU_{вх}$  с внутренним сопротивлением  $R_i$ . О степени искажения импульсных сигналов судят по переходной характеристике, которая сравнивает форму выходного сигнала усилителя с формой одиночного перепада на-

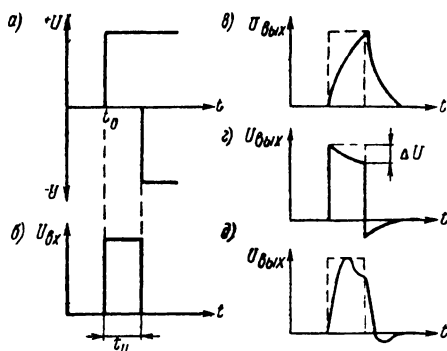


Рис. 156. Характеристика усилителя

пряжения, подаваемого на вход усилителя (рис. 156).

В связи с тем что в схеме усилителя  $C_a < C_g$  процессы заряда емкостей можно рассматривать независимо друг от друга. Если в момент времени  $t_0$  на сетку лампы подается перепад напряжения  $U_{вх}$  (рис. 156,а и б), то генератор в эквивалентной схеме будет развивать перепад напряжения, равный

$$SU_{вх} R_3,$$

где

$$R_3 = \frac{R_n R_i}{R_n + R_i};$$

$$R_n = \frac{R_a R_g}{R_a + R_g}.$$

Так как емкость  $C_a$  заряжается через  $R_3$ , то напряжение на выходе усилителя будет увеличиваться постепенно по экспоненциальному закону (рис. 156,в):

$$U_{вых} = U_{c.a} = SU_{вх} R_3 \left[ 1 - \exp \left( -\frac{t}{C_a R_3} \right) \right]. \quad (87)$$

Поскольку скорость нарастания напряжения характеризует-ся временем  $t_y$  восстановления, в течение которого напряжение на выходе возрастает от 0,1 до 0,9 установившегося значения, то из выражения (87) следует, что

$$t_y = 2,2 C_a R_3. \quad (88)$$

Спад импульса будет также искаженным, так как окончание его можно рассматривать как подачу на вход усилителя перепада напряжения отрицательной полярности.

Искажения фронта и спада импульса связаны с частотной характеристикой усилителя зависимостью

$$F_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi C_{\text{а}} R_{\text{э}}}, \quad (89)$$

где  $F_{\text{в}}$  — верхняя граничная частота характеристики.

Тогда из выражений (88) и (89) имеем

$$t_{\text{г}} = \frac{2,2}{2\pi F_{\text{в}}} = \frac{0,35}{F_{\text{в}}}.$$

Следовательно, чем выше частота  $F_{\text{в}}$ , тем меньше время  $t_{\text{г}}$  и меньше искажения импульсных сигналов.

Влияние конденсатора  $C_{\text{г}}$  сказывается следующим образом. Напряжение на  $C_{\text{г}}$  возрастает по закону

$$U_{\text{сг}} = S U_{\text{вх}} R'_{\text{э}} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{C_{\text{г}} R_{\text{г}}}\right) \right],$$

где

$$R'_{\text{э}} = \frac{R_{\text{э}} R_{\text{л}}}{R_{\text{а}} + R_{\text{л}}}.$$

Напряжение на выходе усилителя равно разности напряжений:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= S U_{\text{вх}} R'_{\text{э}} - S U_{\text{вх}} R'_{\text{э}} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{C_{\text{г}} R_{\text{г}}}\right) \right] = \\ &= S U_{\text{вх}} R'_{\text{э}} \exp\left(-\frac{t}{C_{\text{г}} R_{\text{г}}}\right). \end{aligned} \quad (90)$$

Из выражения (90) следует, что наличие в схеме  $C_{\text{г}}$  вызывает уменьшение напряжения на выходе усилителя по экспоненциальному закону, отчего искажается вершина импульса (рис. 156,е). За счет разряда  $C_{\text{г}}$  после окончания импульса на выходе усилителя появляется импульс противоположной полярности (обратный выброс). Амплитуда выброса  $\Delta U$  равна величине спада вершины. Для небольшой величины спада

$$\frac{\Delta U}{U_{\text{вых}}} = \frac{\tau_{\text{н}}}{C_{\text{г}} R_{\text{г}}}. \quad (91)$$

Известно, что между нижней граничной частотой  $F_{\text{н}}$  характеристики усилителя и постоянной времени цепочки  $C_{\text{г}} R_{\text{г}}$  существует зависимость

$$F_{\text{н}} = \frac{1}{2\pi C_{\text{г}} R_{\text{г}}}. \quad (92)$$

Тогда из выражений (91) и (92)

$$\frac{\Delta U}{U_{\text{вых}}} = 2\pi F_{\text{н}} \tau_{\text{н}}.$$

Результирующая форма выходного импульса усилителя показана на рис. 156,д.



Для уменьшения искажений и повышения коэффициента усиления в импульсных усилителях применяют специальные схемы коррекции частотной и переходной характеристик. Особое внимание обращается на уменьшение искажений в области высоких частот.

Для повышения верхней граничной частоты последовательно с сопротивлением анодной нагрузки  $R_a$  включается индуктивность  $L_a$  (рис. 157). В результате емкость  $C_a$ , индуктивность  $L_a$  и сопротивление  $R_a$  образуют контур. Отчего в области частот, близких к резонансной, усиление каскада возрастает. Поэтому выбором параметров контура можно расширить полосу пропускания усилителя на более высоких частотах.

Добротность контура  $Q = \frac{1}{R_a} \sqrt{\frac{L_a}{C_a}}$  влияет на форму переходной характеристики усилителя. Форма импульса на выходе усилителя несколько искажается. Появляются прямой и обратный выбросы, а также спад вершины за счет изменения напряжений на конденсаторе  $C_g$  и напряжений на сетках лампы за время действия импульса. Эти недостатки устраняются соответствующим выбором добротности контура, параметров цепей питания лампы.

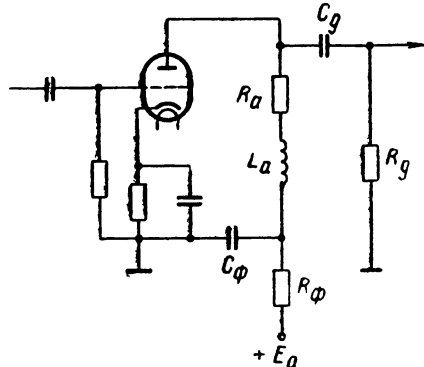


Рис. 157. Схема коррекции частотной характеристики

В индикаторах с яркостной отметкой особенно нежелателен чрезмерный обратный выброс, обусловленный спадом импульса. В этом случае слабые сигналы, поступающие в приемник непосредственно после сильных импульсов большой длительности, могут оказаться незамеченными на экране индикатора. В этом

случае обратный выброс напряжения устраняют применением фиксирующих схем.

Рассмотренная схема коррекции является наиболее простой. Известны более сложные схемы коррекции, обеспечивающие расширение полосы в 1,9—2,4 раза, при выбросе на вершине импульса не превышающем 1—3%. Однако эти схемы сложны в регулировке и более чувствительны к изменению параметров, чем схема простой коррекции.

Коррекция по низкой частоте осуществляется развязывающим фильтром из  $R_\phi$  и  $C_\phi$ , включенным в цепь питания анода. С понижением частоты сопротивление фильтра повышается, так как увеличивается емкостное сопротивление  $C_\phi$ . Тем самым повышается сопротивление анодной нагрузки, а следо-

вательно, и усиление каскада. Это компенсирует падение напряжения на конденсаторе  $C_g$  при низкой частоте.

Наличие в схеме нелинейных элементов вызывает амплитудные искажения усиливаемых сигналов. Для их уменьшения применяют отрицательную обратную связь.

Наиболее распространенной в импульсных усилителях является обратная связь по анодному току (рис. 158,а). Элементом отрицательной обратной связи служит сопротивление  $R_k$ , включенное в цепь катода. Анодный ток лампы создает на  $R_k$  напряжение  $i_a R_k$ , полярность которого противоположна входному напряжению  $U_{вх}$ .

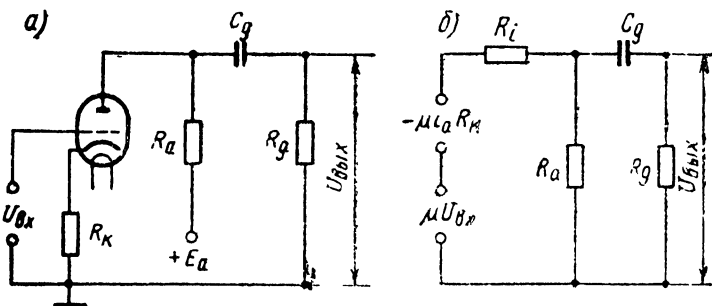


Рис. 158. Видеоусилитель с отрицательной обратной связью

Эквивалентная схема усилительного каскада показана на рис. 158,б. Величина анодного тока равна

$$i_a = \frac{\mu U_{вх} - \mu i_a R_k}{R_i + R_a}.$$

После несложных преобразований имеем

$$i_a = \frac{\mu U_{вх}}{R_i + R_a + R_k(1 + \mu)}.$$

Коэффициент усиления каскада

$$k = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a + R_k(1 + \mu)}.$$

Тогда напряжение на выходе усилителя будет равно

$$U_{вых} = i_a R_a = \frac{\mu U_{вх} R_a}{R_i + R_a + R_k(1 + \mu)}.$$

Для хорошей стабильности работы усилителя применяют сильную обратную связь, при которой  $(1 + \mu)R_k \gg R_i + R_a$ , тогда, учитывая, что  $\mu + 1 \approx \mu$ , имеем  $k = \frac{R_a}{R_k}$ .

Таким образом, в усилителе с отрицательной обратной связью коэффициент усиления не зависит от изменения режи-

ма работы схемы при смене ламп и других причин. Наиболее широко отрицательная обратная связь используется в усилителях пилообразного напряжения.

Соединение отдельных блоков РЛС между собой обычно осуществляют коаксиальным кабелем. Большая емкость и относительно малое волновое сопротивление не позволяют подключать кабель непосредственно к выходу усилительных или иных схем с анодной нагрузкой. Поэтому в качестве переходного устройства используется катодный повторитель, имеющий большое входное и малое выходное сопротивление или эмиттерный повторитель.

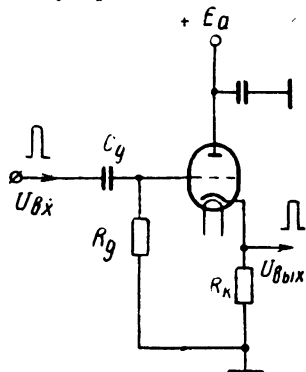


Рис. 159. Схема катодного повторителя

Схема катодного повторителя (рис. 159) представляет собой усилитель с сильной отрицательной обратной связью, поскольку все выходное напряжение прикладывается к зажимам сетка — катод лампы. Коэффициент обратной связи (КОС) равен единице.

По аналогии со схемой усилителя величина анодного тока катодного повторителя равна

$$i_a = \frac{\mu U_{вх}}{R_l + R_k (1 + \mu)}.$$

Выходное напряжение

$$U_{вых} = i_a R_k = \frac{\mu U_{вх} R_k}{R_l + R_k (1 + \mu)}.$$

Тогда коэффициент усиления или в данном случае коэффициент передачи равен

$$k_n = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\mu R_k}{R_l + R_k (1 + \mu)} = \frac{\mu}{1 + \mu} \cdot \frac{R_k}{\frac{R_l}{1 + \mu} + R_k}.$$

Учитывая, что  $\mu \gg 1$ , имеем окончательно

$$k_n = \frac{R_k}{\frac{1}{S} + R_k}. \quad (93)$$

Из выражения (93) следует, что коэффициент передачи катодного повторителя меньше единицы и зависит от крутизны характеристики лампы. Выходное сопротивление повторителя определяется параллельным соединением сопротивления  $R_k$  и сопротивления  $\frac{1}{S}$ :

$$\frac{1}{R_{вых}} = \frac{1}{R_k} + S.$$

Благодаря большой отрицательной обратной связи входная емкость повторителя значительно уменьшается. Это позволяет повысить коэффициент усиления предыдущего каскада и значительно увеличить входное сопротивление катодного повторителя, которое равно

$$R'_{вх} = \frac{R_{вх}}{1 - k_n},$$

где  $R_{вх}$  — входное сопротивление усилителя без отрицательной обратной связи.

Катодный повторитель обладает хорошими частотной и фазовой характеристиками. Это позволяет передавать с минимальными искажениями широкий спектр частот. Особенностью катодного повторителя является также то, что полярность напряжения на выходе совпадает с полярностью на входе.

#### § 40. АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

Интенсивность отраженных сигналов на входе радиолокационного приемника изменяется в очень широких пределах, т. е. имеет большой динамический диапазон, который представляет собою отношение мощностей

$$D_p = \frac{P_{\max}}{P_{\min}}; \quad D_p = 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{\min}} \text{ дб},$$

или напряжений

$$D = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}; \quad D = 20 \lg \frac{U_{\max}}{U_{\min}} \text{ дб}.$$

Действительно, как следует из выражения (44), определяющего дальность радиолокационного наблюдения в свободном пространстве, мощность отраженных сигналов на входе приемника при неизменных параметрах РЛС изменяется обратно пропорционально четвертой степени расстояния до объекта. Поэтому, например, при изменении расстояния до объекта в 100 раз мощность принимаемых отраженных сигналов изменится соответственно в  $10^8$  раз, или на 80 дб.

В процессе радиолокационного наблюдения за надводной обстановкой обнаружению подлежат как объекты с большой эффективной поверхностью рассеяния, достигающей  $10^4$ — $10^5$  м<sup>2</sup> (крупнотоннажные суда), так и малые надводные объекты (буи, вехи, шлюпки и пр.), эффективная поверхность рассеяния которых не превышает нескольких квадратных метров. Значит, изменение мощности отраженных сигналов за счет различия в эффективной поверхности рассеяния объектов может составлять примерно 40—50 дб.

Таким образом, динамический диапазон радиолокационных сигналов лежит в пределах 110—120 дб.

Чтобы избежать перегрузки каскадов усиления промежуточной частоты, приемник должен иметь динамический диапазон, равный диапазону входных отраженных сигналов. В то же время индикаторное устройство РЛС, использующее электроннолучевую трубку с яркостной модуляцией, имеет динамический диапазон всего лишь 10—14 дБ, а в системах с автоматическим сопровождением объектов значительно меньше.

Для согласования выходного динамического диапазона радиолокационного приемника с индикаторным устройством и повышения помехоустойчивости приемников применяют специальные схемы автоматических регулировок усиления и логарифмические усилители.

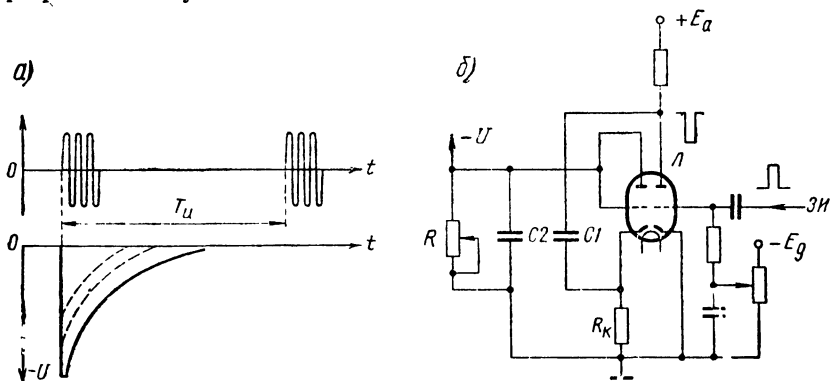


Рис. 160. Схема ВАРУ

В приемниках судовых навигационных РЛС широкое применение находит ВАРУ, которая предотвращает перегрузки приемника сильными сигналами и подавляет помехи, имеющие монотонноубывающую амплитуду.

Принцип действия ВАРУ заключается в том, что одновременно с излучением зондирующего импульса включается специальная схема, которая вырабатывает экспоненциально изменяющееся напряжение отрицательной полярности (рис. 160,а). Это напряжение подается на управляющие сетки ламп одного-двух каскадов ПУПЧ. Усиление приемника при этом резко уменьшается для малых дальностей и возрастает пропорционально времени или расстоянию для объектов, находящихся на больших расстояниях.

С помощью схемы ВАРУ усиление приемника можно отрегулировать так, что объекты с одинаковой эффективной поверхностью рассеяния, находясь на разных расстояниях, будут изображаться на экране индикатора с одной и той же интенсивностью.

Другим важным достоинством ВАРУ является возможность устранения помех, вызванных отражением от взволнованной

морской поверхности, которые постепенно убывают с расстоянием и являются однородными для различных направлений.

На рис. 160,б представлена принципиальная схема ВАРУ, используемая в судовых радиолокационных приемниках. В схеме использован двойной триод  $\lambda$ , правая половина которого работает в качестве усилителя запусковых импульсов (ЗИ), а левая половина, включенная диодом, выполняет роль зарядной лампы.

Одновременно с запуском передатчика РЛС на управляющую сетку правой половины лампы подается из модулятора прямоугольный импульс напряжения положительной полярности. Возникающий при этом на анодной нагрузке правой половины лампы импульс напряжения отрицательной полярности поступает на катод диода через конденсатор  $C1$ . Под влиянием приложенного напряжения через диод проходит ток, заряжающий конденсатор  $C2$ . После окончания ЗИ диод запирается и конденсатор  $C2$  начинает разряжаться через резистор  $R$ , образуя экспоненциально уменьшающееся (по абсолютной величине) отрицательное напряжение, снимаемое на управляющие сетки ламп нескольких каскадов УПЧ.

Скорость разряда  $C2$ , а следовательно, и скорость изменения напряжения смещения регулируются с помощью резистора  $R$ .

Амплитуда напряжения вырабатываемого схемой ВАРУ зависит от усиления правой половины лампы.

Поскольку ВАРУ работает по заданной программе, то ее не эффективно применять для ослабления помех, вызванных отражениями от гидрометеоров или других мешающих объектов, когда изменения сигналов происходят не плавно, а скачкообразно, и закон изменения огибающей помех не может быть определен заранее. В этом случае применяют быструю автоматическую регулировку усиления (БАРУ), или еще ее называют мгновенной автоматической регулировкой усиления (МАРУ).

Принцип действия БАРУ (МАРУ) рассмотрим с помощью графика на рис. 161.

Когда помеха отсутствует, на управляющую сетку лампы регулируемого каскада УПЧ подается напряжение смещения  $-E_g$  такой величины, что рабочая точка на характеристике лампы находится на линейном участке и усиление сигнала происходит в нормальном режиме (рис. 161,а). При поступлении на вход УПЧ одновременно сигнала с амплитудой  $U_{мс}$  и помехи  $U_{шп}$ , превышающей некоторую допустимую величину и имеющую большую длительность, на управляющую сетку лампы подается дополнительное напряжение смещения отрицательной полярности  $-E_{г доп}$ , примерно равное амплитуде помехи. При этом рабочая точка на характеристике лампы сдвигается влево так, что напряжение помехи на выходе каскада значительно уменьшается, а полезный сигнал оказывается по-

прежнему на линейном участке характеристики лампы и усиливается нормально (рис. 161,б).

Таким образом, особенностью БАРУ является то, что при этой системе автоматической регулировки усиления поддерживается постоянное усиление полезных сигналов и уменьшается усиление приемника только для помех. Добавочное смещение

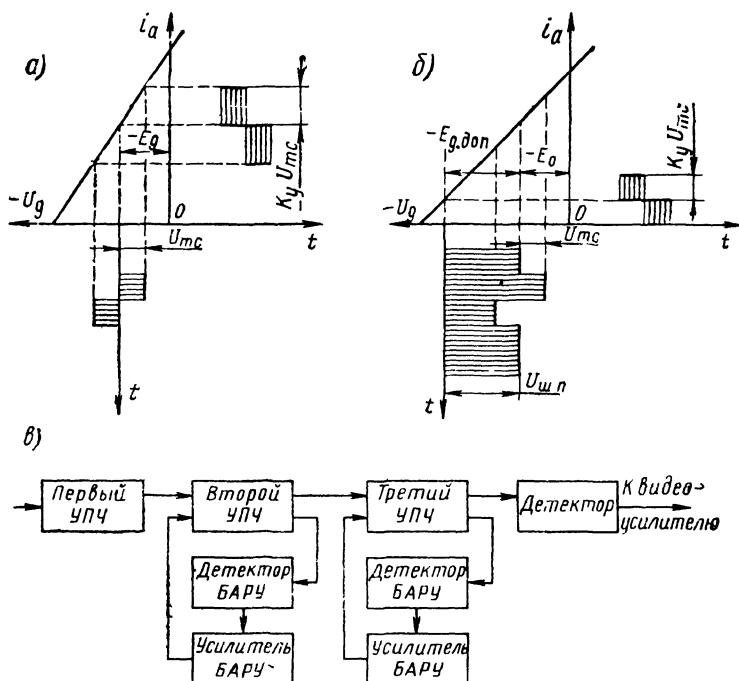


Рис. 161. Принцип работы БАРУ

создается путем детектирования напряжения помехи на выходе УПЧ при помощи специального детектора. Однако, чтобы получить добавочное напряжение смещения по абсолютной величине, равное амплитудному значению помехи, детектор должен иметь коэффициент передачи, равный единице. Поскольку такое условие детектор обеспечить не может, в цепь БАРУ после детектора включают усилитель, для чего обычно используется катодный повторитель с положительной связью. Чтобы обеспечить устойчивую работу усилителя, используют отдельные схемы БАРУ для каждого каскада УПЧ.

Если для устранения перегрузки в приемнике регулирования одного каскада УПЧ недостаточно, то применяют БАРУ в двух или более каскадах (рис. 161,в).

Принципиальная схема БАРУ представлена на рис. 162. Лампа  $\Lambda 1$  является регулируемым каскадом УПЧ. Диод  $\Lambda 2$  выполняет функцию детектора, лампа  $\Lambda 3$  — усилителя схемы БАРУ.

В исходном состоянии диод  $\Lambda 2$  подзаперт отрицательным напряжением, снимаемым с делителя  $R4, R5$ , подключенного к источнику  $E_{см}$ . Лампа  $\Lambda 3$  включена по схеме катодного повторителя. Анодный ток этой лампы, проходя через резисторы  $R1, R2$ , создает падение напряжения, равное  $E_{см}$ , откуда потенциал катода  $\Lambda 3$  равен нулю.

Если напряжение промежуточной частоты, поступающей на катод диода с выходов УПЧ, имеет меньшую амплитуду, чем напряжение запирающего диода, то диод остается закрытым и схема БАРУ не работает.

Когда возникает помеха и амплитуда переменного напряжения на катоде диода сильно возрастает, диод открывается, на сопротивлении нагрузки диода  $R5$  напряжение начнет расти, и будет заряжаться конденсатор  $C1$  через резистор  $R3$ .

При заряде конденсатора  $C1$  увеличивается отрицательное напряжение на сетке катодного повторителя, анодный ток лампы  $\Lambda 3$  уменьшается. Потенциал катода лампы  $\Lambda 3$  по отношению к корпусу понизится, и на сетку лампы  $\Lambda 1$  УПЧ поступает дополнительное отрицательное смещение  $E_{г доп}$ .

Уменьшение потенциала катода  $\Lambda 3$  через дроссель  $L$  воздействует на катод диода  $\Lambda 2$ . При этом ток в анодной цепи диода увеличивается, падение напряжения на  $R5$  растет, заряд конденсатора  $C1$  повышается и отрицательное напряжение на сетке  $\Lambda 3$  увеличивается еще больше. Такая положительная обратная связь позволяет получить на нагрузке  $R1, R2$  катодного повторителя отрицательное напряжение, которое по абсолютной величине может быть больше амплитуды напряжения, поступающего на катод диода  $\Lambda 2$ .

Диод  $D$  в схеме необходим для быстрого разряда конденсатора  $C1$  после окончания действия помехи. Это обеспечивает

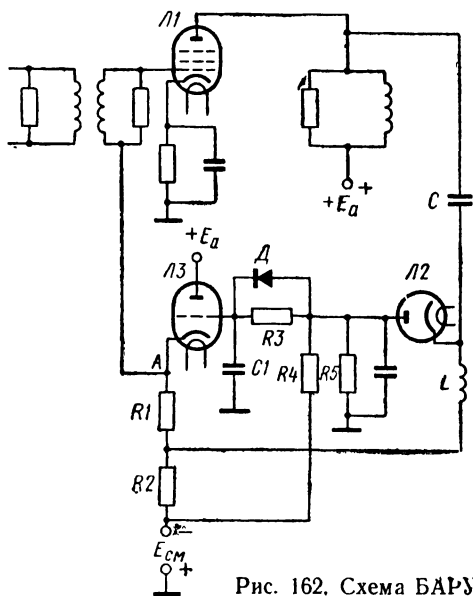


Рис. 162. Схема БАРУ



быстрое восстановление чувствительности усилителя и предотвращает потерю слабых сигналов, которые могут поступать вслед за сильными сигналами.

#### § 41. ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Сигналы, отраженные от взволнованной морской поверхности, гидрометеоров и прочих объектов, беспорядочно флюктуируют. Эти флюктуации создают помехи наблюдению за надводной обстановкой.

Чтобы ослабить помехи, необходимо флюктуации сжать до уровня собственных шумов приемника. Для этой цели в судовых РЛС широко используют метод автоматической регулировки усиления приемника по логарифмическому закону. В связи с тем что сжатие целесообразно только для сильных сигналов, флюктуации которых превышают уровень собственных шумов приемника, оптимальная амплитудная характеристика такого приемника или усилителя должна быть линейной для сигналов, лежащих ниже определенного уровня, и логарифмической для сигналов, превышающих этот уровень. Тогда закон изменения выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  в зависимости от входного  $U_{\text{вх}}$  должен иметь следующий вид:

$$\frac{dU_{\text{вых}}}{dU_{\text{вх}}} = \frac{a}{U_{\text{вх}}},$$

где  $a$  — коэффициент пропорциональности.

После интегрирования этого выражения получим

$$U_{\text{вых}} = a \int \frac{dU_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} = a \ln U_{\text{вх}} + C_0.$$

Если обозначить через  $U_{\text{н}}$  и  $k_{\text{н}}$  входное напряжение и коэффициент усиления каскада, соответствующие началу логарифмического участка амплитудной характеристики, как показано на рис. 163, то

$$U_{\text{вых.н}} = U_{\text{н}} k_{\text{н}} = a \ln U_{\text{н}} + C_0,$$

откуда

$$C_0 = U_{\text{н}} k_{\text{н}} - a \ln U_{\text{н}}.$$

Полагая коэффициент  $a = U_{\text{н}} k_{\text{н}} = \text{const}$ , имеем

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{н}} k_{\text{н}} \left( \ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}} + 1 \right). \quad (94)$$

Тогда при входном напряжении, равном  $U_{\text{вх}} < U_{\text{н}}$ , амплитудная характеристика приемника является линейной, а при условии, что  $U_{\text{вх}} > U_{\text{н}}$  характеристика будет логарифмической.

Линейно-логарифмические характеристики могут иметь как УПЧ, так и видеоусилители приемников.

Наибольшее применение в радиолокационных приемниках

получили логарифмические УПЧ. Динамический диапазон входных сигналов логарифмических УПЧ может достигать 100 дБ и более. Динамический диапазон выходных сигналов может быть сжат от 30—40 до 3—4 дБ. Преимуществом логарифмических усилителей является также их безынерционность, способность реагировать как на регулярные, так и на случайные помехи, способность мгновенно восстанавливать чувствительность после воздействия сильных помех.

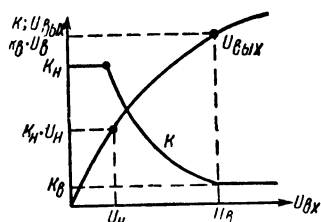


Рис. 163. Линейно-логарифмическая характеристика усилителя

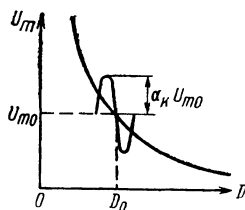


Рис. 164. График изменения среднего значения амплитуды сигнала

Мешающие сигналы, вызванные отражением от гидрометеоров и взволнованной морской поверхности, являются суммой большого числа синусоидальных колебаний одной и той же частоты, но со случайными фазами. Результирующая амплитуда такой суммы сигналов подчиняется закону Релея:

$$W_1(x)dx = \frac{2x}{\delta^2} \exp\left(-\frac{x^2}{\delta^2}\right)dx,$$

где  $W_1(x)dx$  — распределение вероятности;

$x$  — мгновенное значение амплитуды;

$\delta$  — среднее квадратическое отклонение амплитуды от среднего значения.

Одно из свойств сигнала, подчиняющегося такому распределению, состоит в том, что среднее квадратическое значение флуктуации амплитуды от некоторого среднего значения пропорционально этому среднему значению.

На рис. 164 представлен график изменения среднего значения амплитуды сигнала  $U_{мс}$  в зависимости от расстояния  $D$ . Для определенного значения дальности  $D_0$  максимальная и минимальная величины флуктуации амплитуды будут соответственно равны:

$$U_{m0}(1 + \alpha_k) \text{ и } U_{m0}(1 - \alpha_k),$$

где  $U_{m0}$  — среднее значение амплитуды сигнала, соответствующее дальности  $D_0$ ;

$\alpha_k$  — коэффициент пропорциональности.

При подаче этих напряжений на вход логарифмического усилителя, на выходе, согласно выражению (94), получим следующие

щую максимальную и минимальную величины флуктуаций напряжения:

$$U_{\text{вых.1}} = U_n k_n \ln \frac{U_{m0}}{U_n} + U_n k_n \ln (1 + \alpha_k);$$

$$U_{\text{вых.2}} = U_n k_n \ln \frac{U_{m0}}{U_n} + U_n k_n \ln (1 - \alpha_k).$$

Диапазон флуктуаций напряжения на выходе усилителя будет равен

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых.1}} - U_{\text{вых.2}} = U_n k_n \ln \frac{1 + \alpha_k}{1 - \alpha_k}.$$

Следовательно, диапазон флуктуаций напряжения на выходе логарифмического усилителя будет постоянным и не будет зависеть от среднего значения амплитуды отраженного сигнала на входе приемника.

Если на выходе усилителя удалить среднее значение выходного сигнала, для чего обычно применяют дифференцирующую цепочку  $RC$ , то амплитуда огибающей флуктуаций сигналов, отраженных от взволнованной морской поверхности, дождя и прочего, будет приведена на экране индикатора к определенному постоянному уровню. Постоянная времени дифференцирующей цепочки должна быть согласована как с длительностью зондирующего импульса, так и со скоростью изменения отражений от мешающих объектов. Практически она выбирается равной  $t_d \approx (1,5 \div 2) \tau_n$  ( $\tau_n$  — длительность зондирующего импульса).

Следует отметить, что при отражении от взволнованной морской поверхности релеевское распределение амплитуд будет тогда, когда количество одновременно отражающих участков оказывается большим, не менее нескольких сотен. В противном случае имеет место отступление от релеевского закона и уровень отражений на выходе логарифмического усилителя не должен оставаться строго постоянным.

Необходимо иметь в виду, что в логарифмическом усилителе происходит сжатие не только флуктуаций амплитуд сигналов, но и средних значений сигналов. Если, например,  $U_{\text{вх}} = U_n$ , то  $U_{\text{вых}} = U_n k_n$ . При  $U_{\text{вх}} = e^x U_n$  выходное напряжение будет равно

$$U_{\text{вых}} = (x + 1) U_n k_n.$$

Таким образом, при увеличении напряжения сигнала на входе усилителя в  $e^x$  раз от уровня  $U_{\text{вх}} = U_n$ , напряжение на выходе увеличится только на величину  $x U_n k_n$ .

Известно несколько методов получения линейно-логарифмических амплитудных характеристик в УПЧ супергетеродинных приемников. На практике используются в основном метод шун-

тирования анодных нагрузок усилителей нелинейными элементами и метод суммирования выходных напряжений усилительных каскадов.

На рис. 165 представлена принципиальная схема УПЧ, в котором линейно-логарифмическая характеристика получается путем шунтирования анодной нагрузки нелинейными элементами в виде диодов  $D1$  и  $D2$ , включенных встречно. Такое включение диодов необходимо для того, чтобы проводимость шунтирующего элемента была одинакова как для положительного, так и для отрицательного полупериодов переменного напряжения промежуточной частоты.

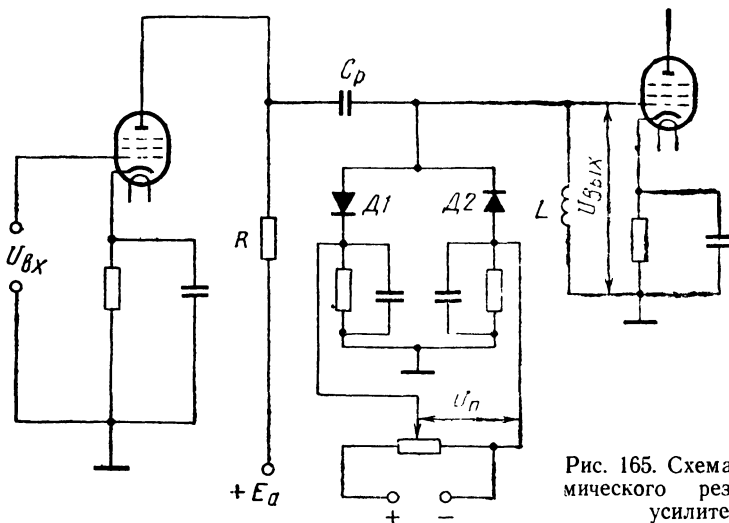


Рис. 165. Схема логарифмического резонансного усилителя

В качестве нелинейных элементов могут использоваться как ламповые, так и полупроводниковые диоды. Ламповые диоды допустимо применять на частотах, не превышающих  $60 \text{ МГц}$ , так как на более высоких частотах они не являются безынерционными. Полупроводниковые диоды делают схему практически безынерционной при любых значениях промежуточной частоты.

Принцип действия схемы усилителя состоит в следующем. При малых значениях входных сигналов, когда их амплитуда меньше подпирającego напряжения  $U_n$ , подаваемого на диоды,  $U_{вх} < U_n$ , шунтирование анодной нагрузки отсутствует и усилительный каскад работает в линейном режиме. Когда  $U_{вх} > U_n$  диоды  $D1$  и  $D2$  отпираются, начинается шунтирование анодной нагрузки, коэффициент усиления уменьшается, амплитудная характеристика усилительного каскада становится нелинейной и при определенных режимах работы диодов может приобрести логарифмическую форму.

В связи с тем что однокаскадный усилитель, работающий в нелинейном режиме, не может обеспечить получения логарифмической характеристики в достаточном динамическом диапазоне, применяют многокаскадные логарифмические усилители, которые могут работать поочередно и одновременно.

В режиме поочередной работы при подаче на вход усилителя напряжения сигнала, амплитуда которого на входе последнего  $n$ -го нелинейного каскада меньше  $U_n$ , т. е.  $U_{вх, n} < U_n$ , все каскады усилителя работают как линейные с коэффициентом усиления  $k_n$ .

При изменении входного напряжения от  $U_{вх} = U_n$  до  $U_{вх} = U_v$  коэффициент усиления каскада изменяется по закону

$$k_{лог} = \frac{U_n k_n}{U_{вх}} \left( \ln \frac{U_{вх}}{U_n} + 1 \right).$$

Когда входное напряжение достигает величины  $U_{вх} = U_v$ , шунтирующие диоды насыщаются, и при дальнейшем увеличении входного напряжения величина сопротивления диодов остается постоянной. Следовательно, входное напряжение  $U_v$  является верхней границей логарифмического участка амплитудной характеристики.

При  $U_{вх} > U_v$  коэффициент усиления  $k_v$  остается постоянным и имеет малую величину (см. рис. 163). Если усилитель состоит из  $n$  одинаковых нелинейных каскадов, то при напряжении на входе первого каскада, равном

$$U_{вх} = \frac{U_n}{k_n^{n-1}},$$

напряжение на входе  $n$ -го каскада выйдет за пределы линейного участка характеристики, и каскад будет работать на логарифмическом участке. Суммарный коэффициент усиления при этом будет равен

$$k_0 = k_n^{n-1} \frac{U_n k_n}{U_{вх}} \left( \ln \frac{U_{вх}}{U_n} + 1 \right).$$

Когда напряжение на входе первого каскада достигнет величины  $U_{вх, 1}$ ,  $n$ -й каскад выйдет из логарифмического участка характеристики, а каскад  $n - 1$  окажется в логарифмическом участке. При этом

$$k_0 = k_n^{n-2} k_v \frac{U_n k_n}{U_{вх}} \left( \ln \frac{U_{вх}}{U_n} + 1 \right).$$

Значит, условием поочередной работы  $n$  одинаковых нелинейных каскадов является

$$U_n k_n = U_v.$$

Степень сжатия выходного напряжения логарифмических усилителей оценивается коэффициентом сжатия напряжения, который равен

$$A_c = 20 \lg \frac{\frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}}{\frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{вых min}}}} = 20 \lg \left( \frac{k_n}{k_b} \right)^n \text{ дб.}$$

Усилители с поочередно работающими каскадами имеют наибольший динамический диапазон и обладают некоторыми другими преимуществами перед усилителями в режиме одновременной работы нескольких нелинейных каскадов.

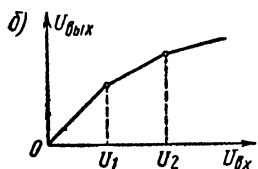
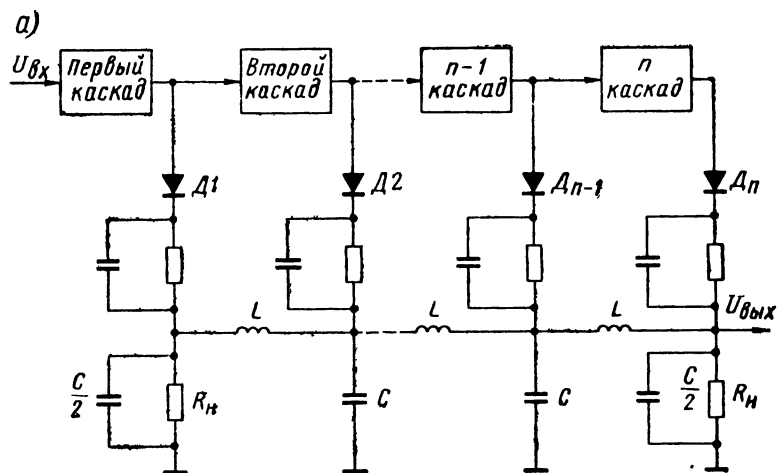


Рис. 166. Схема логарифмического усилителя с последовательным детектированием сигналов

Логарифмические усилители с шунтированием анодных нагрузок нелинейными элементами применяются обычно в случаях, когда выходным напряжением является напряжение радиочастоты, или точнее промежуточной частоты.

В приемниках импульсных РЛС, где на выходе необходимо получить видеоимпульсы, применяют схемы логарифмических усилителей с суммированием выходных напряжений каскадов, в котором используется последовательное детектирование сигналов на выходе каждого каскада УПЧ (рис. 166,а).

Полупроводниковые диоды  $D1$ ,  $D2$  и т. д. детектируют сигналы каждого каскада. Полученные видеоимпульсы затем складываются на общем сопротивлении согласованной нагрузки  $R_n$  на конце линии задержки. Линия задержки видеосигналов необходима для компенсации задержки радиоимпульсов промежуточной частоты в каскаде усилителя. Необходимое время задержки  $t_{зд}$  на одно звено приближенно равно

$$t_{зд} \approx \frac{1}{\pi \Delta f_{пр}},$$

где  $\Delta f_{пр}$  — полоса пропускания данного каскада УПЧ.

Принцип работы схемы в общем виде следующий. При малой амплитуде сигналов на входе усилителя, когда  $U_{вх} < U_1$  (рис. 166,б), усилитель работает в линейном режиме. Когда  $U_{вх} = U_1$ , в  $n$ -м каскаде УПЧ наступает насыщение, вследствие чего скорость нарастания напряжения уменьшается, коэффициент усиления падает. Когда  $U_{вх} = U_2$ , наступает насыщение  $(n-1)$ -го каскада и скорость нарастания выходного напряжения  $U_{вых}$  опять падает, что вызывает уменьшение коэффициента усиления, так как усиление в этом случае происходит только за счет предыдущих каскадов. Таким образом, амплитудная характеристика усилителя будет состоять из нескольких отрезков прямых линий с различной крутизной с постепенным приближением к плавной логарифмической кривой. Если, например, усилитель имеет  $n$  идентичных каскадов с коэффициентом усиления  $k$  и коэффициентом передачи каждого диода, равным единице, то при подаче на вход усилителя напряжения сигнала  $U_{вх1}$  на выходе диода  $n$ -го каскада получим напряжение, равное, например,  $U_{01}$ . При увеличении входного напряжения до  $kU_{вх1}$  напряжение  $U_{01}$  будет уже на выходе диода  $(n-1)$ -го каскада, а в  $n$ -м каскаде наступит насыщение и напряжение на выходе  $n$ -го диода окажется равным  $U_{0с}$ . Поскольку выходные напряжения диодов складываются линейно, то общее выходное напряжение усилителя при входном, равном  $kU_{вх1}$ , будет  $U_{0с} + U_{01}$ .

Когда входное напряжение сигнала достигнет величины  $k^2U_{вх1}$  выходное напряжение окажется равным  $2U_{0с} + U_{01}$ , а насыщение произойдет в  $(n-1)$ -м каскаде усилителя. Следовательно, при напряжении сигнала на входе, равном  $k^n U_{вх1}$ , напряжение на выходе достигает величины  $nU_{0с} + U_{01}$ , и насыщенный окажется первый каскад усилителя.

В связи с тем что в нашем примере входное напряжение изменяется по геометрической прогрессии, а выходное напряжение — по арифметической, между напряжениями входных и выходных сигналов имеет место логарифмическая зависимость. Действительно.

$$U_{вх} = k^n U_{вх.1}; \quad (95)$$

$$\ln U_{\text{вх}} = n \ln k + \ln U_{\text{вх}1}; \quad (96)$$

$$U_{\text{вых}} = n U_{0S} + U_{01}. \quad (97)$$

Найдя значение  $n$  из выражения (95) и подставив его в выражение (97), получим

$$U_{\text{вых}} = U_{01} - \frac{U_{0S} \ln U_{\text{вх}1}}{\ln k} + \frac{U_{0S} \ln U_{\text{вх}}}{\ln k}.$$

Обозначив  $U_{01} = b$ ;  $\frac{U_{0S}}{\ln k} = a$ , получим окончательно

$$U_{\text{вых}} = b - a \ln U_{\text{вх}1} + a \ln U_{\text{вх}} = b + a \ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}1}}.$$

Таким образом, амплитудная характеристика  $n$  идентичных каскадов данной схемы усилителя будет иметь линейноломанную форму,  $n$  точек которой лежат на логарифмической кривой.

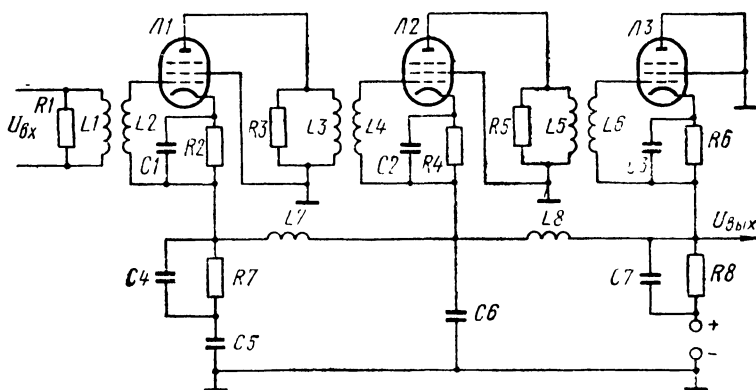


Рис. 167. Схема логарифмического УПЧ с анодным детектированием сигналов

Принципиальные схемы логарифмических усилителей данного типа отличаются между собой в основном методом последовательного детектирования сигналов.

В приемниках судовых РЛС находит применение схема УПЧ, представленная на рис. 167. Здесь наряду с анодным детектированием имеет место и катодное, причем эффективность катодного детектирования зависит от величины нагрузок в катодных цепях ламп.

## § 42. АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

Эффективность работы РЛС во многом зависит от постоянства промежуточной частоты приемника. Если в процессе работы промежуточная частота, получаемая в результате преобразования, будет заметно отклоняться от своего номинального



значения, на которое настроен УПЧ, то приемник окажется расстроенным и это может резко понизить усиление приемника, а следовательно, и дальность действия радиолокационной станции.

Изменение промежуточной частоты происходит из-за отклонения частоты передатчика и гетеродина. Это может вызываться рядом причин: нестабильностью питающих напряжений; изменением параметров колебательных систем; изменением нагрузки магнетронного генератора, которое может иметь место при вращении антенны вследствие асимметрии во вращающихся соединениях волноводного тракта, и т. п.

Под влиянием перечисленных факторов отклонение промежуточной частоты от номинального значения может достигать  $\pm 20$  Мгц и более. Поэтому в РЛС сантиметровых и миллиметровых диапазонов волн, в том числе и в судовых навигационных РЛС, применяют АПЧ.

Подстройка частоты принципиально возможна как за счет изменения частоты передатчика, так и за счет изменения частоты гетеродина. По конструктивным и эксплуатационным соображениям частоту обычно подстраивают, воздействуя на гетеродин. Ручная подстройка частоты по сравнению с автоматической является слишком медленной и поэтому используется как резервная.

Система АПЧ бывает разностная и абсолютная. Разностной системой является устройство, поддерживающее постоянную разность частот гетеродина и передатчика, а абсолютной — устройство, поддерживающее постоянную частоту гетеродина.

Наибольшее распространение находит разностная система, так как она уменьшает расстройку, вызванную как изменением частоты гетеродина, так и изменением частоты передатчика.

Абсолютная система АПЧ используется в приемниках, предназначенных для приема сигналов радиолокационных маяков и сигналов опознавания.

Разностная система АПЧ разделяется на одно- и двухканальную. Блок-схема одноканальной разностной АПЧ представлена на рис. 168.

На смеситель приемника подаются колебания зондирующих импульсов передатчика, просачивающиеся через РЗП, и колебания гетеродина. Колебания промежуточной частоты  $f_{пр} = -f_r = f_n$  с выхода ПУПЧ поступают в основной УПЧ и одновременно в систему АПЧ, которая содержит частотный различитель и управляющее устройство. Частотный различитель служит для получения напряжения рассогласования с полярностью, зависящей от знака расстройки и величины, пропорциональной величине расстройки,

$$\Delta f'_{пр} = f_{пр} - f_{пр.н.},$$

где  $f_{пр.н.}$  — номинальное значение промежуточной частоты приемника.

Под воздействием напряжения рассогласования управляющее устройство изменяет частоту гетеродина в сторону уменьшения расстройки  $\Delta f'_{пр}$ .

Несмотря на относительную простоту схемы, одноканальная система АПЧ имеет ряд недостатков, главным из которых является влияние режима работы РЗП на точность срабатывания

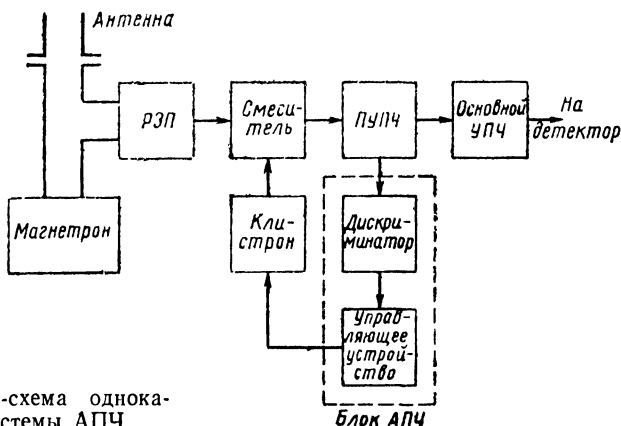


Рис. 168. Блок-схема одноканальной системы АПЧ

системы. Зондирующие импульсы, просачивающиеся через РЗП, имеют начальный пик, обусловленный инерционностью разрядника. На выходе смесителя в результате детектирования получаются видеоимпульсы, подобные огибающей радиопulses.

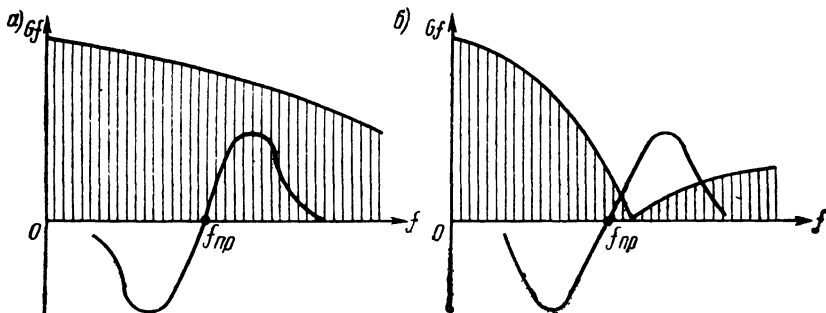


Рис. 169. Влияние РЗП на работу одноканальной системы АПЧ

Как следует из рис. 169, а, при малой длительности пика, спектр амплитуд составляющих вблизи частоты  $f_{пр}$  будет почти равномерным.

Если из-за изменения режима работы РЗП длительность пика увеличивается, то первый нуль частотного спектра видеоимпульса может оказаться около значения частоты  $f_{пр}$  (рис. 169, б).

Если в первом случае на выходе частотного различителя напряжение практически будет близким к нулю, так как амплитуды спектральных составляющих по обе стороны от  $f_{пр}$  почти одинаковы, то во втором появится значительное напряжение рассогласования, которое будет изменять частоту гетеродина.

В судовых радиолокационных приемниках используется обычно более совершенная система АПЧ, называемая двухканальной (рис. 170). В такой системе для подстройки частоты используется небольшая часть мощности зондирующих импульсов, подаваемая непосредственно от генератора через делитель мощности — аттенюатор.

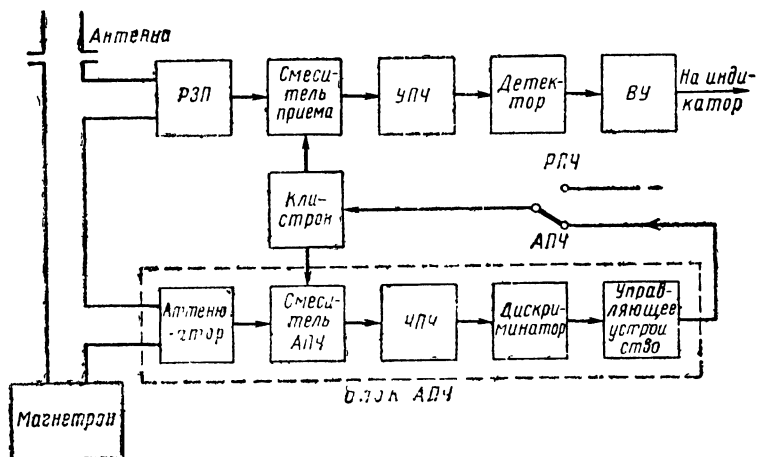


Рис. 170. Блок-схема двухканальной системы АПЧ

Двухканальная схема имеет отдельный смеситель и УПЧ для канала АПЧ. Непосредственная подача колебаний от передатчика на вход смесителя АПЧ позволяет избавиться от разрядника в канале АПЧ. Поэтому огибающая радиоимпульсов на входе смесителя АПЧ не искажена и не содержит пика, что позволяет устранить серьезный недостаток, свойственный одноканальной схеме АПЧ. Напряжение гетеродина в двухканальной схеме одновременно подается на оба смесителя каналов приема и АПЧ. Остальные элементы схемы аналогичны для обеих систем АПЧ.

В качестве частотных различителей, или дискриминаторов, используют частотные детекторы. В приемниках судовых РЛС часто применяют двухтактные дискриминаторы, с настроенными контурами на лампах или полупроводниковых диодах и схемы с расстроенными контурами.

На рис. 171 представлена схема дискриминатора с настроенными контурами. Контур  $L1 C1$ ;  $L2 C2$  настроены на промежу-

точную частоту. Контур  $L1\ C1$  является нагрузкой последнего каскада УПЧ. Контур  $L2\ C2$  связан с первым индуктивно и через емкость  $C_0$ . Противоположные концы катушки  $L2$  подключены к анодам двойного диода  $\Lambda2$ . Между катодами лампы имеются резисторы  $R1\ R2$  одинаковой величины, шунтированные одинаковыми емкостями  $C$ . Дроссель  $L$  препятствует замыканию токов промежуточной частоты, помимо диодов, и одновременно образует замкнутую цепь для выпрямленных токов.

Когда частота колебаний, поступающих на частотный детектор с выхода УПЧ  $\Lambda1$ , равна номинальному значению промежуточной частоты, то контур  $L2\ C2$  является настроенным. Режим работы схемы в этом случае может быть рассмотрен с помощью векторной диаграммы на рис. 172,а.

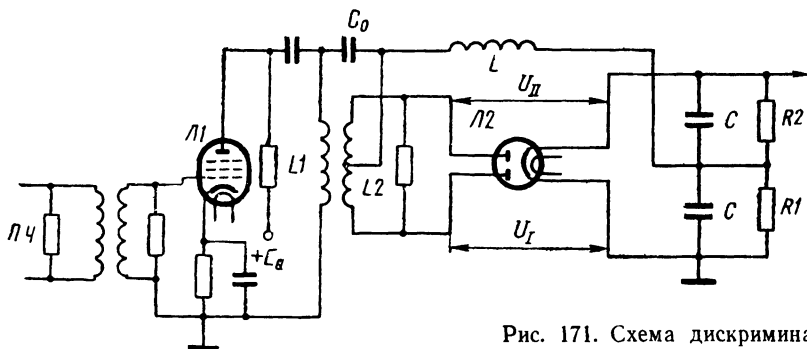


Рис. 171. Схема дискриминатора с настроенными контурами

Вектор  $U_1$  соответствует напряжению на контуре  $L1\ C1$ . Ток  $I_1$  через индуктивность  $L1$  отстает на  $90^\circ$  от напряжения. Этот ток индуцирует в катушке  $L2$ , э.д.с.  $E_m$ , которая отстает по фазе относительно тока  $I_1$  также на угол  $90^\circ$ . При резонансе ток  $I_2$  в контуре  $L2\ C2$  совпадает по фазе с э.д.с.  $E_m$ .

Напряжение  $U_2$  на контуре  $L2\ C2$  сдвинуто по отношению тока  $I_2$  на угол  $90^\circ$  и делится пополам между анодами лампы  $\Lambda2$ . К каждому из этих анодов приложено напряжение  $U_1$  или соответственно  $U_{II}$ , равное геометрической сумме напряжений  $U_1$  и  $U_2$ .

Из рис. 172,а видно, что для случая резонанса  $U_1 = U_{II}$ , т. е. напряжения на каждом из анодов лампы равны между собою. Под действием этих напряжений в цепях обоих анодов возникают токи одинаковой величины.

Проходя по внешней цепи, токи диодов создают на резисторах  $R1$  и  $R2$  напряжения, равные по величине, но противоположные по знаку. В результате напряжение на выходе дискриминатора будет равно нулю.

При положительной расстройке, когда частота колебаний на входе схемы дискриминатора выше номинальной промежуточ-

ной частоты, контуры дискриминатора оказываются расстроенными. Расстройка контура  $L_2 C_2$  вызывает появление сдвига фаз, на угол  $\varphi$  между током  $I_2$  и э.д.с.  $E_M$  во втором контуре, так как в данном случае сопротивление контура будет носить индуктивный характер и ток  $I_2$  отстает по фазе от напряжения  $E_M$  (рис. 172,б). Ввиду того, что напряжение  $U_I$  будет больше, чем напряжение  $U_{II}$ , выпрямленный ток, проходящий через резистор  $R_1$ , оказывается больше, чем через резистор  $R_2$ . Следовательно, напряжение на выходе дискриминатора будет иметь отрицательную полярность.

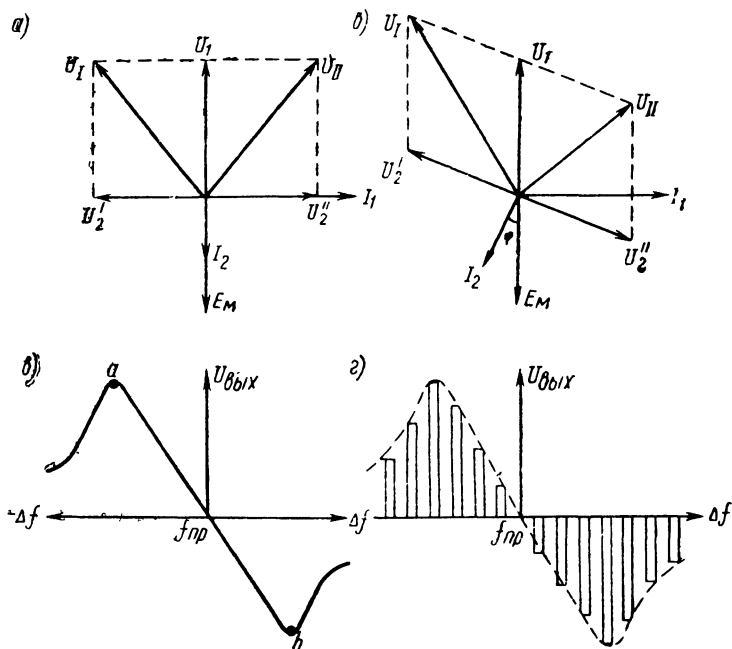


Рис. 172. Векторная диаграмма напряжений дискриминатора

Аналогично рассуждая, можно показать, что при отрицательной расстройке, когда частота напряжения на входе дискриминатора будет ниже номинальной промежуточной частоты, полярность напряжения на выходе дискриминатора окажется положительной.

Зависимость выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  дискриминатора от расстройки  $\Delta f'_{\text{пр}}$ ,  $U_{\text{вых}} = f(\Delta f'_{\text{пр}})$ , называемая статической характеристикой дискриминатора, показана на рис. 172,в. На участке  $ab$ , который является рабочим, характеристика прямолинейна. При больших отклонениях частоты от номинального значения характеристика искривляется и имеет падающие

участки. Это происходит из-за уменьшения напряжения на контурах вследствие значительного ухода частоты от резонансной.

Качество работы схемы АПЧ во многом зависит от крутизны характеристики дискриминатора  $S_d = \frac{dU_{\text{вых}}}{d(\Delta f_{\text{пр}})}$ .

Нагрузочная или выходная цепь дискриминатора  $C R1 R2$  выбирается исходя из заданной скорости, с которой необходимо подстраивать частоту.

Если при работе РЛС не ожидается быстрых и резких изменений частоты и подстройку можно вести медленно, то постоянная времени выходной цепи имеет величину, превышающую период следования импульсов  $C R1 > T_{\text{и}}$  и  $C R2 > T_{\text{и}}$ . В этом случае выходное напряжение будет изменять свой уровень при изменении частоты, как показано на рис. 172,в.

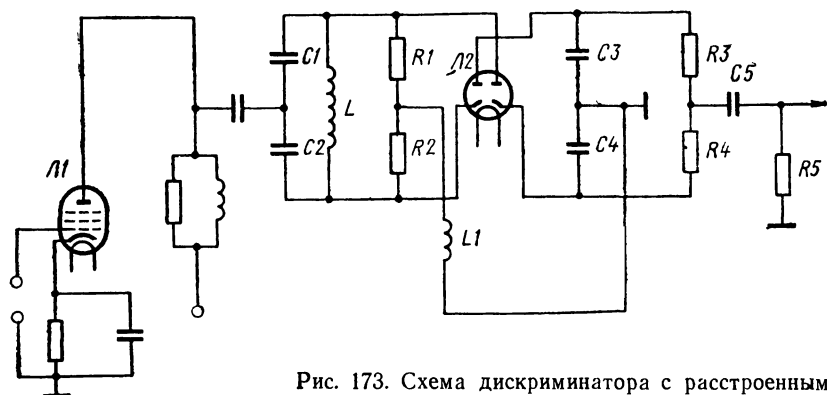


Рис. 173. Схема дискриминатора с расстроенными контурами

Если при работе РЛС из-за нарушения согласования в антенноволноводном тракте частота передатчика может изменяться очень быстро от импульса к импульсу, то выходная цепь дискриминатора должна иметь малую постоянную времени по сравнению с периодом следования импульсов  $C R1 < T_{\text{и}}$  и  $C R2 < T_{\text{и}}$ . В этом случае дискриминатор будет вырабатывать регулирующий импульс напряжения для каждого зондирующего импульса передатчика. Причем, амплитуда и полярность этих импульсов напряжения будут зависеть от величины и знака отклонения частоты от номинального значения (рис. 172,г).

Принципиальная схема дискриминатора с расстроенными контурами показана на рис. 173. Конденсаторы  $C1$  и  $C2$  совместно с общей индуктивностью образуют два последовательных контура  $C1L$  и  $C2L$ , настроенных соответственно на частоту  $f_1 = f_{\text{пр.н}} - \Delta f$  и  $f_2 = f_{\text{пр.н}} + \Delta f$ .

Если частота колебаний, поступающих на вход дискриминатора с УПЧ Л1, равна номинальному значению  $f_{\text{пр.н}}$ , то сопротивление обоих контуров одинаково (рис. 174,а).

На аноды двойного диода  $\mathcal{L}2$  действует одинаковое по величине напряжение и напряжение рассогласования  $U_{\text{упп}}$ , снимаемое с резистора  $R5$  на управляющую схему, равное нулю (рис. 174,б).

Когда частота колебаний на входе дискриминатора понижается и оказывается равной  $f_1$ , то сопротивление последовательного контура  $C1L$  будет минимально, а сопротивление контура  $C2L$  оказывается большим. На аноде правой половины диода  $\mathcal{L}2$  напряжение увеличивается, и проходящий через правую половину диода ток будет заряжать конденсатор  $C4$ . После окончания импульса конденсатора  $C4$  разряжается через  $R4$ ,  $C5$  и  $R5$ . На резисторе  $R5$  возникает напряжение положительной полярности, снимаемое на управляющую схему.

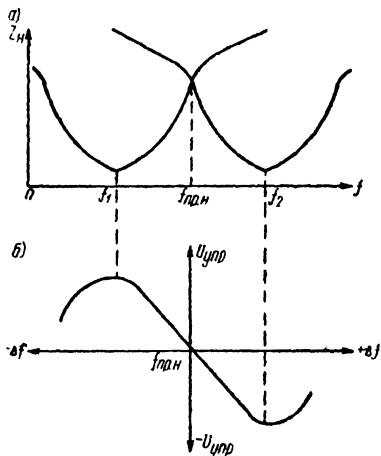


Рис. 174. Изменение напряжения на контурах дискриминатора

При повышении частоты до значения  $f_2$ , сопротивление контура  $C2L$  становится минимальным, а контура  $C1L$  увеличивается. В этом случае

проходящий через левую половину диода ток будет заряжать конденсатор  $C3$ . Последний разряжаясь через  $R5$ ,  $C5$  и  $R3$ , создает на резисторе  $R5$  напряжение отрицательной полярности. В процессе работы схемы из-за изменения частоты на входе дискриминатора заряд и разряд конденсаторов  $C3$  и  $C4$  происходит одновременно. В зависимости от знака и величины отклонения частоты напряжение на выходе будет изменяться согласно характеристике дискриминатора (см. рис. 174,б).

Управляющее устройство изменяет частоту гетеродина в зависимости от напряжения рассогласования, вырабатываемого дискриминатором.

В качестве гетеродина в судовых навигационных РЛС используются отражательные клистроны. Поэтому управляющее устройство АПЧ должно обеспечить изменение напряжения на отражательном электроде клистрона в зависимости от величины и знака отклонения промежуточной частоты от номинального значения  $f_{\text{пр.н}}$  так, чтобы она приближалась к номинальной, а напряжение рассогласования стремилось к нулю. Схемы управляющих устройств разделяются на следящие или, беспоисковые, и ищущие, или поисковые.

Следящие схемы осуществляют автоподстройку в более широких пределах только тогда, когда скорость изменения проме-

жуточной частоты меньше скорости срабатывания системы АПЧ. Поэтому следящие схемы применяются в тех РЛС, где не ожидается быстрых изменений частоты магнетрона или клистронного гетеродина.

В качестве управляющих устройств следящих схем применяют усилители постоянного тока или видеоусилители с пиковым детектором на выходе. Схема управляющего устройства с усилителем постоянного тока показана на рис. 175.

Усилитель служит для повышения чувствительности канала АПЧ к изменениям частоты, т. е. увеличения крутизны характеристики дискриминатора. Для получения постоянного управляющего напряжения постоянная времени выходной цепи дискриминатора  $C1R1$  и  $C2R2$  должны быть больше периода  $T_n$  следования импульсов.

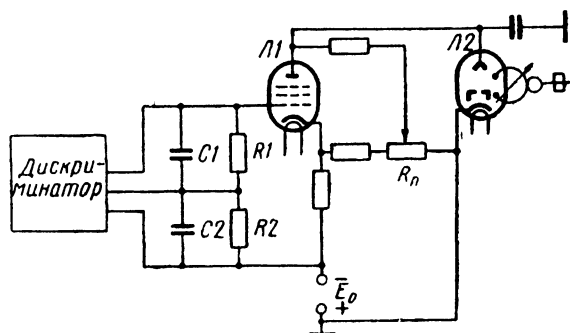


Рис. 175. Схема управляющего устройства с усилителем постоянного тока

Лампа усилителя постоянного тока  $Л1$  и отражательный клистрон  $Л2$  соединены в схеме таким образом, что анод  $Л1$  имеет положительный потенциал, а отражательный электрод клистрона  $Л2$  — отрицательный по отношению к катоду. Движком потенциометра  $R_n$  подбирается такое напряжение на отражательном электроде клистрона, чтобы при отсутствии напряжения рассогласования на выходе дискриминатора частота колебаний клистрона равнялась номинальному значению промежуточной частоты.

При понижении промежуточной частоты напряжение рассогласования на выходе дискриминатора будет иметь положительную полярность, потенциал анода усилительной лампы  $Л1$  понизится, отрицательное напряжение на отражателе клистрона возрастет, отчего повысится частота колебаний гетеродина, а следовательно, и промежуточная частота приемника.

При увеличении промежуточной частоты относительно номинального значения напряжение рассогласования будет иметь отрицательную полярность, потенциал анода лампы  $Л1$  повысится, отрицательное напряжение на отражателе клистрона



уменьшится и частота колебаний клистрона будет ниже, отчего понизится также промежуточная частота.

Схема управляющего устройства следящего типа с применением пикового детектора и ручной настройкой показана на рис. 176.

Напряжение рассогласования  $U_y$ , подаваемое с выхода дискриминатора, усиливается двухкаскадным видеоусилителем, который, как и усилитель постоянного тока в следящей системе АПЧ, повышает крутизну характеристики дискриминатора.

Усиленные видеопульсы передаются на пиковый детектор

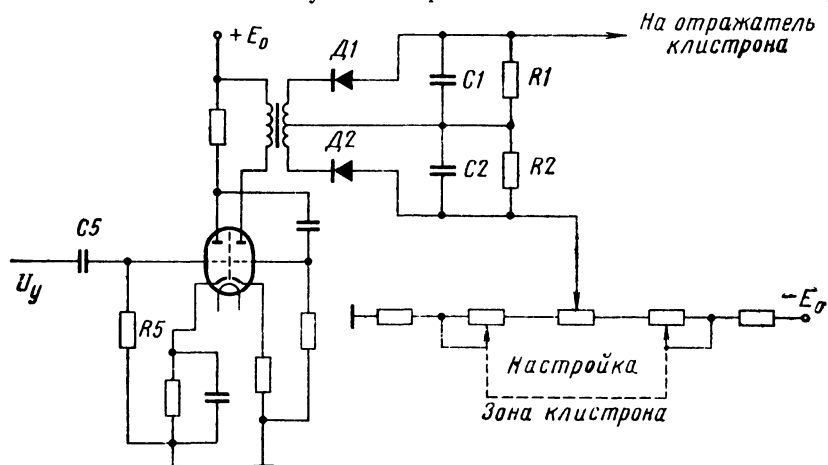


Рис. 176. Схема управляющего устройства с применением пикового детектора

$D1$ ,  $D2$ . В зависимости от полярности усиленного напряжения рассогласования происходит заряд конденсаторов  $C1$  и  $C2$ . Разряжаясь через резисторы  $R1$  и  $R2$ , эти конденсаторы создают на резисторах напряжение, которое складывается или вычитается из напряжения, снимаемого с потенциометра «НАСТРОЙКА» на отражательный электрод клистрона.

Ищущие, или поисковые, системы АПЧ являются более совершенными. Они обеспечивают подстройку гетеродина независимо от пределов и скорости изменения частоты магнетрона. Если скорость ухода частоты магнетрона превысит скорость срабатывания системы АПЧ, то прием сигналов временно прекратится. При этом схема АПЧ будет периодически изменять частоту гетеродина, осуществляя поиск по частоте в широком диапазоне. Этот поиск будет продолжаться до момента, пока система АПЧ не настроит гетеродин так, что возобновится прием сигналов. После этого схема перейдет в следящий режим работы. Кроме этого, при использовании поисковых схем АПЧ предъявляются менее высокие требования к точности предварительной настройки гетеродина, ибо погрешность ручной настройки

в этом случае может почти приближаться к пределам поиска по частоте, в то время, как в следящих системах АПЧ эта погрешность не должна быть больше полосы втягивания, которая обычно меньше полосы поиска.

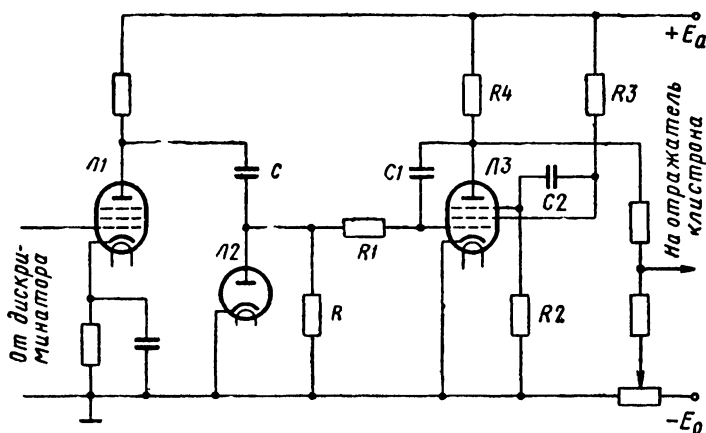


Рис. 177. Диодно-фантастронная схема управляющего устройства

В качестве управляющих устройств поисковых систем АПЧ в судовых РЛС используют диодно-фантастронные схемы (рис. 177). В состав этой схемы входит видеоусилитель  $1Л1$ , диод  $1Л2$  и фантастронная схема  $1Л3$ , работающая в автоколебательном режиме. Когда лампа  $1Л3$  заперта по цепи анода, конденсатор  $C1$ , связывающий анод и управляющую сетку, заряжается до напряжения  $E_a$ . Конденсатор  $C2$  разряжается через цепь экранирующей сетки и резистор  $R2$ , создавая на нем напряжение минусом на защитную сетку. По мере разряда  $C2$  отрицательное напряжение на защитной сетке уменьшается, достигая величины отпирания лампы по цепи анода.

При отпирании лампы конденсатор  $C1$  разряжается через лампу и резисторы  $R$  и  $R1$ . Вследствие наличия обратной связи этот разряд носит почти линейный характер (рис. 178), так как напряжение на резисторах  $R$ ,  $R1$  регулирует ток через лампу.

Например, увеличение разрядного тока понижает потенциал управляющей сетки, отчего анодный, а следовательно, и разрядный ток конденсатора будут уменьшаться. Уменьшение разряд-

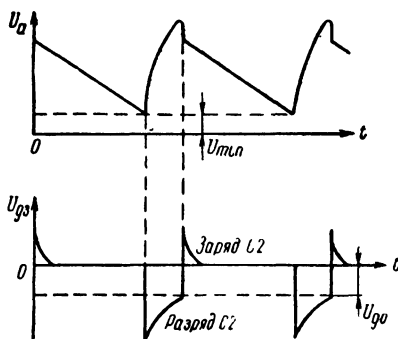


Рис. 178. График процессов в управляющей схеме

ного тока повышает потенциал сетки, отчего ток будет увеличиваться. Появление анодного тока уменьшает ток экранирующей сетки. Падение напряжения на резисторе  $R3$  уменьшается, напряжение на экранирующей сетке растет. Конденсатор  $C2$  будет заряжаться через резисторы  $R3$  и  $R2$ . Этот зарядный ток создает на резисторе  $R2$  напряжение, плюс которого приложен к защитной сетке. Это способствует еще большему увеличению анодного тока и уменьшению тока экранирующей сетки.

По мере разряда  $C1$  напряжение на аноде лампы уменьшается и достигает величины, при которой начинается перераспределение электронного потока. Анодный ток будет уменьшаться, а ток экранной сетки за счет этого расти. Анодное напряжение повысится, отчего прекратится разряд конденсатора  $C1$ .

Возрастание тока экранной сетки увеличивает падение напряжения на резисторе  $R3$  и уменьшает напряжение на экранной сетке. Конденсатор  $C2$  начнет разряжаться через  $R2$  минусом на защитную сетку и запрет лампу по анодному току. Конденсатор  $C1$  при этом будет заряжаться до напряжения  $E_a$ , и процесс работы схемы будет повторяться.

Период вырабатываемых фантастроном импульсов напряжения складывается из двух, не одинаковых по длительности, частей (см. рис. 178). В течение первой части периода напряжение на аноде лампы  $L3$  линейно уменьшается, а во время второй части быстро растет. Длительность первой части периода определяется постоянной времени цепи разряда конденсатора  $C1$ , а длительность второй части — постоянной времени цепи разряда конденсатора  $C2$ .

Работа управляющей схемы в целом происходит следующим образом. Видеоусилитель усиливает напряжение, вырабатываемое дискриминатором, и, изменив фазу этого напряжения на  $180^\circ$ , передает его на диодно-фантастроновую схему. При выключенном передатчике РЛС или при сильном отклонении промежуточной частоты от номинального значения на вход фантастрона напряжение не поступает. Фантастрон вырабатывает пилообразное напряжение положительной полярности, которое, складываясь с отрицательным напряжением —  $E_0$  источника питания — отражателя, изменяет отрицательное напряжение на отражательном электроде клистрона по пилообразному закону. В соответствии с этим напряжением изменяется частота клистронного гетеродина. Схема управляющего устройства работает в режиме поиска частоты.

Когда на вход дискриминатора поступают колебания, частота которых отличается от номинального значения промежуточной частоты, но лежит в пределах рабочей полосы дискриминатора, то на фантастрон с выхода видеоусилителя подаются видеопульсы, полярность которых зависит от того, в какую сторону относительно номинального значения  $f_{пр.н}$  отклонилась частота на входе дискриминатора.

Если частота на входе дискриминатора понизилась относительно  $f_{\text{пр.н.}}$ , то на выходе дискриминатора возникают импульсы напряжения положительной полярности, а на выходе видеоусилителя — отрицательной полярности. Благодаря тому что постоянная времени переходной цепочки  $RC$  между видеоусилителем и фантастроном значительна и в несколько раз превышает длительность импульсов, отрицательные импульсы напряжения будут медленно заряжать конденсатор  $C$  через резистор  $R$  и быстро разряжать через диод  $L2$ . Следовательно, импульсы отрицательной полярности не окажут влияния на режим работы управляющей схемы, которая по-прежнему будет работать в режиме поиска частоты.

Когда частота колебаний на входе дискриминатора превысит номинальное значение промежуточной частоты  $f_{\text{пр.н.}}$ , на выходе дискриминатора возникают импульсы отрицательной, а на выходе видеоусилителя — положительной полярности. В этом случае происходит быстрый заряд конденсатора  $C$  через диод  $L2$  и медленный разряд через резистор  $R$ .

В интервале времени между импульсами конденсатор  $C$  разряжаться не успевает, и на управляющей сетке лампы фантастрона возникает отрицательное напряжение смещения. В связи с этим разряд конденсатора  $C1$  прекращается, напряжение на аноде увеличивается. Фантастрон начинает работать как усилитель постоянного тока. С этого момента схема АПЧ переходит из режима поиска частоты в режим слежения за частотой.

Взаимодействие частотного различителя, или дискриминатора, и управляющего устройства в процессе работы автоподстройки происходит при замкнутой системе АПЧ. Условие динамического равновесия системы в этом случае определяется совместным решением уравнений:

$$U_y = \psi(\Delta f) \text{ и } \Delta f = \varphi(U_y).$$

На рис. 179 представлены обе характеристики в одной координатной системе  $U_y, \Delta f$ , где независимой переменной является расстройка  $\Delta f$ .

Характеристика частотного различителя всегда проходит через начало координат, так как управляющее напряжение зависит только от расстройки  $\Delta f$ .

Характеристика управляющего устройства проходит через начало координат только в том случае, когда частота гетеродина равна своему номинальному значению. Практически всегда имеется некоторая начальная расстройка, обусловленная температурной нестабильностью, изменением питающих напряжений и пр. В результате характеристика управляющего устройства пересекает ось частоты в точке, абсцисса которой равна начальной расстройке  $\Delta f_{\text{нач.}}$ . Напряжение  $U_{y1}$ , возникшее на выходе различителя за счет первоначальной расстройки (точка  $a_1$ ), будет стремиться изменить частоту гетеродина на величину  $\Delta f_{r1}$

(точка  $b_1$ ). Однако, как только частота гетеродина изменится и расстройка окажется равной  $\Delta f_1$ , появится новое управляющее напряжение  $U_{y2}$  (точка  $a_2$ ), стремящееся изменить частоту гетеродина на величину  $\Delta f_{r2}$  (точка  $b_2$ ), и расстройка достигнет величины  $\Delta f_2$ .

Появившееся при этом управляющее напряжение  $U_{y3}$  (точка  $a_3$ ) будет стремиться изменить частоту гетеродина на величину  $\Delta f_{r3}$  (точка  $b_3$ ) в сторону увеличения расстройки и т. д. В результате непрерывного протекания этого процесса точка  $a$  будет

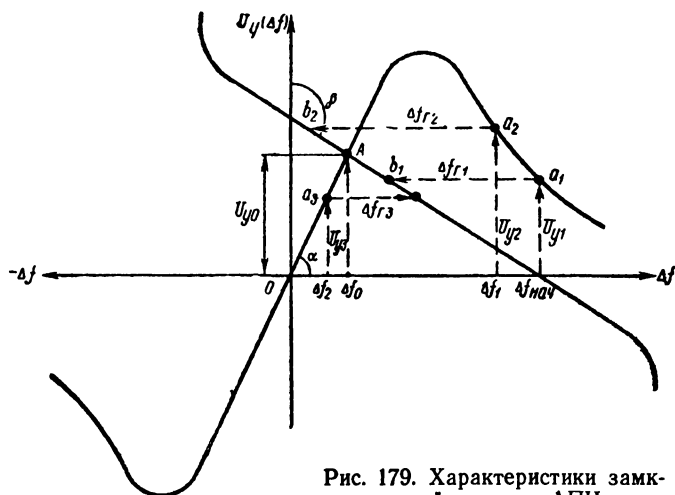


Рис. 179. Характеристики замкнутой системы АПЧ

перемещаться по характеристике дискриминатора (частотного различителя) в точку  $A$  пересечения ее с характеристикой управляющего устройства. Напряжение на выходе дискриминатора достигнет значения  $U_{y0}$ , а расстройка гетеродина — величины  $\Delta f_0 < \Delta f_{нач}$ . Таким образом, состояние равновесия системы, соответствующее точке  $A$  пересечения характеристик, является устойчивым.

В результате действия системы АПЧ начальная расстройка гетеродина  $\Delta f_{нач}$  уменьшится до величины  $\Delta f_0$ , называемой остаточной расстройкой, а точка  $A$  соответствует динамическому равновесию системы АПЧ. Величина

$$k_f = \frac{\Delta f_{нач}}{\Delta f_0}$$

называется коэффициентом автоподстройки частоты. Этот коэффициент показывает, во сколько раз АПЧ приемника уменьшает его первоначальную расстройку, и характеризует эффективность работы системы АПЧ. Переписав выражение для  $k_f$  следующим образом:

$$k_f = 1 + \frac{\Delta f_{нач} - \Delta f_0}{\Delta f_0}$$

и полагая начальные участки характеристик  $U_y = \psi(\Delta f)$  и  $\Delta f = \varphi(U_y)$  прямыми, наклоненными к соответствующим осям координат под углами  $\alpha$  и  $\beta$ , получим

$$k_f = 1 - S_d S_y, \quad (98)$$

где  $S_d$  — крутизна характеристики частотного различителя, равная  $S_d = \operatorname{tg} \alpha = \frac{dU_y}{d(\Delta f)}$ ;

$S_y$  — крутизна характеристики управляющего устройства, определяемая выражением  $S_y = \operatorname{tg} \beta = \frac{d(\Delta f)}{dU_y}$ .

Из выражения (98) следует, что система АПЧ выполнит свои функции только тогда, когда крутизна характеристики различителя и управляющего устройства в точке динамического равновесия имеют разные знаки. В этом случае  $k_f > 1$ , и расстройка уменьшается.

Для повышения эффективности автоподстройки необходимо обеспечить возможно большую крутизну характеристик частотного различителя и управляющего устройства в их начальном участке.

Ширина полосы пропускания частотного различителя, равная расстоянию между пиками его статической характеристики, должна соответствовать спектру импульсного сигнала

$$\Delta f_{\text{разл}} = \frac{k_n}{\tau_n},$$

где  $k_n$  — коэффициент, зависящий от формы импульса.

Уменьшение полосы пропускания частотного различителя уменьшает его эффективность, так как при отклонении промежуточной частоты от номинального значения управляющее напряжение будет тем меньше, чем меньше полоса пропускания частотного различителя. При увеличении полосы пропускания различителя уменьшается его крутизна статической характеристики, отчего увеличивается величина остаточной расстройки  $\Delta f_0$ .

## Глава VII. ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

### § 43. ЧАСТОТНАЯ СЕЛЕКЦИЯ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Для борьбы с помехами применяются различные методы, например: регулирование усиления, использование в РЛС более длинных волн, изменение частоты следования импульсов, регулирование яркости изображения на экране индикатора и т. п.

Однако в большинстве случаев этих мер бывает недостаточно, в связи с чем применяются специальные способы защиты от помех, к которым относятся рассмотренные ранее системы автоматической регулировки усиления; системы селекции полезных сигналов; системы, использующие эффект накопления сигналов; статистические методы приема.

Под селекцией понимается процесс выделения импульсных сигналов из помех по свойственным сигналу параметрам. Известно, что параметрами импульсного сигнала являются: длительность, период следования, амплитуда, форма импульса и его

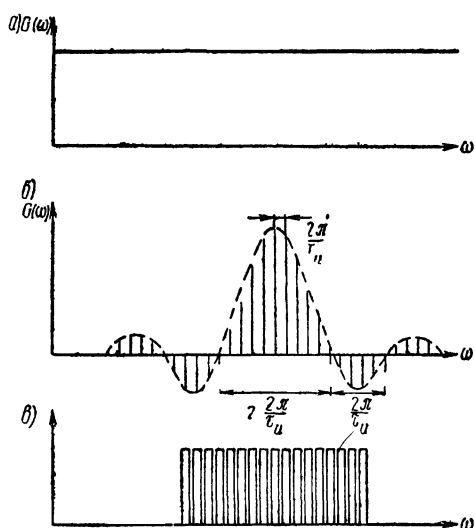


Рис. 180. Энергетический спектр сигнала и шумов

временное положение относительно зондирующего импульса, несущая частота и фаза заполнения импульсного сигнала. Поэтому для селекции могут быть использованы схемы, выделяющие сигнал по одному или нескольким из этих параметров.

В качестве параметров селектирования в канале УПЧ до детектора обычно используются несущая частота и фаза высокочастотных колебаний. В видеоканале используются остальные параметры.

Частотная селекция импульсных сигналов основана на частотной зависимости тракта УПЧ приемника. Однако защиту приемника в этом случае можно обеспечить только от тех помех, спектр которых не перекрывается спектром сигнала.

Если спектры сигнала и помехи перекрываются, то необходимо иметь фильтр, способный выделять составляющие спектра сигнала и подавлять составляющие спектра помехи.

Помеха флюктуационного характера обладает однородным энергетическим спектром и имеет нормальный закон распределения вероятностей амплитуд частотных составляющих (рис. 180, а).

Спектр бесконечной последовательности импульсного сигнала дискретен и содержит составляющие, частоты которых кратны частоте следования импульсов  $\frac{1}{T_n}$ , а огибающая спектра изменяется по закону  $\frac{\sin x}{x}$  (рис. 180, б).

Сопоставляя рис. 180,а и 180,б, видно, что сигнал лучше всего будет выделен таким фильтром, частотная характеристика которого  $F_{\Phi}(\omega)$  является комплексно сопряженной величиной энергетического спектра  $W_c(\omega)$  принимаемого сигнала  $f_c(t)$ :

$$W_c(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} f_c(t) \exp(-j\omega t) dt;$$

$$F_{\Phi}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} f_c(t) \exp(j\omega t) dt.$$

На выходе этого фильтра окажутся все составляющие спектра и только те составляющие помехи, которые совпадают с частотой спектра сигнала.

Оптимальный фильтр для выделения из однородной помехи сигнала, представляющего собой бесконечную последовательность импульсов, напоминает гребень (рис. 180,в). Зубцы этого гребня образуют набор единичных фильтров, настроенных на каждую из частот спектра сигнала. Поэтому такой фильтр называется гребенчатым.

Практически, при работе РЛС импульсы отраженных сигналов поступают не непрерывно, а их количество ограничивается количеством отраженных импульсов в пачке. Если, например, за время радиолокационного обзора  $T_0$  было принято  $N$  одинаковых импульсов с амплитудой  $U$ , длительностью  $\tau_n$  и периодом следования  $T_n$ , то энергетический спектр такой последовательности импульсов, считая функцию  $f_c(t)$ , определяющую импульсы за время  $T_0$ , четной, будет

$$\begin{aligned} W_c(\omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-T_0}^{+T_0} f_c(t) \exp(-j\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{T_0} f_c(t) \cos \omega t dt = \\ &= \frac{U\tau_n}{2\pi} \frac{\sin \frac{\omega \tau_n}{2}}{\frac{\omega \tau_n}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{N\omega T_n}{2}}{\sin \frac{\omega T_n}{2}}. \end{aligned}$$

Откуда получаем следующее выражение для нормированной функции спектральной плотности сигнала:

$$W_{c,n}(\omega) = \frac{W_c(\omega)}{U\tau_n} = \frac{\sin \frac{\omega \tau_n}{2}}{\frac{\omega \tau_n}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{N\omega T_n}{2}}{\sin \frac{\omega T_n}{2}}. \quad (99)$$

На рис. 181 представлен спектр ограниченной последовательности импульсов с параметрами  $N = 19$ ,  $\tau_n = 1$ ,  $T_n = 3\tau_n$ , построенный на основании выражения (99).



Из рис. 181 видно, что в этом случае энергия импульсов в спектре стремится сконцентрироваться около тех частот, где для бесконечной последовательности импульсов находились бы частоты, кратные  $\frac{1}{T_n}$ . Причем, с увеличением количества  $N$  импульсов эта тенденция приближается все больше и больше к случаю, когда  $N \rightarrow \infty$ . Поэтому при конечном количестве импульсов оптимальный фильтр тоже будет гребенчатым с полосой пропускания его элементарных фильтров, зависящей от количества  $N$  импульсов. Чем больше  $N$ , тем более узкой должна быть эта полоса; так как энергия спектра при больших  $N$  плотнее концентрируется около частот, кратных  $\frac{1}{T_n}$ .

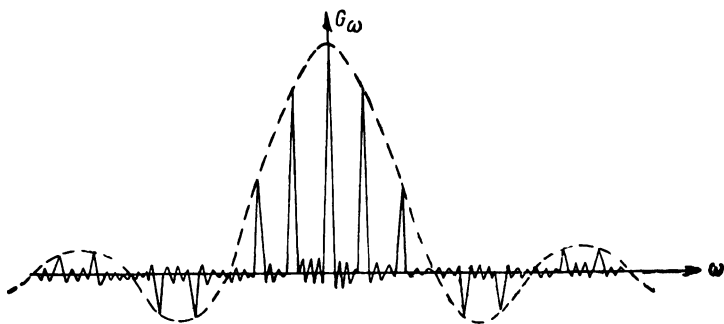


Рис. 181. Спектр ограниченной последовательности импульсов

Полоса пропускания элементарного фильтра, т. е. каждого «зуба» гребенки, выбирается из условия

$$\Delta f_3 \approx \frac{1}{NT_n}.$$

Число «зубьев», т. е. узкополосных элементарных фильтров, должно быть равно

$$n_3 = \frac{2T_n}{\tau_n}.$$

Суммарная полоса пропускания всего гребенчатого фильтра будет

$$\Delta f_\Phi = \Delta f_3 n_3 = \frac{2}{N\tau_n}.$$

Степень подавления помех гребенчатым фильтром можно определить следующим образом. При прохождении сигнала через гребенчатый фильтр его мощность остается почти без изменений. Мощность помехи на выходе фильтра уменьшается, так как суммарная полоса пропускания фильтра  $\Delta f_\Phi$  оказывается

значительно меньше полосы пропускания  $\Delta f = \frac{1}{\tau_n}$ . Тогда отношение мощности помехи на входе гребенчатого фильтра  $P_{п.вх}$  к мощности помехи на выходе фильтра  $P_{п.вых}$  будет равно

$$\frac{P_{п.вх}}{P_{п.вых}} = \frac{\Delta f}{\Delta f_{\phi}} = \frac{N}{2}.$$

Отсюда отношение мощности сигнала и мощности помехи на выходе гребенчатого фильтра увеличивается в  $N/2$  раз.

Технически гребенчатые фильтры могут быть выполнены в виде набора узкополосных фильтров, в виде четырехполосника

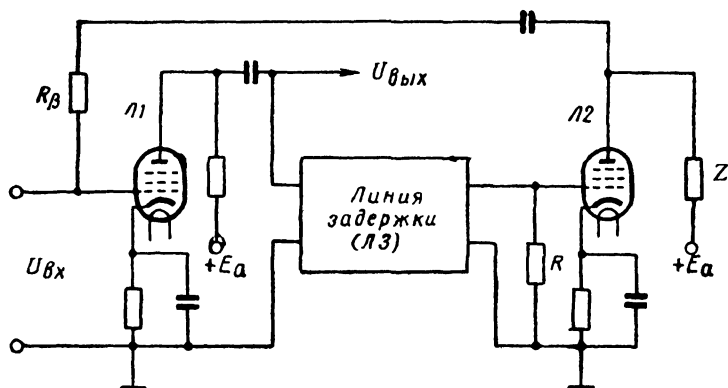


Рис. 182. Схема усилителя с положительной обратной связью

с положительной или отрицательной обратной связью, в виде синхронного линейного накопителя. Практический интерес представляют только три последних типа гребенчатых фильтров, так как фильтр в виде набора узкополосных фильтров оказывается очень громоздким и практического применения не находит. Примером четырехполосника с положительной обратной связью является схема усилителя, изображенная на рис. 182.

Амплитудно-частотная характеристика этого усилителя близка к характеристике гребенчатого фильтра.

Нагрузкой анодной цепи лампы Л1 является линия задержки (ЛЗ) на время  $T_z$ , равное периоду следования импульсов:  $T_z = T_n$ .

В целях согласования линия нагружена на сопротивление  $R_r$ , равное волновому сопротивлению линии  $R = r_l$ . Каскад на лампе Л2 усиливает колебания, снимаемые с выхода ЛЗ.

Сопротивление нагрузки  $Z$  в цепи анода лампы Л2 может быть резонансным или апериодическим, в зависимости от характера усиливаемых колебаний. С анодной нагрузки  $Z$  напряжение обратной связи снимается на вход первого каскада Л1. Степень обратной связи регулируется резистором  $R_\beta$ . Выходное на-

пряжение усиливаемых сигналов снимается с анодной нагрузки лампы Л1.

В момент подачи на вход импульса  $U_1$  напряжение на сетке лампы Л1 также будет равно  $U_{g1} = U_1$ .

В момент подачи на вход импульса  $U_2$  напряжение на сетке окажется равным

$$U_{g2} = U_2 + U_1' = U_2 + K_0 U_1,$$

где  $K_0 = K_y K_\lambda$ ;

$K_y$  — коэффициент передачи усилительного устройства;

$K_\lambda$  — коэффициент передачи линии задержки.

В момент поступления на вход импульса  $U_3$  напряжение на сетке лампы Л1 достигнет величины

$$U_{g3} = U_3 + U_2' + U_1' = U_3 + K_0 U_2 + K_0^2 U_1. \quad (100)$$

Полагая, что  $K_0 = e^{-\alpha T_n}$ , и, разлагая выражение (100) в степенной ряд, имеем

$$K_0 = \left[ 1 - \alpha T_n + \frac{(\alpha T_n)^2}{2!} - \frac{(\alpha T_n)^3}{3!} + \dots \right],$$

где  $\alpha$  — коэффициент затухания.

Допуская, что параметр  $\alpha T_n$ , характеризующий накопительные свойства схемы, имеет малую величину, получим

$$K_0 = 1 - \alpha T_n.$$

Таким образом, при  $K_0 \rightarrow \infty$  схема усилителя по своим свойствам близка к линейному накопителю. Эффективность рассмотренной схемы будет тем выше, чем ближе к единице коэффициент  $K_0$ .

Однако при  $K_0 = 1$  наступает самовозбуждение усилительной схемы. Поэтому коэффициенты  $K_y$  и  $K_\lambda$  должны быть стабилизированы.

#### § 44. МЕТОДЫ НАКОПЛЕНИЯ СИГНАЛОВ

Для обнаружения слабых сигналов, когда отношение сигнал/помеха меньше единицы, применяются специальные методы приема, в том числе и метод накопления. Этот метод использует свойство периодичности сигнала, которым он отличается от помехи.

Идея метода заключается в том, что периодически повторяемый передаваемый сигнал накапливается или запоминается в приемном устройстве.

В качестве накоплений в радиолокации используются электроннолучевые трубки с послесвечением, трубки с накоплением

заряда, линии задержки, а также инерционные свойства зрения человека.

В результате накопления увеличение энергии сигнала происходит пропорционально  $m^2$ , а увеличение энергии помехи — пропорционально  $m$ . В результате превышение сигнала над помехой на выходе накопителя растет пропорционально  $m$  ( $m$  — число циклов повторения).

Принцип действия метода накопления можно показать с помощью схемы на рис. 183.

Напряжение с выхода приемника подается в синхронный коммутатор, который делит период повторения  $T_n$  импульсов на  $n$  элементарных временных интервалов длительностью  $\frac{T_n}{n}$  каждый.

Пока объект находится в интервале расстояний  $D_1 — D_2$ , принятые отраженные импульсы будут попадать в один и тот же накопитель (в данном примере — в 4).

Такая схема накопления позволяет выделять слабые сигналы и определять их временное положение, т. е. расстояние до объекта. Эффективность работы схемы увеличивается с увеличением количества накопителей. В связи с необходимостью строгой синхронизации работы передающего и приемного устройств данный метод накопления называется синхронным.

Требуемое число импульсов, необходимых для обнаружения объекта с заданной вероятностью  $P$ , можно определить из следующего неравенства:

$$N_n < \frac{P_n}{P_c} \cdot \frac{1}{1-P}, \quad (101)$$

где  $P_n$  — средняя мощность помехи;

$P_c$  — средняя мощность сигнала;

$P$  — заданная вероятность обнаружения сигнала.

Неравенство (101) определяет максимальное число интегрирующих импульсов. Минимальное число импульсов определяется из следующего выражения для заданной вероятности:

$$P = \Phi \left( \frac{U_c}{U_n} \sqrt{N_n} \right),$$

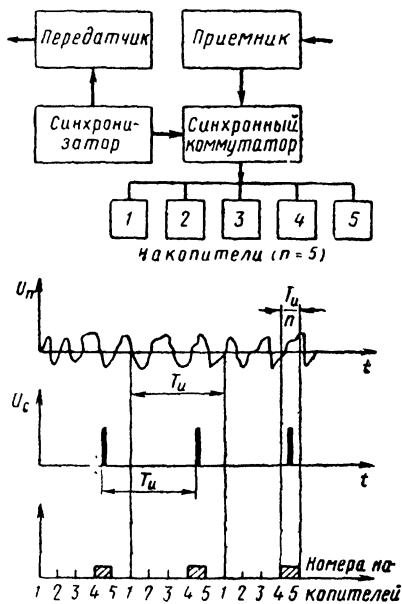


Рис. 183. Схема метода накопления

где  $\Phi(Z)$  — интеграл вероятности;

$U_n$  — среднее квадратическое значение напряжения помехи;

$U_c$  — напряжение сигнала.

Так как значения интеграла  $\Phi(Z)$  табулированы, то, зная отношение  $\frac{U_c}{U_n}$  и задаваясь значением  $P$ , можно найти  $N_{и(мин)}$ .

## § 45. ВРЕМЕННАЯ СЕЛЕКЦИЯ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Временная селекция импульсных сигналов осуществляется линейными системами с переменными параметрами. Различают временную селекцию по частоте повторения и по длительности

импульсов. Селекция по частоте повторения используется для борьбы с несинхронными импульсными помехами. Для этой цели могут использоваться линии задержки, колебательные контуры, схемы электронной задержки импульсов и пр. Примером может служить схема селектора, представленная на рис. 184. Она содержит амплитудный селектор  $Л1$ , линию задержки, замкнутую на конце, и согласующее сопротивление

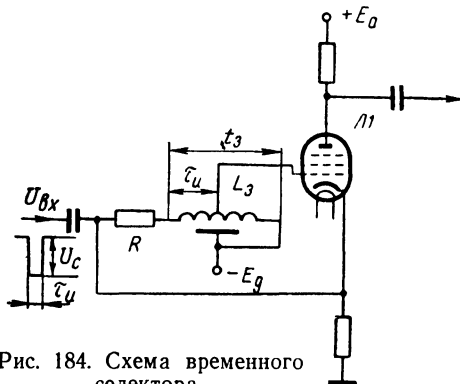


Рис. 184. Схема временного селектора

ние  $R$ , равное волновому сопротивлению линии  $r_d$ .

На вход селектора поступают импульсы отрицательной полярности, имеющие амплитуду  $U_c$ , длительность  $\tau_n$  и период следования  $T_n$ . Время задержки линии взято равным  $t_z = \frac{T_n + \tau_n}{2}$ .

Линия имеет отвод к сетке лампы с задержкой от начала линий, равной длительности импульса  $\tau_n$ . Первый из импульсов, пройдя линию задержки и отразившись от ее короткозамкнутого конца, поступает на сетку лампы  $Л1$  через интервал времени, равный

$$t = 2t_z - \tau_n = (T_n + \tau_n) - \tau_n = T_n,$$

имея положительную полярность.

Одновременно на катод лампы поступает следующий импульс отрицательной полярности, который откроет лампу при условии, что напряжение смещения на сетке будет в пределах  $U_c < E_g < 2U_c$ .

При поступлении на вход селекторной лампы импульсов с периодом следования  $T_n \neq 2t_z - \tau_n$  селектор не пропустит такие импульсы.

В приемниках судовых навигационных РЛС широкое применение находит селекция импульсов по длительности. Причем, наибольшее распространение получила схема, выделяющая импульсы, длительность которых не превышает заданного значения  $\tau_0$ . К селектору данного типа относится схема с малой постоянной времени (МПВ), содержащая  $RC$  цепочку, включаемую между выходом детекторного каскада и видеоусилителем приемника (рис. 185,а).

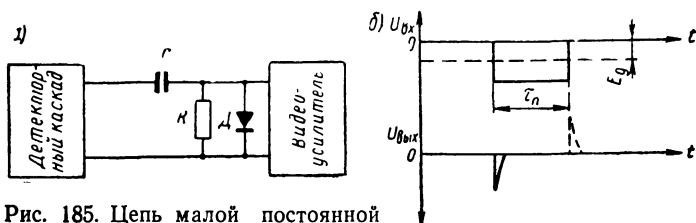


Рис. 185. Цепь малой постоянной времени (МПВ)

Постоянная времени цепочки выбирается примерно равной длительности импульсов  $RC \approx \tau_n$ . Тогда при возникновении импульсной помехи, имеющей большую длительность  $\tau_n$  и значительную амплитуду, в результате дифференцирования на входе видеоусилителя возникают два остrokонечных импульса отрицательной и положительной полярности, соответствующие переднему и заднему фронтам импульса помехи (рис. 185,б). В промежутке между этими остrokонечными импульсами запирающее напряжение импульсной помехи будет отсутствовать, и поэтому сигнал проходит через усилитель. Для устранения на экране трубки тени, которая может быть вызвана остrokонечными импульсами положительной полярности, параллельно резистору цепи МПВ включается диод  $D$ , ограничивающий импульсы положительной полярности.

#### § 46. СТАТИСТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ПРИЕМА РАДИОСИГНАЛОВ

Хотя зондирующие импульсы, излучаемые передающим устройством РЛС, являются периодическими и носят регулярный характер, отраженные сигналы на входе приемника подвержены значительным нерегулярным флуктуациям из-за изменения эффективной поверхности рассеяния при движении объектов, неоднородности атмосферы на пути распространения радиоволн, влияния помех, шумов магнетрона и пр.

По этой причине принимаемые сигналы можно рассматривать как случайный процесс и характеризовать вероятностными характеристиками, или параметрами, сигнала. Такими характеристиками являются спектральная плотность мощности и корреляционная функция сигнала.

Если приемник выполнен таким образом, что измеряет один из вероятностных параметров сигнала, то по полученным данным можно иметь необходимую информацию об объекте радиолокации.

Методы приема сигналов, основанные на анализе вероятностных характеристик сигнала, называются статистическими.

Использование спектральной плотности мощности для выделения слабых сигналов из помех создает значительные трудности при проектировании радиоприемных устройств, поэтому более распространенным является корреляционный метод приема, основанный на измерении функции корреляции напряжения сигнала и помехи.

Функцией автокорреляции, или автокорреляционной функцией,  $B_{11}(\tau)$ , случайной или периодической величины  $f_1(t)$  называется средняя величина по времени от произведения  $f_1(t)f_1(t+\tau)$ , т. е.

$$B_{11}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} f_1(t) f_1(t + \tau) dt. \quad (102)$$

Функция автокорреляции характеризует степень зависимости между двумя значениями функции  $f_1(t)$ , разделенными интервалом времени  $\tau$ . Чем больше величина  $B_{11}(\tau)$ , тем сильнее эта связь. Наоборот, при  $B_{11}(\tau) = 0$  значения  $f_1(t)$  и  $f_1(t+\tau)$  статистически независимы.

Функцией взаимной корреляции, или взаимно корреляционной функцией,  $B_{12}(\tau)$  двух величин  $f_1(t)$  и  $f_2(t)$  называется среднее по времени от произведения  $f_1(t)f_2(t+\tau)$ .

$$B_{12}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} f_1(t) f_2(t + \tau) dt. \quad (103)$$

Взаимно корреляционная функция характеризует степень статистической связи между временными функциями  $f_1(t)$  и  $f_2(t)$ , и, если  $f_1(t)$  и  $f_2(t)$  независимы, функция  $B_{12}(\tau) = 0$ .

Если напряжение на входе приемника  $f_1(t)$  является суммой синусоидального сигнала и флюктуационной помехи,

$$f_1(t) = U_c(t) + U_{ш}(t) = U_c \sin(\omega_c t + \varphi_c) + U_{ш}(t).$$

В соответствии с выражением (102) функция автокорреляции случайной величины  $f_1(t)$  будет

$$B_{11}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [U_c(t) + U_{ш}(t)] \cdot [U_c(t + \tau) + U_{ш}(t + \tau)] dt = B_c(\tau) + B_{ш}(\tau) + B_{с.ш}(\tau) + B_{ш.с}(\tau). \quad (104)$$

$$\begin{aligned}
 \text{Здесь } B_c(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T U_c(t) U_c(t + \tau) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \times \\
 &\times \int_{-T}^T U_c^2 \sin(\omega_c t + \varphi_c) \sin(\omega_c t + \omega_c \tau + \varphi_c) dt = \\
 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \frac{U_c^2}{2} [\cos \omega_c \tau - \cos(2\omega_c t + \omega_c \tau + \varphi_c)] dt = \\
 &= \frac{U_c^2}{2} \cos \omega_c \tau; \tag{105}
 \end{aligned}$$

$$B_{\text{ш}}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T U_{\text{ш}}(t) U_{\text{ш}}(t + \tau) dt; \tag{106}$$

$$B_{c, \text{ш}}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T U_c(t) U_{\text{ш}}(t + \tau) dt; \tag{107}$$

$$B_{\text{ш}, c}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T U_{\text{ш}}(t) U_c(t + \tau) dt. \tag{108}$$

Функция автокорреляции синусоидального сигнала  $B_c(\tau)$  является периодической, т. е. изменяется с тем же периодом и не зависит от начальной фазы  $\varphi_c$ . Функция автокорреляции шума  $B_{\text{ш}}(\tau)$  — непериодическая и убывает с возрастанием времени или интервала корреляции  $\tau$ . Функции взаимной корреляции  $B_{c, \text{ш}}(\tau)$  и

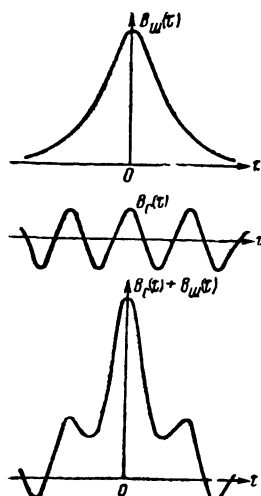


Рис. 186

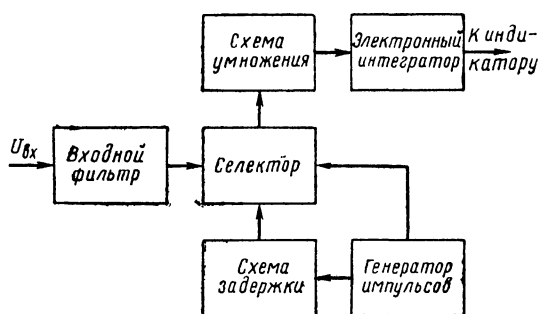


Рис. 187. Блок-схема автокорреляционного приемника

$B_{\text{ш}, c}(\tau)$  равны нулю, так как функции сигнала  $U_c(t)$  и шума  $U_{\text{ш}}(t)$  независимы. Вид функций  $B_c(\tau)$  и  $B_{\text{ш}}(\tau)$  показан на рис. 186.



Различие в поведении этих функций позволяет обнаруживать периодический сигнал, замаскированный шумами, и осуществлять тем самым корреляционный прием. В состав корреляционного приемника должен входить специальный прибор — коррелятор, который согласно выражениям (102) и (103) должен производить следующие операции: задерживать действительный процесс на время корреляции  $\tau$ ; перемножать напряжения соответствующих функций  $U_c(t)$  и  $U_{ш}(t)$  для значений времени, сдвинутых относительно друг друга на интервал корреляции  $\tau$ ; интегрировать результат умножения в пределах выбранного промежутка времени  $T_u$ . Для выбора оптимального интервала корреляции  $\tau$  коррелятор должен допускать регулировку времени задержки  $\tau$  между перемножаемыми величинами.

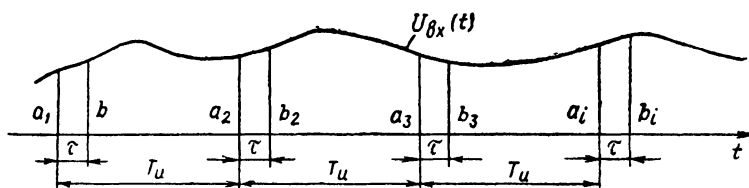


Рис. 188. Форма огибающей входного сигнала

Блок-схема автокорреляционного приемника показана на рис. 187. Входной сигнал  $U_{вх}(t)$ , представляющий собой смесь полезного сигнала  $U_c(t)$  и шумовой помехи  $U_{ш}(t)$ , является случайной величиной и имеет огибающую, например, изображенную на рис. 188.

Генератор импульсов вырабатывает последовательность кратковременных импульсных колебаний с периодом следования  $T_u$ , выбранным в качестве интервала интегрирования.

Схема задержки сдвигает одну последовательность импульсов на время  $\tau$  по отношению к другой, подаваемой непосредственно на селектирующее устройство. В нем происходит выделение дискретных значений  $a_i, b_i$  функции  $U_{вх}(t)$ , любая пара которых разделена интервалом времени  $\tau$ , как показано на рис. 188.

Функция корреляции вычисляется приближенно путем усреднения большого числа произведений измеренных пар  $a_i, b_i$  значений функции  $U_{вх}(t)$ :

$$B_{11}(\tau) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n a_i b_i(\tau), \quad (109)$$

где  $n$  — большое число;

$b_i(\tau)$  — означает, что величина  $b_i$  функции  $U_{вх}(t)$  взята со сдвигом  $\tau$  после измерения величины  $a_i$ .

Селектирующее устройство предназначено для получения и запоминания значения  $a_i$ , а по истечении интервала времени  $\tau$  — значения  $b_i$ . Далее в блоке умножения значения  $a_i$  и  $b_i$  перемножаются, произведение запоминается и соответствующие значения  $a_i$  и  $b_i$  в селектирующем устройстве сбрасываются.

Процесс селекции и умножения повторяется многократно и каждый раз добавляется в интегрирующем устройстве к сумме произведений, полученных ранее. На выходе интегратора получается значение автокорреляционной функции при данном аргументе  $\tau$ . Для определения автокорреляционной функции при другом аргументе  $\tau_1$  изменяется время задержки между последовательностями импульсов до значения  $\tau_1$ .

Теоретически корреляционный прием допускает обнаружение при любом отношении сигнал/помеха. Однако для этого необходимо было бы иметь бесконечно большое время наблюдения  $T$ .

Так как практически время  $T$  всегда ограничено, то коррелятор определяет кратковременную (текущую) функцию автокорреляции:

$$B_{11}(\tau)_T = \frac{1}{T} \int_0^T f_1(t) f_1(t + \tau) dt. \quad (110)$$

При этом выражение (104) примет вид

$$B_{11}(\tau)_T = B_c(\tau)_T + B_{ш}(\tau)_T + B_{с.ш}(\tau)_T + B_{ш.с}(\tau)_T, \quad (111)$$

где  $B_c(\tau)_T$  и  $B_{ш}(\tau)_T$  — кратковременные функции автокорреляции сигнала и шумовой помехи;

$B_{с.ш}(\tau)_T$  и  $B_{ш.с}(\tau)_T$  — кратковременные функции взаимной корреляции сигнала и помехи, которые в данном случае не равны нулю.

При  $T \rightarrow \infty$  функция  $B_{11}(\tau)_T \rightarrow B_{11}(\tau)$ , и выражение (111) переходит в выражение (104), содержащее два слагаемых, равных нулю.

В случае непрерывного сигнала, с ростом интервала корреляции  $\tau$ , уменьшаются три последних слагаемых в выражении (111). Следовательно, целесообразно выбирать значение  $\tau$  большей величины. Однако при работе в импульсном режиме выбор значения  $\tau$  ограничивается длительностью импульса  $\tau_n$ . Полезный сигнал на выходе корреляционного приемника может быть получен лишь при  $\tau < \tau_n$ . Некоторый выигрыш в обнаружении импульсных сигналов дает корреляционный приемник, определяющий не автокорреляционную функцию, а функцию взаимной корреляции между входным сигналом  $U_{вх}(t)$  и напряжени-

ем местного гетеродина  $U_r(t)$ . Блок-схема такого приемника показана на рис. 189.

Кратковременная функция взаимной корреляции  $B_{12}(\tau)_T$  вычисляется для входного напряжения

$$f_1(t) = U_c(t) + U_{\text{ш}}(t) = U_c \sin(\omega_c t + \varphi_c) + U_{\text{ш}}(t)$$

и напряжения местного гетеродина

$$f_2(t) = U_r(t) = U_r \sin(\omega_r t + \varphi_r),$$

причем частота гетеродина выбирается равной частоте сигнала  $\omega_r = \omega_c$

Согласно выражению (103) функция

$$\begin{aligned} B_{12}(\tau)_T &= \frac{1}{T} \int_0^T [U_c(t) + U_{\text{ш}}(t)] U_r(t + \tau) dt = \\ &= B_{c,r}(\tau)_T + B_{\text{ш},r}(\tau)_T, \end{aligned} \quad (112)$$

где  $B_{c,r}(\tau)_T = \frac{1}{T} \int_0^T U_c(t) U_r(t + \tau) dt$  — кратковременная функция

взаимной корреляции сигнала с напряжением гетеродина;

$B_{\text{ш},r}(\tau)_T = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{ш}}(t) U_r(t + \tau) dt$  — кратковременная функция

взаимной корреляции помехи и гетеродина.

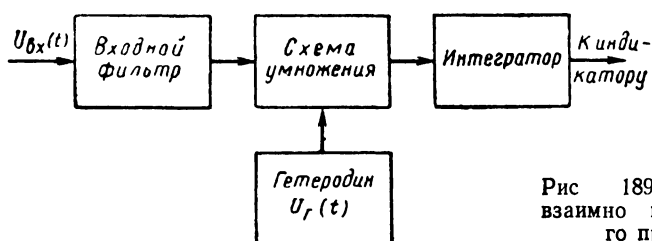


Рис. 189 Блок-схема взаимно корреляционного приемника

Сравнивая между собой выражение (111) и (112), видим, что при взаимно корреляционном методе приема отсутствует автокорреляционная функция помехи  $B_{\text{ш}}(\tau)_T$ , полезный сигнал представляется функцией  $B_{c,r}(\tau)_T$ , а помеха — функцией  $B_{\text{ш},r}(\tau)_T$ .

Уменьшение числа «шумовых» членов с трех в выражении (111) до одного в формуле (112) свидетельствует о понижении

уровня шумов на выходе взаимно корреляционного приемника по сравнению с автокорреляционным приемником.

Улучшение отношения сигнал/помеха, даваемого взаимно корреляционным приемником, по сравнению с автокорреляционным приемником иллюстрируется графиками, показанными на рис. 190. Эти графики подтверждают преимущества приемника, использующего местный гетеродин и определяющего функцию взаимной корреляции.

#### § 47. ОБНАРУЖЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Обнаружением радиолокационных сигналов называется процесс принятия решения о наличии или отсутствии сигналов, если прием происходит при значительных помехах.

При обнаружении радиолокационных сигналов возникают следующие ситуации: при условии, что сигнал фактически есть, решение о наличии сигнала является правильным обнаружением, а решение об отсутствии сигнала — пропуском объекта или цели; если сигнала фактически нет, то решение, что сигнал отсутствует, является правильным необнаружением, а решение о наличии сигнала — ложной тревогой.

Таким образом, пропуск сигнала и ложная тревога являются ошибочными решениями при обнаружении. Результаты обнаружения радиолокационных сигналов на фоне шумов носят вероятностный характер. Поэтому возможность возникновения тех или иных ситуаций характеризуют вероятностями правильных и ошибочных решений. В соответствии с этим различают:

- вероятность правильного обнаружения  $W_{п.о}$ ;
- вероятность правильного необнаружения  $W_{п.н}$ ;
- вероятность пропуска сигнала  $W_{пр}$ ;
- вероятность ложной тревоги  $W_{л.т}$ .

Поскольку правильное обнаружение и пропуск сигнала при наличии сигнала образуют полную группу несовместных событий, то сумма вероятностей этих событий равна единице:  $W_{п.о} + W_{пр} = 1$ .

Аналогично правильное необнаружение при отсутствии сигнала и ложная тревога составляют полную группу несовместных событий, тогда  $W_{п.н} + W_{л.т} = 1$ .

Среди перечисленных вероятностей независимыми являются только две величины. Обычно в качестве этих двух независи-

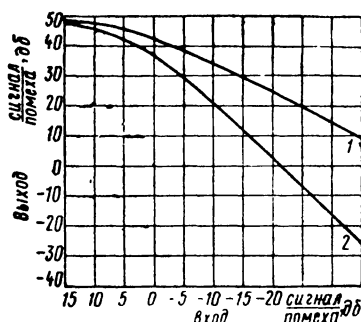


Рис. 190. График улучшения отношения сигнал/помеха: 1 — взаимно корреляционным приемником, 2 — автокорреляционным приемником

мых вероятностей, используемых для оценки РЛС при обнаружении сигналов, выбираются  $W_{п.о}$  и  $W_{л.т}$ .

В общем случае при приеме сигналов и воздействии шумов результирующий сигнал  $U(t)$  является суммой полезного сигнала  $U_c(t)$  и помехи  $U_{ш}(t)$ , который можно представить следующим образом:

$$U(t) = U_c(t) + U_{ш}(t).$$

Из-за влияния шума выходной сигнал будет являться случайной величиной. Если полезный сигнал не флюктуирует и помеха подчинена нормальному закону, распределение амплитуд смеси «сигнал + помеха» на выходе линейной части приемника подчиняется обобщенному закону Релея. Тогда плотность распределения вероятностей огибающей сигнала плюс шум выражается

$$f(U) = \frac{U}{\delta_{ш}^2} \exp\left(-\frac{U^2 + U_c^2}{2\delta_{ш}^2}\right) I_0\left(\frac{U_c U}{\delta_{ш}^2}\right), \quad (113)$$

где  $\delta_{ш}$  — среднеквадратическое, или эффективное, значение шума;

$\delta^2$  — дисперсия шума, равная мощности шума, выделяемой на сопротивлении в 1 ом;

$I_0$  — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка от аргумента  $\frac{U_c U}{\delta_{ш}^2}$ .

Если полезный сигнал отсутствует, т. е.  $U_c = 0$ , а  $I_0\left(\frac{U_c U}{\delta_{ш}^2}\right) = 1$ ,

тогда

$$f(U) = \frac{U}{\delta_{ш}^2} \exp\left(-\frac{U^2}{2\delta_{ш}^2}\right).$$

Полученное выражение является релейевским законом распределения.

При

$$\frac{U_c}{\delta} \gg 1,$$

$$I_0\left(\frac{U U_c}{\delta_{ш}^2}\right) \simeq \frac{\delta}{\sqrt{2\pi U U_c}} \exp\left(\frac{U U_c}{\delta_{ш}^2}\right),$$

поэтому

$$f(U) \simeq \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta}} \exp\left[-\frac{(U - U_c)^2}{2\delta_{ш}^2}\right],$$

т. е. является нормальным законом распределения.

На рис. 191 представлены графики плотности распределения по обобщенному закону Релея для различных значений отношения сигнал/шум  $\frac{U_c}{\delta_{ш}}$ , включая случай, когда  $\frac{U_c}{\delta_{ш}} = 0$ .

Из этих графиков видно, что при увеличении отношения сигнал/шум плотность распределения огибающей смеси «сигнал + шум» от чисто релеевого переходит к чисто нормальному распределению.

Выделение полезных сигналов из помех, принятие решения о наличии или отсутствии объекта в наблюдаемой области и определение координат называется обработкой радиолокационных сигналов.

Источником сигналов для производства обработки является напряжение, снимаемое с выхода приемного устройства РЛС.

Обработка осуществляется в течение одной или нескольких смежных разверток по дальности, поэтому в случае индикатора кругового обзора под обработкой можно понимать обработку за один обзор.

Устройство, осуществляющее обнаружение сигналов, относится к классу решающих устройств. В простейшем случае решающее устройство представляет собой ограничитель, на вход которого подается выходной сигнал приемника  $U(t)$  и пороговое напряжение  $U_0$ .

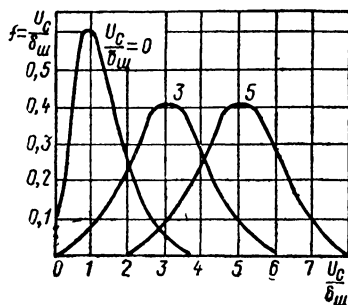


Рис. 191. Графики плотности распределения вероятностей по обобщенному закону Релея

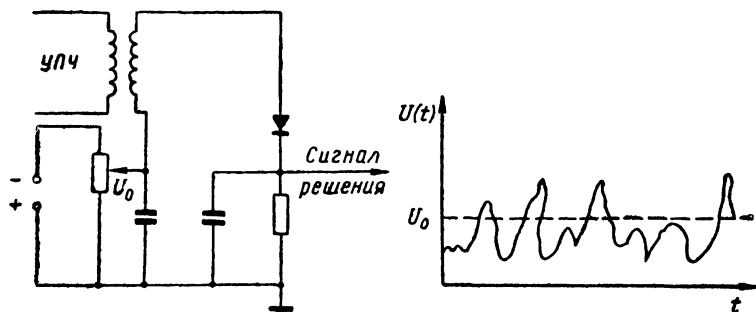


Рис. 192. Устройство обнаружения сигналов

Условимся считать, что если выброс напряжения смеси «сигнал + помеха»  $U(t)$  превышает некоторый уровень  $U_0$ , то сигнал есть. Наоборот, когда выброс напряжения смеси  $U(t)$  меньше уровня ограничения  $U_0$ , то сигнала нет (рис. 192).

Поскольку шумы являются процессом случайным, то не исключено, что некоторые всплески шумового напряжения могут превысить уровень ограничения  $U_0$  и появится решение о наличии сигнала, хотя в действительности сигнал отсутствует. Этот случай соответствует ложной тревоге.

Могут иметь место также случаи, когда напряжение смеси  $U(t)$  окажется ниже порогового уровня  $U_0$ . Тогда решающее устройство зафиксирует отсутствие сигнала, хотя фактически сигнал имеется. Ошибка такого рода называется пропуском сигнала.

Пользуясь выражением (113) для плотности распределения вероятностей огибающей «сигнал + шум» или ее графиком (см. рис. 191), можно определить вероятности ошибочных решений, т. е.  $W_{л.т}$  и  $W_{п.р}$ .

На рис. 193 представлены плотности вероятности смеси «сигнал + шум»  $f_{с.ш}$  и шума  $f_{ш}$ . Там же показан порог ограничения  $U_0$ . Зная плотности распределения вероятностей  $f(U)$  и задаваясь пороговым значением  $U_0$ , можно найти вероятности правильных и ошибочных решений.

Вероятность ложной тревоги, т. е. вероятность того, что шум превысит уровень ограничения  $U_0$ , вычисляется по формуле

$$W_{л.т} = \int_{U_0}^{\infty} f_{ш}(U) dU.$$

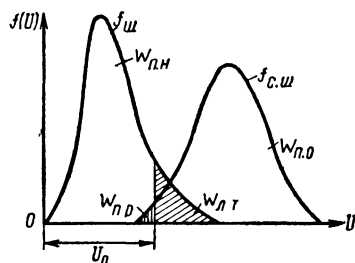


Рис. 193. График плотности распределения вероятностей

Графически вероятность ложной тревоги  $W_{л.т}$  выражается площадью под кривой плотности вероятности шума  $f_{ш}(U)$ , расположенной справа от порога ограничения  $U_0$ .

Вероятность пропуска сигнала  $W_{п.р}$  представляет вероятность того, что смесь «сигнал + шум» не превысит уровень ограничения  $U_0$ . Вероятность  $W_{п.р}$  на графике рис. 193 выражается площадью под кривой  $f_{с.ш}(U)$  на интервале от 0 до  $U_0$ . Эта вероятность определяется по формуле

$$W_{п.р} = \int_0^{U_0} f_{с.ш}(U) dU.$$

Вероятность правильного обнаружения сигнала  $W_{п.о}$ , равная вероятности превышения сигналом вместе с шумом уровня ограничения  $U_0$ , равна

$$W_{п.о} = 1 - W_{п.р} = \int_{U_0}^{\infty} f_{с.ш}(U) dU.$$

Вероятность правильного необнаружения сигнала  $W_{п.н}$ , равная вероятности непревышения шумом уровня ограничения  $U_0$ , находится по формуле

$$W_{п.н} = 1 - W_{л.т} = \int_0^{U_0} f_{ш}(U) dU.$$

Таким образом, наблюдаемость радиолокационных сигналов характеризуется значениями вероятностей ложной тревоги и пропуска сигнала.

Чем эти вероятности меньше, тем наблюдаемость радиолокационных сигналов будет лучше.

Как следует из графика рис. 193, устройство обработки радиолокационной информации должно удовлетворять противоречивым требованиям. Например, если увеличивать уровень ограничения  $U_0$ , то при этом уменьшается вероятность ложной тревоги, но вместе с тем снижается вероятность правильного обнаружения. Наоборот, уменьшение уровня ограничения  $U_0$  увеличивает вероятность обнаружения, но одновременно растет вероятность ложных тревог.

В связи с этим возникает необходимость в выборе определенного критерия оптимального обнаружения.

В радиолокации наиболее широко используются весовой критерий и критерий Неймана—Пирсона.

Весовой критерий полагает, что устройство будет тем лучше, чем больше разность между вероятностью правильного обнаружения и вероятностью ложной тревоги с учетом ее важности (веса) в принятом решении:

$$W_{п.о} - l W_{л.т} = \max,$$

где  $l$  — весовой коэффициент, который выбирается исходя из соображений нежелательности или опасности ложных тревог.

Согласно критерию Неймана—Пирсона наилучшим считается устройство обнаружения, которое дает максимум вероятности правильного обнаружения при заданной величине вероятности ложной тревоги:

$$W_{п.о} = \max \text{ при } W_{л.т} \leq W_{л.т}(\text{доп}).$$

Основным показателем, определяющим значения вероятностных характеристик при обнаружении, является отношение сигнал/шум по энергии

$$q_0 = \frac{2E_c}{G},$$

где  $E_c$  — энергия входного сигнала приемника, равная

$$E_c = \int_0^{\tau_n} U_c^2(t) dt,$$

здесь  $U_c(t)$  — мгновенное значение напряжения сигнала на входе приемника;

$G$  — спектральная плотность мощности шума, имеющая размерность энергии  $G = \frac{P_{ш}}{\Delta f_{ш}}$  (мощность шума  $P_{ш}$  в полосе  $\Delta f_{ш}$ ).



С увеличением  $q_0$  увеличивается вероятность правильного обнаружения и вероятность правильного необнаружения, уменьшаются вероятности ошибок, т. е. вероятность ложной тревоги и вероятность пропуска сигнала.

Количественная оценка качества работы оптимального приемника производится с помощью так называемых рабочих характеристик приемника. Рабочая характеристика приемника (рис. 194) представляет собой графическую зависимость вероятности  $W_{п.о}$  правильного обнаружения от вероятности  $W_{л.т}$  ложной тревоги при заданном значении отношения сигнал/шум,  $q_0$ , т. е.

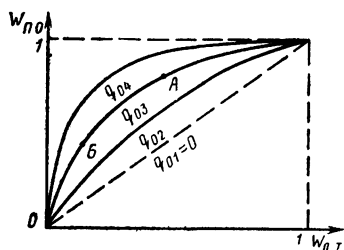


Рис. 194 Рабочая характеристика приемника

$$W_{п.о} = \psi(W_{л.т}) \text{ при } q_0 = \text{const.}$$

Чем больше отношение сигнал/шум  $g_0$ , тем выше лежит соответствующая кривая рабочей характеристики приемника. Таким образом,  $q_{01} < q_{02} < q_{03}$  и т. д.

При заданном отношении  $q_0$  переход из одной точки данной кривой рабочей характеристики в другую осуществляется изменением порогового напряжения  $U_0$ . Например, при увеличении  $U_0$  рабочая точка перемещается по характеристике справа налево (из точки  $A$  в  $B$ ).

## Глава VIII. ИНДИКАТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА

### § 48. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ИНДИКАТОРНЫХ УСТРОЙСТВ. ИНДИКАТОР КРУГОВОГО ОБЗОРА

Основным назначением индикатора является фиксация обнаружения объекта в зоне действия РЛС и определение его текущих координат.

Информацию об окружающих объектах несет в себе отраженный от них сигнал. Индикатор служит для преобразования отраженных сигналов в удобную для наблюдателя форму восприятия.

Полученная информация об окружающей обстановке должна быть достоверной и наглядной.

Потребителем информации может быть оператор, вычислительное устройство, моделирующее устройство, устройство автоматического сопровождения по углу и дальности и т. д.

Если в качестве получателя информации является человек, то отраженный сигнал от объекта должен преобразовываться индикатором в форму, способную воздействовать на его органы восприятия (зрение или слух).

На практике широкое применение получили индикаторы зрительного съема информации, когда оператор по наблюдаемым отметкам на экране электроннолучевой трубки судит о наличии объектов в зоне действия РЛС.

Принятые сигналы оконечным устройством удобно преобразовывать в звук в том случае, если они используются в качестве предупреждения или сигнализации. Например, попадание сигналов в заданный опасный сектор обзора РЛС сопровождается звуковыми сигналами.

Входными сигналами для цифровых, аналоговых вычислительных и различных записывающих устройств являются токи и напряжение.

При съеме и обработке информации автоматическими методами с применением вычислительных и специализированных машин роль индикатора кругового обзора (ИКО) не уменьшается, ибо в этом случае он используется штурманом как средство контроля и наблюдения за окружающей обстановкой.

Индикаторы РЛС играют большую роль при регулировании движения судов в портах, самолетов на аэродромах и т. д.

В индикаторах этого назначения может воспроизводиться дополнительная информация в виде условных знаков, табло, цифр.

По своему назначению и по полноте даваемой информации все индикаторы делятся на сигнальные и измерительные.

*Сигнальные индикаторы* применяются для световой или акустической сигнализации о появлении цели в заданной области пространства или для сигнализации о захвате цели синхронно-следящей системой РЛС при автоматическом определении координат цели.

Наибольшее распространение на практике получили *измерительные индикаторы*, которые могут быть выполнены в акустическом или визуальном варианте.

Возможности звуковых индикаторов крайне ограничены. Они могут быть использованы как сигнальные в РЛС непрерывного излучения, по высоте звука которых можно судить о приближении или удалении цели от станции. Наиболее полный объем информации сообщается оператору визуальными индикаторами.

Визуальные измерительные индикаторы могут быть *электро-механическими* или *электроннолучевыми*.

Электромеханическим индикаторам, к которым относятся стрелочные приборы, оптические проекционные устройства, свойственны существенные недостатки:

инерционность, что затрудняет их реакцию на быстроизменяющиеся процессы;  
невозможность работы по нескольким целям;  
значительная мощность управляющих сигналов и ряд других.

В электроннолучевых измерительных индикаторах обнаружение объекта и определение его координат осуществляется по отметкам цели, наблюдаемым оператором на экране ЭЛТ. Индикаторы этого типа имеют ряд важных преимуществ и позволяют получить наиболее полную информацию о цели.

Основными достоинствами индикаторов с ЭЛТ являются:

относительная безынерционность, которая позволяет наблюдать сигналы, поступающие через очень малые промежутки времени. Инерционность действия трубки определяется инерционностью электронного пучка и экрана;

возможность одновременного наблюдения отметки нескольких целей. В индикаторах кругового обзора это дает возможность получать большое количество информации о множестве целей, находящихся в зоне действия РЛС;

возможность одновременного определения двух или нескольких координат цели;

возможность получения дополнительной информации о целях, кроме данных о координатах, на основании взаимного их расположения, формы и количества отметок целей на экране индикатора.

К недостаткам индикаторов этого типа следует отнести необходимость применения высоких напряжений для питания ЭЛТ, недостаточная яркость и контрастность изображения и ряд других.

Несмотря на отмеченные недостатки, электроннолучевые индикаторы в силу ранее отмеченных существенных достоинств нашли самое широкое применение в РЛС различного назначения.

Электроннолучевые индикаторы принято классифицировать по следующим признакам:

1. По типу используемых ЭЛТ. Индикаторы с электростатическими ЭЛТ, у которых электронный луч управляется электрическим полем, и индикаторы с магнитным управлением луча. Первые более экономичны, имеют меньший вес. Преимущество вторых в возможностях получения большего отклонения электронного луча и большей яркости пятна при лучшей фокусировке. В зависимости от назначения индикатора в нем используются ЭЛТ с различным послесвечением (от долей секунд до минут).

2. По назначению РЛС—индикаторы РЛС обнаружения, индикаторы РЛС обзора земной или водной поверхности, индикаторы точного определения координат и др.

3. По методу получения отметки цели — индикаторы с амплитудой и яркостной отметкой. При амплитудной отметке видеосигналы отклоняют электронный пучок перпендикулярно линии развертки, в результате чего на экране ЭЛТ получается всплеск светового пятна. В индикаторах с амплитудной отметкой целесообразно применять ЭЛТ с электростатическим управлением, как более легкие и экономичные.

При яркостной отметке цели видеосигналы увеличивают плотность тока в электронном пучке и тем самым повышают яркость свечения экрана. В индикаторах с яркостной отметкой целесообразно использовать ЭЛТ с магнитным отклонением, обладающие способностью сохранять хорошую фокусировку при большем токе пучка.

4. По числу определяемых координат различают одно-двух- и трехмерные индикаторы. Индикаторы дальности и индикаторы одной угловой координаты являются одномерными. К двумерным относятся индикаторы дальности и угловой координаты, получившие широкое применение в обзорных РЛС, а также индикаторы типа азимут — угол места, т. е. дающие две угловые координаты.

Индикаторы трех координат целей позволяют определять дальность, азимут и угол места цели.

5. По типу применяемой развертки ЭЛТ различают индикаторы с линейной, круговой, радиально-круговой и спиральной разверткой, а также с разверткой в прямоугольных координатах (дальность — азимут, дальность — угол места, азимут — угол места и др.).

Для разверток дальности принята классификация по скорости развертки — равномерная, экспоненциальная, гиперболическая.

В современных радиолокационных системах применяются индикаторные устройства с цветным отображением информации, индикаторные устройства, использующие ЭЛТ с накоплением заряда и с различным послесвечением, знаковые, ИКО с истинным движением и т. д.

В судовых навигационных РЛС широкое применение получили ИКО с радиально-круговой разверткой с истинным и относительным движением.

Судовая навигационная РЛС с ИКО позволяет наглядно представить план окружающей местности в виде радиолокационного изображения. Информация ИКО позволяет определять место судна, осуществлять радиолокационную проводку в стесненных в навигационном отношении условиях при отсутствии визуальной видимости. Не менее важна роль ИКО при использовании навигационной РЛС для предупреждения столкновения судов в море, решения задач расхождения судов и др.

Применение ИКО и их разновидностей в береговых РЛС позволяет осуществлять высокоточную проводку по сложным

фарватерам в условиях отсутствия визуальной видимости. На базе информации ИКО береговой РЛС может осуществляться регулирование движения судов на акватории порта и в прилегающих к нему районах.

Использование ИКО в различных системах позволяет получать наглядную радиолокационную обстановку в заданном районе.

Широкое применение находят ИКО в самолетных панорамных РЛС для решения целого ряда навигационных задач. Регулировка движением самолетов и различной подвижной техники при отсутствии визуальной видимости в аэропорту осуществляется также с помощью РЛС с ИКО.

Двухмерные индикаторы кругового обзора в зависимости от конкретного назначения по принципу отображения информации и схемным решениям значительно отличаются друг от друга.

Развертка ИКО может выполняться в прямоугольной системе координат (растровая) или в полярных координатах.

Растровая развертка создается равномерной горизонтальной линией развертки, которая параллельно себе смещается с частотой повторения зондирующих импульсов.

Радиально-круговая развертка в полярных координатах создается путем перемещения луча ЭЛТ от центра к краю экрана с одновременным вращением его в азимутальной плоскости. За каждый период следования импульса луч из центра ЭЛТ прочерчивает линию развертки дальности и возвращается обратно. Линии развертки дальности начинаются с центра и смещены по азимуту одна относительно другой в соответствии с изменением угла поворота антенны за период следования импульса развертки.

Отраженный от цели сигнал после обработки приемным устройством модулирует луч ЭЛТ и образуется на развертке в виде яркостной метки. Расстояние ее от центра развертки соответствует дальности до объекта, а середина отметки в направлении линий развертки соответствует угловой координате.

Полярные развертки используются в ИКО и в индикаторах секторного обзора (ИСО) в судовых и береговых навигационных РЛС.

ИКО по способу создания вращающего отклоняющего магнитного поля разделяются на индикаторы с вращающейся отклоняющей системой и индикаторы с неподвижной отклоняющей системой.

В первом случае через отклоняющую катушку пропускают ток пилообразной формы, что позволяет получить радиальную развертку. Отклоняющее магнитное поле создается вращением катушки вокруг горловины ЭЛТ синхронно и синфазно с вращением антенны.

Во втором случае вращающееся поле создается двумя неподвижными взаимно перпендикулярными катушками, через ко-

торые пропускают пилообразные токи, модулированные по амплитуде частотой вращения антенны и со сдвигом по фазе огибающей на угол  $\frac{\pi}{2}$ .

#### **§ 49. МЕТОДЫ ПОЛУЧЕНИЯ РАДИАЛЬНО-КРУГОВОЙ РАЗВЕРТКИ СУДОВЫХ РЛС**

Для получения радиально-круговой развертки луч ЭЛТ необходимо отклонить от центра развертки к краю экрана, одновременно вращая его в азимутальной плоскости синхронно с антенной.

В ЭЛТ с магнитным управлением луч от центра к краю экрана отклоняется однородным магнитным полем, возрастающим от нуля до конечной величины по линейному закону. Такое поле можно получить пропуская через отклоняющие катушки (ОК) ток пилообразной формы.

Вращение развертки ИКО синхронно с антенной можно осуществлять путем создания вращающегося магнитного поля.

Широкое применение получили два способа создания вращающегося магнитного поля:

путем вращения отклоняющих катушек вокруг горловины ЭЛТ синхронно с вращением антенны;

с помощью двух неподвижных взаимно перпендикулярных катушек, через которые пропускают пилообразные токи с фазовыми соотношениями, позволяющими создать вращающееся магнитное поле.

Передача вращения антенны к отклоняющим катушкам при первом способе создания вращающегося магнитного поля может осуществляться механическим и электрическим способами.

Механическая связь антенны с катушками эффективна, проста и надежна при непосредственной близости индикатора и антенны. Это условие исключает применение механической связи в судовых навигационных РЛС, так как в силу специфики их использования антенна удалена от индикатора на десятки метров. При этом требуется дистанционная передача вращения антенны на отклоняющую катушку.

Дистанционная электрическая связь может быть осуществлена с помощью синхронно следящей системы.

Широкое распространение в судовых РЛС с вращающейся отклоняющей катушкой получила сельсинная передача вращения. Рассмотрим кратко принципы ее действия.

Ротор сельсина-датчика (СД) жестко механически связан с вращением антенны. Ротор сельсина-приемника (СП) механически связан с отклоняющей катушкой. Статорные обмотки сельсинов соединены электрически.

При вращении антенны вращается ротор СД, что автоматически синхронно поворачивает ротор СП, а следовательно, и отклоняющую катушку.

Рассмотренная электрическая связь из-за наличия некоторого угла рассогласования между роторами СД и СП дает недостаточную точность (порядка  $\pm 2 - 7^\circ$ ) передачи углового положения диаграммы направленности антенны в пространстве.

Общая ошибка передачи угла может быть уменьшена в  $i^2$  раз путем увеличения скорости вращения роторов СД и СП.

Антенна через ускоряющий редуктор с передаточным числом  $i$  связана с ротором СД. Ротор СП через замедляющий редуктор с таким же передаточным числом связан с механизмом вращения отклоняющей катушки.

Повышение точности передачи достигается за счет уменьшения момента нагрузки на оси ротора СП, а также за счет уменьшения понижающим редуктором ошибки углового положения ротора на приемном конце.

Недостатком такого способа сельсинной связи является потеря самосинхронизации, так как схема содержит  $i$  устойчивых положений. Действительно, пусть в нерабочем состоянии азимутальное положение антенны отличалось от направления развертки индикатора на угол больший, чем  $\frac{360^\circ}{i}$ . После включения питания угловое положение антенны может оказаться рассогласованным по отношению к развертке индикатора на угол  $\theta$ :

$$\theta = \frac{360^\circ}{i} n, \quad (114)$$

где  $n = 1, 2, 3, \dots, (i - 1)$ .

При этом момент сельсина-приемника при этих угловых положениях развертки будет равняться нулю.

Для придания схеме свойств самосинфазирования необходимо предусмотреть дополнительную цепь автоматического введения в синфазность. Методы синфазирования вращения антенны и развертки могут быть различными. Рассмотрим для примера одну из схем с контактно-кулачковой системой синфазирования (рис. 195).

Вращение антенны с редукцией 1 : 12 передается на ротор СД. Ось вращения ротора СП через дифференциал и понижающую редукцию 12 : 1 связана с вращением ОК.

Система синфазирования состоит из кулачков контактов антенны  $K1$ , реле  $P$  и кулачка  $K2$  индикатора. Допустим, что в момент включения РЛС вращение антенны и развертка индикатора не синфазированы. Сельсин приемника вращает кулачок  $K2$ , который замыкает свой контакт 1 раз за 12 оборотов сельсина. После замыкания контактной пары реле  $P$  срабатывает и своими контактами 1-2 и 4-5 размыкает цепь синхронной связи между статорными обмотками СД и СП. Одновременно реле своими контактами 2-3 и 5-6 к двум фазам СП подключает резистор  $R$ , тем самым уменьшая время торможения СП. Связь между сельсинами будет разорвана до тех пор, пока антенна,

продолжая вращаться, своим контактом  $K1$  не разомкнет цепь питания реле. С этого момента вращение антенны и развертки будет синхронным и синфазным. В дальнейшем в процессе вращения СП не будет отключаться от СД, так как угол размыкания  $\beta$  контактной пары  $K1$  больше, чем угол замыкания  $\alpha$  контактной пары  $K2$ .

В некоторых судовых РЛС нашла применение схема дистанционной передачи вращения с системой синфазирования на бесконтактных сельсинах как более точная и надежная в сравнении с рассмотренной выше.

Рассмотренный метод получения радиально-круговой развертки имеет свои преимущества и недостатки.

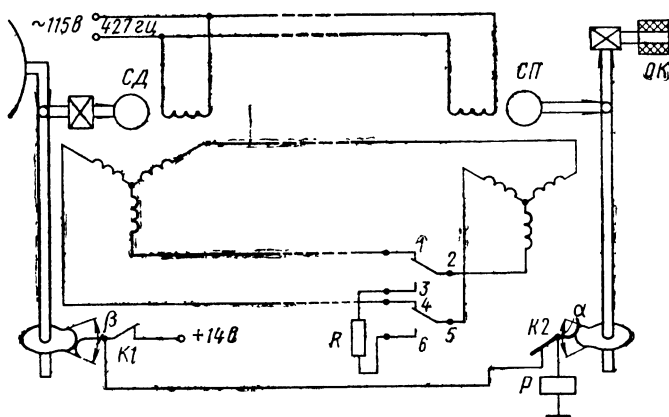


Рис. 195. Контактно-кулачковая система синфазирования

К достоинствам рассматриваемого способа создания отклоняющего поля вращением отклоняющих катушек относятся:

- получение равномерного вращающего поля;
- простота конструкции отклоняющей катушки;
- прямолинейность отклонения при больших скоростях развертки и т. д.

Однако вращение катушки возможно при наличии редукторов, подшипников и других трущихся деталей, что значительно снижает надежность работы индикаторного устройства с вращающейся отклоняющей катушкой. Кроме того, для получения смещения центра развертки необходимо иметь дополнительную специальную катушку на горловине ЭЛТ. Это усложняет конструкцию ИКО.

Эти недостатки исключаются, если вращающееся магнитное поле создается с помощью двух взаимно перпендикулярных катушек, установленных ортогонально к оси трубки.



Рассмотрим, по какому закону при этом должны изменяться фазы пилообразных токов, питающих отклоняющие катушки в плоскости  $X$  и  $Y$  (рис. 196).

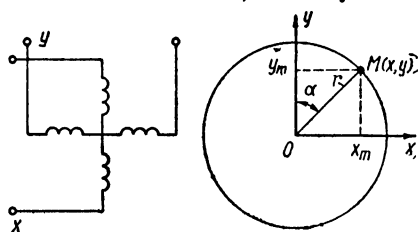
Если центр системы координат совместить с центром ЭЛТ, то координаты любой точки экрана можно выразить через угол  $\alpha$  следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} x &= r \sin \alpha \\ y &= r \cos \alpha \end{aligned} \right\} 0 \leq \alpha \leq 2\pi. \quad (115)$$

Исключив параметр  $\alpha$ , можно записать

$$x^2 + y^2 = r^2. \quad (116)$$

Длина развертки  $R$  определяется диаметром ЭЛТ и на всех шкалах постоянна, а ее угловое положение в каждый момент



времени при очередной посылке зондирующего импульса характеризуется углом  $\alpha$ . Для точки  $M(x, y)$ , лежащей на окружности с радиусом  $R$ , выражения (115) и (116) можно записать:

$$\left. \begin{aligned} x_m &= R \sin \alpha \\ y_m &= R \cos \alpha \end{aligned} \right\}, \quad (117)$$

$$x_m^2 + y_m^2 = R^2. \quad (118)$$

Рис. 196. Формирование радиально-круговой развертки с помощью двух пар взаимно перпендикулярных неподвижных катушек

Обозначив число витков каждой пары отклоняющих катушек через  $\omega$ , а чувствительность трубки — через  $k$  [21], из уравнения (117) можно получить законы изменения питающих токов:

$$\left. \begin{aligned} x_m &= k i_{mx} \omega = R \sin \alpha \\ y_m &= k i_{my} \omega = R \cos \alpha \end{aligned} \right\}, \quad (119)$$

откуда

$$i_{mx} = \frac{R}{k \omega} \sin \alpha; \quad i_{my} = \frac{R}{k \omega} \cos \alpha. \quad (120)$$

Угловое положение антенны и развертки в любой момент времени должно быть одинаковым, т. е.  $\alpha = \Omega t$ . Поэтому при вращении антенны с угловой скоростью  $\Omega$  амплитуда питающих токов катушек модулируется по закону

$$\left. \begin{aligned} i_{mx} &= \frac{R}{k \omega} \sin \Omega t \\ i_{my} &= \frac{R}{k \omega} \cos \Omega t \end{aligned} \right\}, \quad (121)$$

где  $\Omega t$  — угол поворота антенны.

Закон изменения токов, проходящих через отклоняющие катушки, и вращение вектора результирующего магнитного поля показаны на рис. 197.

При пропускании через ортогональные катушки пилообразных токов, промодулированных вращением антенны по синусоидальному и косинусоидальному закону, вектор результирующего магнитного потока  $\Phi_r$ , являющийся геометрической суммой потоков катушек, будет вращаться с постоянной скоростью, равной скорости вращения антенны. При этом мгновенное значение направления радиальной развертки будет совпадать с направлением максимума диаграммы направленности антенны в пространстве. Радиальное отклонение луча будет определяться мгновенным значением пилообразных токов в катушках. Технические способы реализации этого метода могут быть различными.

В зависимости от способа модуляции тока или напряжения развертки вращением антенны различают несколько методов формирования пилообразных импульсов тока для питания катушек [8]:

- с расщеплением фазы огибающей вращения антенны после генератора развертки;

- с расщеплением фазы огибающей вращения антенны до генератора развертки.

В первом случае модуляция тока или напряжения по закону вращения антенны осуществляется после генератора развертки, во втором — до генератора развертки.

Обычно расщепление фазы и модуляция вращением антенны осуществляется с помощью различных модулирующих устройств: синусно-косинусного вращающегося трансформатора (СКВТ), вращающегося, или поворотного, трансформатора (ВТ), емкостных делителей напряжения и т. д.

Модулятор меняет связь между входом и выходом в зависимости от положения антенны, связанной с модулирующим устройством.

Широкое распространение получили индуктивные фазорасщепляющие устройства в виде сельсин-трансформаторов с одно-

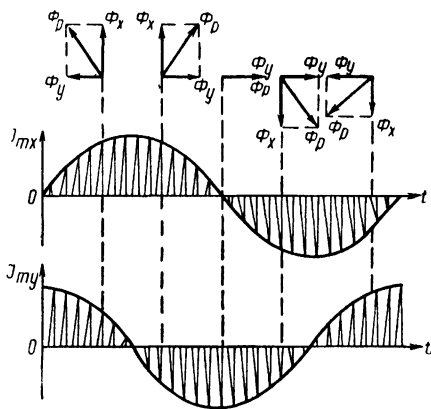


Рис. 197. Временные диаграммы результирующего магнитного поля и законов изменения огибающих пилообразных токов, протекающих через отклоняющие катушки

фазным ротором и трехфазным статором и вращающиеся трансформаторы.

Вращающиеся трансформаторы позволяют получить два модулированных напряжения с фазовым сдвигом огибающей на угол  $\frac{\pi}{2}$  и с незначительными искажениями формы импульсов в диапазоне длительностью 30—2500 мксек.

Основным недостатком индуктивных фазорасщепителей является потеря постоянной составляющей импульсного напряжения, что приводит к смещению начального положения развертки. Это явление устраняется применением различными методами восстановителей постоянной составляющей.

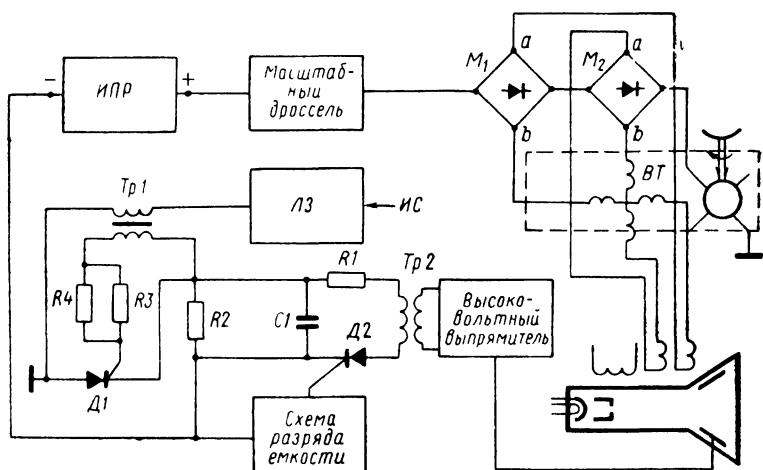


Рис. 198. Блок-схема формирования развертки с расщеплением фазы пилообразного тока

Емкостные модулирующие устройства применяются реже, так как для них характерны значительные искажения на низших частотах, что ухудшает линейность пилообразного напряжения.

Расщепление фазы огибающих токов, питающих отклоняющие неподвижные катушки, может осуществляться после генератора пилообразного напряжения. Причем, можно осуществлять расщепление фазы огибающих пилообразного тока на выходе усилителя тока или же расщепление фазы огибающей импульсов пилообразного напряжения до усилителя импульсов тока.

Рассмотрим реализацию метода формирования развертки с расщеплением фазы пилообразного тока на примере создания развертки и ИКО РЛС «Люция» (рис. 198).

Импульс синхронизации (ИС) через линию задержки (ЛЗ), обеспечивающей временное согласование развертки и зонди-

рующего импульса, и трансформатор  $Tr1$  поступает на управляющий электрод тиристора  $D1$  схемы формирования развертки. Тиристор открывается и замыкает цепь: «+» источника питания развертки (ИПР), масштабный дроссель, диодные фиксирующие мосты  $M_1$  и  $M_2$ , ротор ВТ, корпус, анод тиристора  $D1$ , конденсатор  $C1$ , «—» источника питания развертки.

В момент включения ток в указанной цепи начинает изменяться по синусоидальному закону. Для создания развертки используется начальный линейный участок синусоиды (рис. 199). Длительность пилообразного импульса развертки меняется на различных шкалах путем переключения индуктивности масштабного дросселя и подключением дополнительной зарядной емкости параллельно конденсатору  $C1$ .

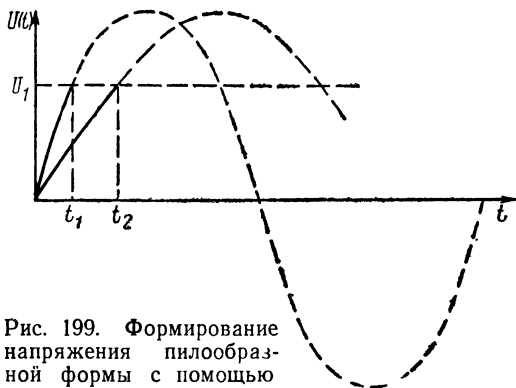


Рис. 199. Формирование напряжения пилообразной формы с помощью синусоидальных колебаний

В зависимости от шкалы дальности в момент времени  $t_1$  или  $t_2$ , когда заряд конденсатора  $C1$  достигает значения  $U_1$ , тиристор  $D1$  запирается — прекращается прямой ход развертки.

К началу следующего хода развертки емкость  $C1$  разряжается по цепи: «+»  $C1$ , резистор  $R1$ , первичная обмотка трансформатора  $Tr2$ , открытый тиристор  $D2$ , «—»  $C1$ . Тиристор  $D2$  открывается после рабочего хода импульсом, выработанным специальной схемой формирования импульса запуска тиристора разряда емкости. Энергия разряда конденсатора  $C1$  частично используется для выработки высокого напряжения, питающего анод ЭЛТ, остальная часть гасится на резисторе  $R2$ .

В качестве модулирующего устройства используется ВТ, роторная обмотка которого жестко связана с антенной. Через роторную обмотку ВТ протекает ток пилообразной формы с частотой, равной частоте следования зондирующих импульсов. При этом огибающие токов статорных обмоток ВТ будут отличаться по фазе на  $90^\circ$ . Статорные обмотки подключены к отклоняющим катушкам. Токи ОК создают результирующее магнитное поле, которое будет изменяться во времени по пилообразному закону и поворачиваться синхронно с антенной, создавая радиально-круговую развертку.

Рассмотренная схема получения радиально-круговой развертки, несмотря на простоту, имеет ряд недостатков.

Во время излучения очередного зондирующего импульса

развертка ИКО должна начинаться с центра экрана. Однако при трансформации пилообразного тока через ВТ происходит потеря постоянной составляющей, что неизбежно вызывает смещение начала развертки. Устранить это нежелательное явление можно с помощью фиксирующих схем, в качестве которых применяются диодные мосты  $M_1$  и  $M_2$ .

Статорные обмотки ВТ к соответствующим отклоняющим катушкам подсоединены через диодные мосты, которые во время прямого хода открыты (точки  $a$  и  $b$  — эквипотенциальны).

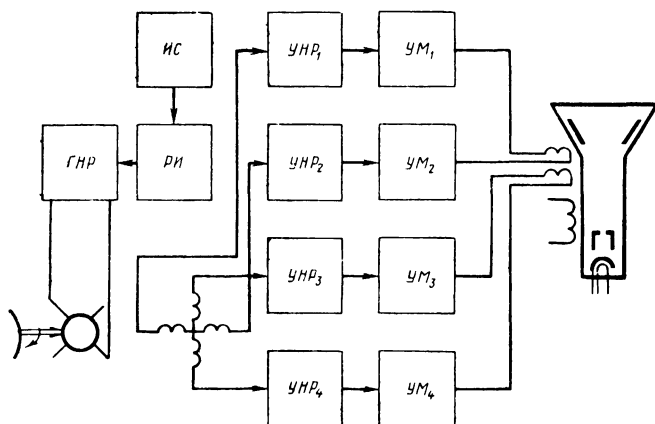


Рис 200 Блок-схема канала формирования развертки путем расщепления фазы импульсов напряжения пилообразной формы

После запираания тиристора  $Д1$  фиксирующие мосты тоже запираются. Активное сопротивление цепи катушек быстро возрастает, что, в свою очередь, к моменту излучения следующего импульса снижает ток в отклоняющих катушках до нуля, поэтому очередная развертка начинается с центра.

Одним из недостатков приведенной схемы (см. рис. 198) является то, что тракт соединительных проводов между схемой формирования развертки и ВТ вызывает дополнительные потери и искажения импульсов пилообразной формы тока. Необходимо отметить, что ВТ и соединяющие провода должны обладать достаточной электрической прочностью.

Техническая реализация способа получения радиально-круговой развертки с расщеплением фазы пилообразного напряжения представлена на блок-схеме рис. 200.

На выходе генератора напряжения развертки (ГНР) включена роторная обмотка ВТ. С выхода статорных обмоток снимается напряжение пилообразных импульсов, пропорциональное  $\sin \omega t$ ,  $-\sin \omega t$ ,  $\cos \omega t$ ,  $-\cos \omega t$ , т. е. расщепление фазы огибающей импульсов развертки осуществляется непосредственно после генератора пилообразного напряжения.

После предварительного усиления и ограничения в каскадах усилителей напряжения развертки  $УНР_{1, 2, 3, 4}$  сигналы развертки подаются на оконечные каскады — усилители мощности  $УМ_{1, 2, 3, 4}$ . Далее радиально-круговая развертка с помощью двух взаимно перпендикулярных катушек создается аналогично ранее рассмотренному случаю.

Недостатки получения развертки методом расщепления фазы пилообразного напряжения следующие:

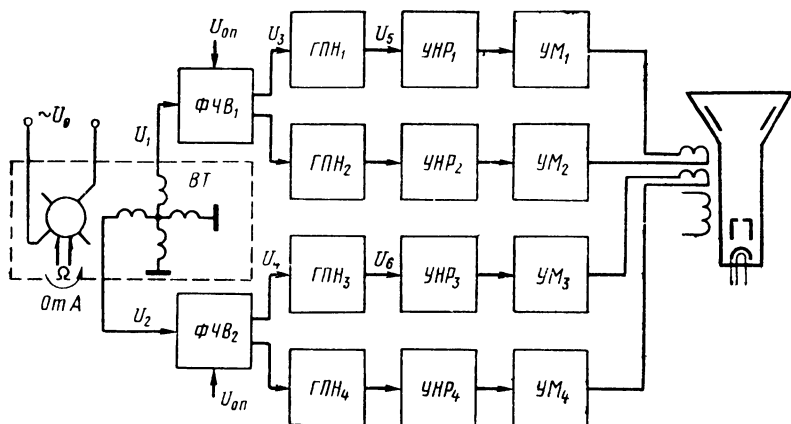


Рис. 201. Блок-схема формирования развертки с расщеплением фазы до генератора пилообразного напряжения

после фазорасщепителя существуют четыре отдельных канала усиления напряжения и тока, нелинейные искажения в которых приводят к нелинейности и эллипсности радиально-круговой развертки;

индуктивность рассеяния и паразитные емкости фазорасщепителя сильно искажают короткие импульсы, что создает большие трудности получения линейной развертки на шкале 0,5—2 мили.

Как преимущество указанного способа получения развертки следует отметить отсутствие повышенных требований к электрической прочности вращающихся трансформаторов. Кроме того, режим работы усилителей ограничителей можно подобрать таким, чтобы начальное смещение на управляющей сетке УМ соответствовало величине, при которой очередной ход развертки всегда начинался бы с центра экрана.

В судовых и береговых навигационных РЛС используется также метод получения радиально-круговой развертки в индикаторах с неподвижными катушками путем расщепления фазы модулирующего напряжения вращения до генератора пилообразного напряжения (рис. 201, 202).

Вращающийся трансформатор питается переменным напряжением  $U_0 = U_{\max} \sin \omega t$ . С выхода ВТ снимаются напряжения, промодулированные частотой вращения антенны  $\Omega$ . Огибающие сдвинуты по фазе на угол  $\frac{\pi}{2}$ , т. е. напряжение

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= U_{\max} \sin \omega t \sin \Omega t \\ U_2 &= U_{\max} \sin \omega t \cos \Omega t \end{aligned} \right\}. \quad (122)$$

Напряжения  $U_1$  и  $U_2$  подаются на вход фазочувствительного выпрямителя (ФЧВ). Вращающийся трансформатор находится в районе антенны, а ФЧВ — в районе блока развертки индикатора. На фазочувствительные выпрямители, кроме напряжений  $U_1$  и  $U_2$ , подается также опорное напряжение  $U_{оп} = U_{\max} \sin \omega t$ .

Выходные синусоидальные напряжения частотой  $\Omega$  снимаются с ФЧВ и подаются на вход генераторов пилообразного напряжения  $ГПН_{1, 2, 3, 4}$ . Огибающая последовательности пилообразных импульсов на выходе  $ГПН_{1, 2, 3, 4}$  зависит от фазы выходных напряжений ФЧВ (см. рис. 202).

Полученные сигналы затем усиливаются в усилителе напряжений  $УНР_{1, 2, 3, 4}$  и в выходных усилителях тока  $УМ_{1, 2, 3, 4}$ .

Анодной нагрузкой усилителя тока служат отклоняющие катушки. При этом, протекающие через отклоняющие катушки импульсы пилообразного тока создают вращающееся магнитное поле.

Рассмотренный метод имеет ряд преимуществ:

через ВТ не трансформируются импульсы пилообразного тока, что, с одной стороны, позволяет не предъявлять к ВТ повышенных требований с точки зрения электрической прочности, с другой — исключается одна из причин искажения импульсов;

упрощается схема синхронно-следящей системы.

Рис 202. Временные диаграммы напряжения в блок-схеме формирования развертки

Одним из недостатков рассмотренной блок-схемы рис. 201 является наличие четырехканальной схемы развертки, что усложняет индикатор.

Этот недостаток исключается при создании радиально-круговой развертки с помощью блок-схемы, изображенной на рис. 203, применяемой для создания развертки в РЛС «Океан».

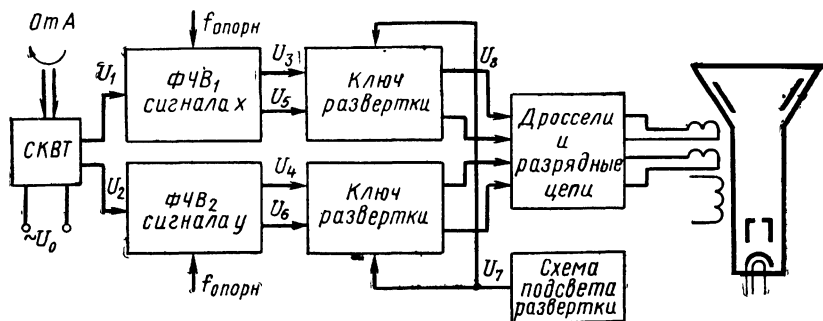


Рис. 203. Блок-схема формирования радиально-круговой развертки с расщеплением фазы огибающей до генератора тока развертки

Синусно-косинусный вращающийся трансформатор, ротор которого вращается синхронно и синфазно с антенной, питается переменным напряжением  $U_0 = U_m \sin \omega t$ . На выходе индуктивного модулирующего устройства получается два напряжения, огибающая которых по фазе сдвинута на угол  $\frac{\pi}{2}$ ,

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= U_{\max} \sin \omega t \sin \Omega t \\ U_2 &= U_{\max} \sin \omega t \cos \Omega t \end{aligned} \right\}. \quad (123)$$

Форма указанных напряжений показана на временных диаграммах (рис. 204).

Огибающая промодулированного вращением антенны напряжения выделяется с помощью ФЧВ:

$$\left. \begin{aligned} U_3 &= \theta U_{\max} \sin \Omega t \\ U_4 &= \theta U_{\max} \cos \Omega t \end{aligned} \right\}, \quad (124)$$

где  $\theta$  — коэффициент пропорциональности.

Полярность выпрямленного напряжения соответствует фазе входного сигнала по отношению к опорному напряжению. Напряжения  $U_3$ ,  $U_5$  и  $U_4$ ,  $U_6$  прикладываются к нормально закрытым ключам  $K1$  и  $K2$ , которые открываются отрицательными импульсами подсвета прямого хода развертки в момент излучения зондирующего импульса. Длительность импульсов подсвета  $U_7$  зависит от шкалы дальности (рис. 204, д). Таким образом, на выходе ключей (рис. 204, е) получаются прямоугольные импульсы напряжения, амплитуда и полярность которых в данный момент зависит от огибающей модулирующего напряжения, а длительность — от шкалы дальности. Указанная последователь-



ность импульсов напряжения через дроссели прикладывается к соответствующим отклоняющим катушкам, формируя в них пилообразные токи (рис. 204,ж). После окончания воздействия импульса подсвета ключи запираются. Энергия, запасенная в индуктивностях дросселей и обеих катушек, гасится в специальной разрядной цепи.

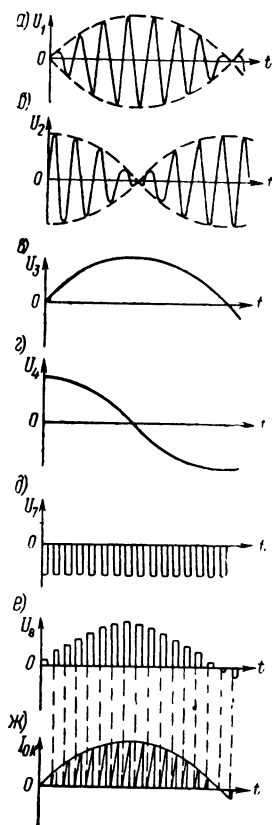


Рис. 204. Временные диаграммы токов и напряжений в блок-схеме формирования радиально-круговой развертки

В зависимости от шкалы дальности масштаб развертки изменяется путем изменения длительности импульса подсвета прямого хода развертки. Одновременно происходит переключение секций дросселей и отклоняющих катушек, что позволяет сохранить постоянной амплитуду тока отклонения на различных шкалах. Необходимо отметить, что для получения линейной развертки активное сопротивление дросселей и обмоток должно быть минимально.

Из анализа различных методов создания радиально-круговой развертки и их технических реализаций следует, что наиболее перспективным является метод получения радиально-круговой развертки с помощью неподвижной отклоняющей системы с использованием фазочувствительных выпрямителей и ключей развертки.

#### § 50. ИНДИКАТОР КРУГОВОГО ОБЗОРА СУДОВОЙ НАВИГАЦИОННОЙ РЛС С ВРАЩАЮЩЕЙСЯ ОТКЛОНЯЮЩЕЙ СИСТЕМОЙ

Индикаторы кругового обзора с вращающейся отклоняющей системой нашли широкое применение в РЛС «Дон», «Донец» и их модификациях.

Блок развертки дальности (рис. 205) состоит из расширителя импульсов (РИ), генератора пилообразного или трапецидального (в зависимости от шкалы дальности) напряжения, усилителя напряжения развертки и усилителя тока развертки.

Запускающие импульсы (ЗИ), частота следования которых зависит от шкалы дальности, служат для синхронизации работы всех блоков РЛС, включая и ИКО. Под воздействием ЗИ расширитель импульсов вырабатывает прямоугольные импульсы положительной и отрицательной полярности, которые использу-

ются для подсветки прямого хода луча развертки, запуска генератора пилообразного напряжения и запуска генератора меток неподвижных кругов дальности (НКД).

Напряжение генератора развертки (ГНР) усиливается усилителем напряжения развертки (УНР) и оконечным каскадом—усилителем тока развертки (УТР). Линейно нарастающий ток, проходя через отклоняющие катушки, создает магнитное поле, которое с постоянной скоростью перемещает электронный луч от центра по радиусу (прямой ход). В это же время подается импульс подсветки на модулирующий электрод ЭЛТ. На экране

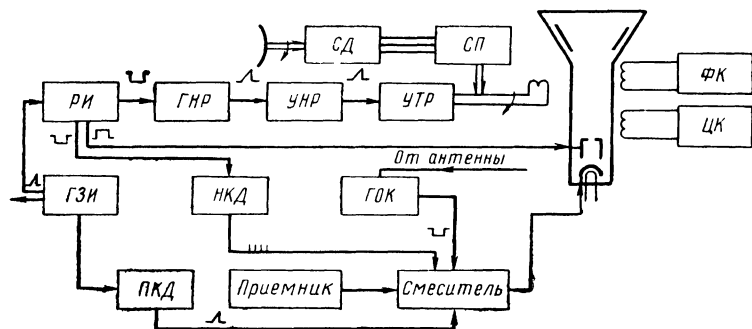


Рис. 205. Функциональная схема ИКО с вращающимися отклоняющими катушками

ЭЛТ создается светящаяся радиальная линия. При уменьшении отклоняющего тока до нуля, электронный луч быстро возвращается в первоначальное положение. Во время обратного хода отсутствует засветка луча, так как импульс подсветки не подается. Таким образом создается радиальная развертка.

Для получения круговой развертки достаточно поворачивать отклоняющую систему вокруг горловины трубки синхронно и синфазно с вращением антенны.

Синхронная связь антенны и катушки осуществляется при помощи электрической связи СД антенны и СП индикатора. Принцип передачи вращения антенны на отклоняющую систему с помощью сельсинной связи рассмотрен в предыдущем параграфе.

Импульсы блока НКД на экране ЭЛТ наблюдаются в виде неподвижных кругов, по которым грубо можно определять расстояние до объекта.

Подвижная электронная отметка на экране ЭЛТ создается блоком подвижного круга дальности (ПКД) и служит для более точного определения расстояния до объекта.

Приходящий от объекта импульс в момент времени  $t_1$  (рис. 206) модулирует электронный пучок и создает на экране

яркостную отметку, расстояние которой от центра пропорционально дальности до объекта.

Азимут объекта определяется с помощью лимба, разделенного на градусы, и механического визира, центр вращения которого совпадает с центром экрана. Совмещая конец визира с серединой цели по лимбу, определяют азимутальный угол.

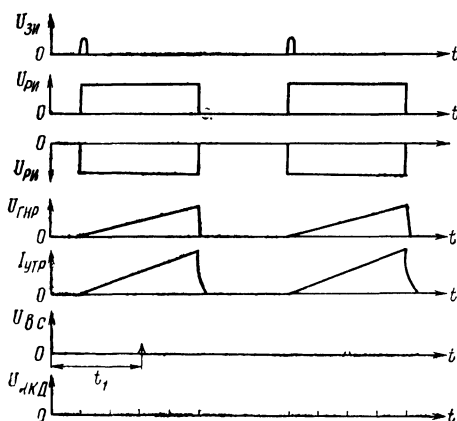


Рис. 206. Временные диаграммы, поясняющие работу блок-схемы ИКО с вращающейся катушкой:

$U_{зи}$  — напряжение импульсов синхронизации;  $U_{ри}$  — напряжение на выходе расширителя импульсов;  $U_{гр}$  — напряжение развертки;  $I_{утр}$  — ток развертки;  $U_{вс}$  — напряжение видеосигналов;  $U_{нкд}$  — напряжение меток дальности

Судовая РЛС имеет обычно несколько шкал дальности, т. е. радиус экрана трубки соответствует различным масштабам расстояния. Переход с одной шкалы дальности на другую достигается за счет изменения скорости развертки прямого хода луча путем изменения длительности прямоугольного импульса расширителя и времени прямого хода развертки.

Как правило, радиолокационное изображение может стабилизироваться по курсу и относительно истинного меридиана (по норду). При стабилизации по норду используется сельсин, связанный с гирокомпасом (СГ). При маневрировании

развертка сельсином гирокомпаса доворачивается на угол поворота судна так, что радиолокационное изображение остается неподвижным, а метка курса перемещается на угол поворота судна. Это исключает «смазывание» радиолокационного изображения при резком изменении курса судна.

В ИКО судовой РЛС предусмотрено устройство для формирования отметки курса (см. рис. 205) — генератор отметки курса (ГОК). В момент времени, когда в процессе вращения антенны направление излучения высокочастотной энергии совпадает с диаметральной плоскостью судна, вырабатывается импульс прямоугольной формы. Этот импульс в смесителе смешивается с видеосигналом, импульсами НКД и ПКД и на экране ЭЛТ отбивает отметку в виде светящейся радиальной линии, указывающей курс судна. Кроме отклоняющей катушки, на горловине трубки расположены фокусирующая (ФК) и центрирующая (ЦК) катушки.

Через фокусирующую катушку пропускают постоянный ток, магнитное поле которого фокусирует электронный пучок. Это

позволяет получать четкое радиолокационное изображение на всей поверхности экрана трубки.

Центрирующая катушка состоит из двух взаимно перпендикулярных секций и служит для совмещения центра развертки с центром вращения визирной линии.

Пропуская через секции катушки регулируемый ток, можно начало развертки смещать в двух взаимно перпендикулярных плоскостях до совпадения ее с центром вращения механического визира.

ИКО с вращающейся отклоняющей катушкой отличаются простотой электрической схемы, имеют простую конструкцию и малый вес отклоняющей катушки, позволяют получать большие скорости развертки дальности и имеют ряд других достоинств.

К недостаткам ИКО этого типа следует отнести сложность конструкции привода вращения катушки, наличие редукторов, подшипников и других трущихся частей, что снижает их надежность. Кроме того, для смещения центра развертки требуется дополнительная катушка.

Для получения крупномасштабного изображения применяют ИКО со смещенным центром. Это позволяет в необходимых зонах (например, по курсу судна) увеличить разрешающую способность за счет укрупнения масштаба. Смещение центра осуществляется отдельной смещающей системой.

В некоторых типах навигационных РЛС применяется «раздвижка центра». За счет опережения запуска развертки по отношению к запуску передатчика близлежащие и сливающиеся объекты раздвигаются на большие расстояния по азимуту. Это позволяет лучше ориентироваться при плавании в стесненных условиях. Величина растягивания центра может регулироваться.

Начало развертки может задерживаться относительно излучения зондирующего импульса. Дальность до цели определяется суммой отсчетов по шкале схемы задержки и шкале дальности индикатора. Это повышает точность измерения расстояний до удаленных целей, однако сильно искажает радиолокационное изображение.

В большинстве случаев указанные режимы используются как дополнительные совместно с основным режимом кругового обзора.

#### **§ 51. ОСОБЕННОСТИ ИКО НАВИГАЦИОННОЙ РЛС С НЕПОДВИЖНОЙ ОТКЛОНЯЮЩЕЙ СИСТЕМОЙ**

Индикаторы кругового обзора этого типа широко используются в РЛС «Океан», «Лочия» и др.

Блок-схема индикатора кругового обзора с неподвижной отклоняющей системой отличается от ИКО с вращающейся катушкой в основном трактом формирования радиально-круговой развертки. Почти во всех индикаторах этого типа отклонение и

вращение луча ЭЛТ осуществляется вращающимся магнитным полем, созданным двумя парами неподвижных отклоняющих катушек, через которые протекает пилообразный ток, промодулированный по закону вращения антенны и сдвинутый по фазе в этих катушках на угол  $\frac{\pi}{2}$ . Отличие заключается в методах создания пилообразного тока и его модуляции (расщепления) на синусную и косинусную составляющие, частота огибающей которых равна частоте вращения антенны.

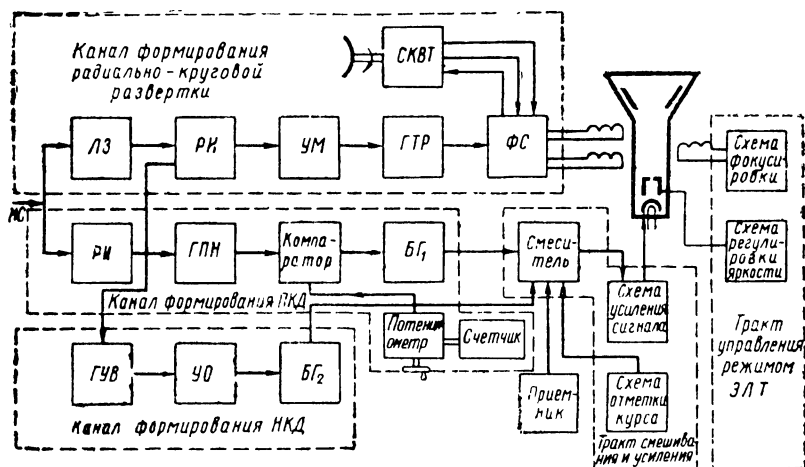


Рис. 207. Блок-схема ИКО с неподвижной катушкой

Принцип работы, преимущество и недостатки различных способов создания вращающегося магнитного поля с помощью неподвижных катушек рассмотрены в § 49.

На рис. 207 представлена упрощенная блок-схема ИКО с неподвижными катушками, а на рис. 208 — временные диаграммы к ней.

Импульсы синхронизации через ЛЗ, позволяющую согласовать во времени начало развертки и момент излучения зондирующего импульса, управляют работой РИ, длительность импульсов на выходе которого равна длительности развертки. Импульсы положительной полярности используются для подвета прямого хода луча радиально-круговой развертки, путем подачи их на модулирующий электрод ЭЛТ, а также для управления работой генератора тока развертки (ГТР) после предварительного усиления в УМ. Импульсы отрицательной полярности запускаяют генератор ударного возбуждения канала меток НКД.

Генератор тока развертки выполнен по мостиковой схеме на мощных транзисторах. Нагрузкой генератора тока развертки является роторная обмотка СКВТ, жестко связанная с антенной.

В двух статорных обмотках наводятся токи пилообразной формы, огибающие которых сдвинуты на угол  $90^\circ$  (рис. 208, з, д).

Промодулированные импульсы пилообразного тока через фиксирующую схему (ФС) подаются на неподвижные отклоняющие катушки ЭЛТ. Под воздействием магнитных полей, созданных пилообразными токами катушек, радиальная линия развертки будет вращаться синхронно с антенной.

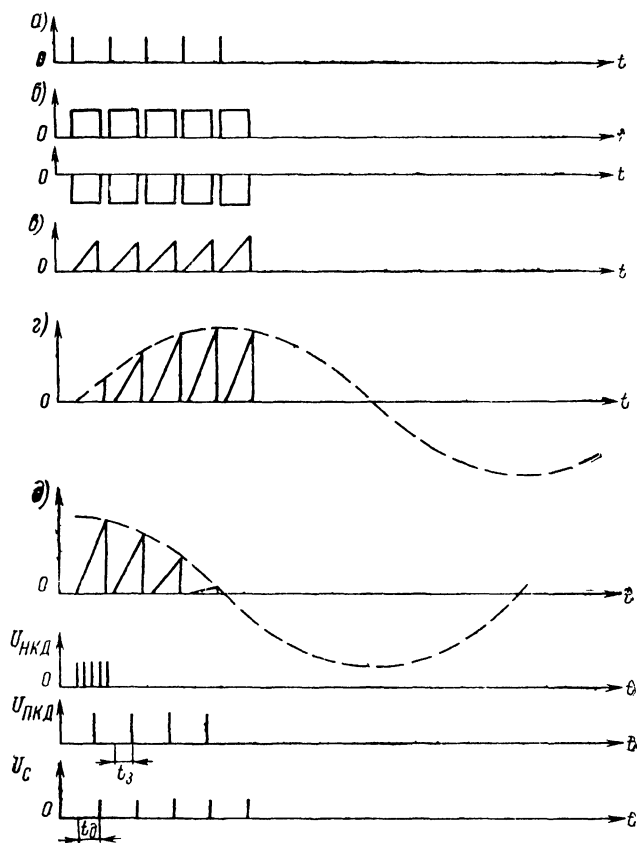


Рис. 208. Временные диаграммы ИКО с неподвижной катушкой  
а — импульсы синхронизации; б — импульсы выхода расширителя; в — импульсы пилообразного тока на выходе ГТР; з, д — импульсы токов, протекающих через отклоняющие катушки

Очередная радиальная развертка должна начинаться в одной и той же точке, в противном случае начало развертки будет менять своё местоположение. Это значит, что в начальный момент перед очередной разверткой составляющая тока в отклоняющей катушке должна равняться нулю. Для этой цели применяются схемы фиксации начального нулевого уровня тока в отклоняющих катушках.

Визир дальности формируется каналом ПКД, состоящим из каскада РИ, генератора пилообразного напряжения (ГПН), компаратора с выходным блокинг-генератором (БГ).

Временное положение импульса ПКД относительно нуля развертки  $t_3$  определяется положением ручки потенциометра дальности.

Метки НКД формируются с помощью генератора ударного возбуждения (ГУВ), усилителя ограничителя (УО) и выходного ждущего блокинг-генератора БГ<sub>2</sub>.

В канале смешивания и усиления видеосигналы  $U_c$  метки НКД и ПКД смешиваются и усиливаются до величины, необходимой для нормальной модуляции ЭЛТ. В этом же канале вырабатывается метка курса судна.

Тракт управления режимом ЭЛТ содержит схемы фокусировки, регулировки яркости свечения и др.

Индикатор кругового обзора с неподвижной отклоняющей системой по сравнению с ИКО с вращающейся катушкой имеет ряд преимуществ:

- малая инерционность отклоняющей системы;
- уменьшение веса отклоняющей системы за счет исключения элементов механического вращения;
- малое значение распределенной емкости отклоняющей системы из-за отсутствия токопроводящих колец и щеток и др.

## § 52. ВИЗИРЫ ДАЛЬНОСТИ

Точность определения координат объекта, т. е. расстояния до него и азимутального угла, улучшается с использованием различных электронных визиров по дальности и по азимуту. Электронные визеры в отличие от механических позволяют устранить ошибки в отсчете координат объекта из-за нелинейности и нестабильности развертывающих напряжений и токов.

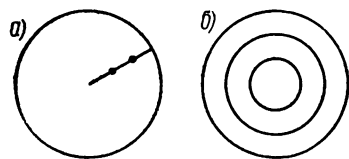


Рис. 209. Электронные масштабные метки дальности

а — при неподвижной развертке  
б — при вращающейся развертке

Тип применяемого визира в значительной степени определяется задачами, которые решает конкретная навигационная станция.

Электронные метки дальности создаются непосредственно на линии развертки путем подачи в определенные моменты времени кратковременных импульсов напряжения прямоугольной формы на модулятор или катод электроннолучевой трубки.

В индикаторах кругового обзора с яркостной модуляцией луча импульсы при радиальном перемещении луча создают яркие светящиеся точки (рис. 209,а). Так как эти импульсы подсвета подаются во время каждого хода развертки, то при вращении на

экране ЭЛТ создаются масштабные круги (круги дальности — КД), расположенные на одинаковом, заранее известном расстоянии (рис. 209,б).

Электронные масштабные отметки бывают неподвижные и подвижные. Неподвижные отметки создают неподвижные круги, или кольца дальности (НКД), а подвижные — ПКД.

Для создания неподвижных электронных меток, расположенных на равном расстоянии по линии развертки, используют генератор синусоидальных колебаний, который обеспечивает необходимое равенство интервалов времени между отдельными импульсами. Полученные синусоидальные колебания подвергаются затем специальному формированию для получения импульсов масштабных отметок дальности необходимой формы, полярности и амплитуды.

Число неподвижных электронных меток и расстояния между ними выбираются в зависимости от максимальной дальности обнаружения и от расстояния, которое необходимо иметь между соседними отметками. Если максимальная дальность обнаружения на данной шкале равна  $D_{\max}$ , а расстояние между соседними кольцами дальности должно быть  $\Delta D$ , то количество отметок

$$n = \frac{D_{\max}}{\Delta D} + 1. \quad (125)$$

Добавочная отметка необходима в качестве нулевой, фиксирующей начало развертки, или начало отсчета дальности на индикаторе. Расстояние между соседними метками дальности вдоль линии развертки

$$\Delta l = \frac{l}{n-1},$$

где  $l$  — длина развертки.

Каждая отметка формируется из одного периода синусоидальных колебаний, поэтому период этого колебания  $T_0$  надо взять равным времени прохождения радиоимпульсом расстояния  $2\Delta D$ :

$$T_0 = \frac{2\Delta D}{c}. \quad (126)$$

Источником синусоидальных колебаний широко используются ГУВ. Отсюда частота собственных колебаний контура ГУВ должна быть равна

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{c}{2\Delta D}. \quad (127)$$

Схема генератора ударного возбуждения приведена на рис. 210.



Генератор ударного возбуждения содержит лампу  $\Lambda 1$  и колебательный контур  $CL$ , включенный в катодную цепь. В состоянии покоя лампа  $\Lambda 1$  открыта, так как ее сетка соединена с «+» анодного источника питания  $E_a$  через большой резистор  $R1$ . Через лампу и катушку контура протекает анодный ток. В магнитном поле катушки запасается энергия  $W_L = \frac{LI^2}{2}$ .

В момент излучения зондирующего импульса передатчиком на время прямого хода развертки на сетку лампы подается управляющий прямоугольный импульс отрицательной полярности. При этом лампа запирается и прохождение тока через катушку контура прекращается. Мгновенное уменьшение до нуля анодного тока приводит к так называемому ударному возбуждению контура. Энергия, запасенная в магнитном поле катушки, переходит в энергию электрического

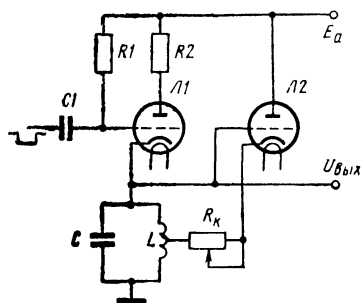


Рис. 210. Схема генератора с контуром ударного возбуждения

поля конденсатора  $W_C = \frac{CU^2}{2}$ , затем обратно в энергию поля катушки и т. д. В контуре возникают собственные колебания, частота которых определяется выражением (127).

По истечении воздействия отрицательного импульса на сетку лампы колебания в контуре быстро затухают, так как сопротивление проводящей лампы, включенной параллельно контуру, мало, и затухание контура резко возрастает.

Для получения большого количества периодов колебаний применяется положительная обратная связь с помощью лампы  $\Lambda 2$ , этим самым компенсируется затухание в контуре. Благодаря тому что напряжение на сетке и анодный ток лампы  $\Lambda 2$  изменяются в фазе с напряжением, снимаемым с контура  $CL$ , происходит компенсация потерь в контуре. Регулируя величину анодного тока лампы  $\Lambda 2$ , протекающего через контур в момент возникновения в нем колебаний, с помощью сопротивления можно получить почти постоянную амплитуду напряжения, снимаемого с контура. Обычно судовая РЛС имеет несколько шкал дальности с различным количеством масштабных колец. Поэтому генератор ударного возбуждения содержит не один, а определенное количество колебательных контуров соответственно количеству шкал, т. е. для каждой шкалы дальности применяется отдельный колебательный контур.

В качестве примера на рис. 211 представлена функциональная схема получения неподвижных меток дальности судовой навигационной РЛС.

Блок импульсов НКД запускается стартимпулсами через

ЛЗ, обеспечивающую совмещение нулевой метки дальности с зондирующим импульсом. Задержанный стартовый импульс через эмиттерный повторитель (ЭП), используемый для согласования низкого входного сопротивления каскада ГУВ с ЛЗ, подается на генератор ударного возбуждения.

Синусоидальные колебания с выхода ГУВ ограничиваются усилителем-ограничителем и подаются на выходной каскад формирователя импульсов необходимой формы и амплитуды.

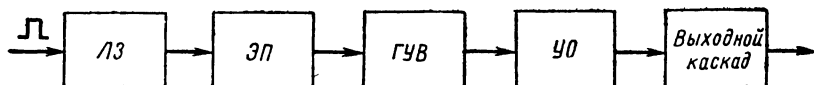


Рис. 211. Функциональная схема получения меток НКД

Длительность импульсов НКД порядка 0,05—0,07 мксек обеспечивает хорошую их наблюдаемость на малых шкалах. В качестве выходных каскадов широко используются ждущие блокинг-генераторы, период следования импульсов которых равен периоду синусоидальных колебаний.

Могут применяться и другие способы создания импульсов НКД. Например, в РЛС «Океан» метки НКД формируются из частот триггерного делителя путем дальнейшего специального формирования.

Определение расстояния с помощью НКД связано с ошибками интерполяции. Можно считать, что максимальная ошибка не превышает 0,2 значения расстояния между НКД [21].

Точность определения дальности значительно повышается при использовании ПКД. Кроме того, ПКД позволяет быстрее и точнее определять изменение расстояния до цели при непрерывном слежении.

Отсчет расстояния берется в момент совпадения отметки цели и метки ПКД.

Метка ПКД создается при подаче на модулирующий электрод импульса, временная задержка которого по отношению начала запуска развертки может меняться. При вращении развертки импульс ПКД наблюдается в виде кольца, радиус которого изменяется в зависимости от временной задержки импульса визира дальности.

Применяемые в навигационных РЛС схемы получения ПКД отличаются в основном методом получения временной задержки импульсов.

Точность измерения расстояния до объекта с помощью ПКД зависит от следующих основных ошибок:

от ошибки нуля, т. е. ошибки, возникающей из-за неточного совмещения начала посылки зондирующего импульса с началом

развертки и началом отсчета временной задержки импульса ПКД;

от ошибки построения отсчетной шкалы;

от ошибки, возникающей из-за нестабильности времени появления на выходе задерживающего устройства импульса, обусловленной нестабильностью источника питания, характеристик элементов схемы и т. д.

Первые две ошибки могут быть сведены к минимуму путем тщательной выверки станции и качественного изготовления отсчетной шкалы.

Ошибка задержки импульса зависит от схемы, по кото-

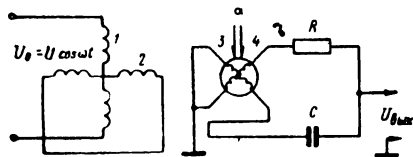


Рис. 212. Схема включения ВТ для использования в качестве фазовращателя

рой построено задерживающее устройство.

На практике наибольшее распространение получили два метода создания переменной задержки — фазометрический метод и метод сравнения напряжений.

В фазометрическом методе используется изменение фазы напряжения, формирующего импульс ПКД. Основное достоинство фазометрического метода — возможность получения переменной задержки с высокой точностью:

$$\sigma = 10^{-5} \div 10^{-4}.$$

$$\sigma = \frac{\Delta t_3}{t_{3 \max}}, \quad (128)$$

где  $\sigma$  — относительная ошибка измерения времени задержки;

$\Delta t_3$  — абсолютная ошибка измерения времени задержки;

$t_{3 \max}$  — максимальное время, на которое задерживается импульс.

Большая точность фазометрического метода достигается за счет значительного усложнения устройства задержки.

К недостаткам этого метода следует отнести: сложность устройства, наличие движущихся частей и, как следствие этого, большую инерционность измерения задержки.

В качестве фазовращателей может использоваться ВТ, включенный по специальной схеме, как показано на рис. 212.

Обмотка 2 статора закорочена для компенсации поперечной составляющей вторичного поля, которая нарушает синусную или косинусную зависимость выходного напряжения от угла поворота.

Обмотка 1 питается переменным напряжением  $U_0 = U_m \cos \omega t$ .

Под воздействием магнитного поля тока статорной обмотки  $i = I_m \sin \omega t$  в роторных обмотках 3 и 4 индуцируется соответ-

ственно э.д.с.  $e_1$  и  $e_2$ , так как обмотка 3 повернута относительно статорной на угол  $\alpha$ :

$$\begin{aligned} e_1 &= M_1 \sin \alpha \frac{di}{dt} = -M_1 \omega I_m \sin \alpha \cos \omega t; \\ e_2 &= -M_2 \cos \alpha \frac{di}{dt} = -M_2 \omega I_m \cos \alpha \cos \omega t, \end{aligned} \quad (129)$$

где  $M_1$  и  $M_2$  — коэффициенты взаимоиндукции между обмотками статора и ротора. Параметры фазосдвигающей цепочки выбираются таким образом, чтобы на рабочей частоте выполнялось равенство активного и емкостного сопротивлений, кроме того, обычно  $M_1 = M_2 = M$ .

Результирующая э.д.с.  $e$  на выходе фазовращателя будет

$$\begin{aligned} e &= e_1 + e_2 = M \omega I_m \sin \alpha \cos (\omega t - 45^\circ) - \\ &- M \omega I_m \cos \alpha \cos (\omega t + 45^\circ) = U_m \cos (\omega t - \alpha - 45^\circ). \end{aligned} \quad (130)$$

Постоянный сдвиг фазы на  $45^\circ$  может компенсироваться или учитываться. Из выражения (130) следует, что при изменении угла поворота ротора  $\alpha$  соответственно меняется и фаза напряжения на его выходе, в то время как амплитуда этого напряжения будет оставаться постоянной. Роторная обмотка может занимать любое положение в пределах от 0 до  $360^\circ$ , поэтому фаза напряжения может изменяться в тех же пределах.

Блок формирования импульсов ПКД состоит из фазовращателя, селекторного каскада, усилителя-ограничителя и выходного каскада.

Для увеличения точности отсчета на селекторный каскад от нескольких фазовращателей подается напряжение различной частоты (рис. 213). В момент совпадения максимумов синусоид селекторный каскад вырабатывает импульс, из которого последующие каскады формируют импульс ПКД.

При вращении роторных обмоток фазовращателей, связанных с механическим счетчиком расстояния, фазы напряжений на их выходе изменяются, что обуславливает перемещение импульса ПКД от нуля (начало развертки) в пределах периода низкочастотного фазовращателя  $T$ .

Следовательно, частота питающего напряжения низкочастотного фазовращателя связана с максимальным измеряемым расстоянием соотношением

$$f = \frac{1}{T} = \frac{c}{2 D_{\max}}. \quad (131)$$

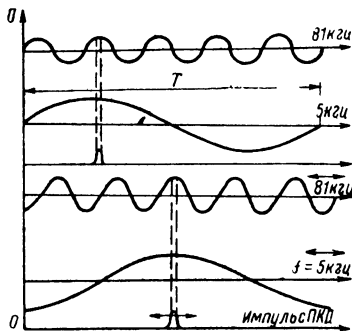


Рис. 213. Эпюры фазовых соотношений на выходе фазовращателей

При использовании нескольких фазовращателей для формирования ПКД необходимо, чтобы кинематические связи между ними были выполнены в соответствии с частотами, питающими фазовращатели. Так, редукция между осями фазовращателей равна отношению частот питающих их напряжений. Это необходимо для того, чтобы при вращении фазовращателей от рукоятки «ДАЛЬНОСТЬ» фазы синусоидальных колебаний относительно друг друга оставались постоянными.

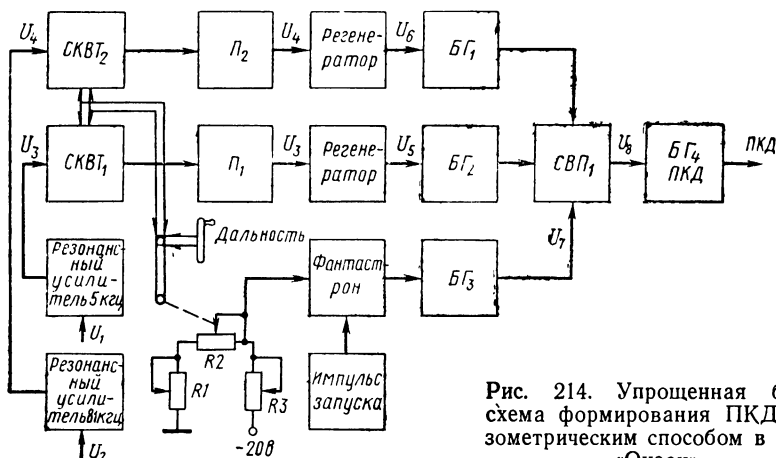


Рис. 214. Упрощенная блок-схема формирования ПКД фазометрическим способом в РЛС «Океан»

Упрощенная блок-схема и временные диаграммы РЛС «Океан», иллюстрирующие применение выше рассмотренного метода для формирования подвижного визира дальности, представлены на рис. 214 и 215.

На вход резонансных усилителей подается импульсное напряжение  $U_1$  и  $U_2$  типа меандр частотой 5 и 81 кГц. Усилители выделяют основную гармонику синусоидального напряжения для питания фазовращателей СКВТ. Выходное напряжение  $U_3$ ,  $U_4$  через повторители ( $P_1$ ,  $P_2$  — согласующие) подается на регенераторы с частотами соответственно 5 и 81 кГц.

Регенератор представляет собой сравнивающее устройство, формирующее импульс на выходе в момент равенства входного напряжения заданному, например нулевому, уровню. Импульсы вырабатываются в момент максимальной крутизны синусоиды, что значительно повышает точность работы регенератора. Выходные импульсы напряжения  $U_6$  и  $U_5$  регенератора служат для запуска блокинг-генераторов  $BГ_1$  и  $BГ_2$ , импульсы которых отличаются частотой следования (81 и 5 кГц) и длительностью (0,6 мксек и 10—12 мксек соответственно).

С выхода блокинг-генераторов импульсы прикладываются к схеме совпадения  $СВП_1$ . Одновременно сюда же для устранения многозначности ПКД на расстояниях больших 16 миль по-

даются импульсы  $U_7$  от третьего блокинг-генератора  $БГ_3$ , управляемого импульсами фантастрона. Запуск фантастрона осуществляется специальными импульсами запуска, жестко привязанными к моменту начала радиальной развертки индикатора. Временная задержка импульса  $БГ_3$  относительно нуля развертки будет зависеть от длительности выходного импульса фантастрона, которая пропорциональна управляющему напряжению, снимаемому с потенциометра  $R_2$ .

Масштабирующие резисторы  $R_1$  и  $R_3$  подбираются таким образом, чтобы при вращении рукоятки «ДАЛЬНОСТЬ» все три выходных импульса блокинг-генераторов перемещались во времени синфазно. При этом схема совпадений выдает один импульс  $U_8$ , запускающий выходной блокинг-генератор  $БГ_4$  схемы ПКД.

При вращении рукоятки «ДАЛЬНОСТЬ» плавно изменяются фазы синусоидального напряжения, одновременно изменяется величина управляющего напряжения, снимаемого с потенциометра, что обеспечивает плавную временную задержку импульса ПКД относительно начала радиальной развертки ИКО на время  $t_3$ .

Метод сравнения напряжений является одним из методов создания точной временной задержки при помощи электронных схем без применения механических движущихся частей. Достоинством этого метода является простота схемы при относительно малых временных погрешностях. Кроме того, отсутствие движущихся частей позволяет изменять задержку с большой скоростью. Относительные временные погрешности электронных схем точной задержки, к которым относится и рассматриваемый метод сравнения напряжений, определяются в основном следующими факторами:

- нелинейностью пилообразного напряжения —  $\sigma_{нел}$ ;
- нелинейностью элемента, регулирующего длительность задержки (потенциометра, переменного конденсатора и т. д.), зависящей от угла поворота оси регулятора —  $\sigma_{рег}$ ;
- нестабильностью источника питания —  $\sigma_{ист}$ ;
- влиянием внешних условий (температура, влажность, давление окружающей атмосферы и т. д.) —  $\sigma_{атм}$ ;
- паразитными параметрами схемы —  $\sigma_{пар}$ .

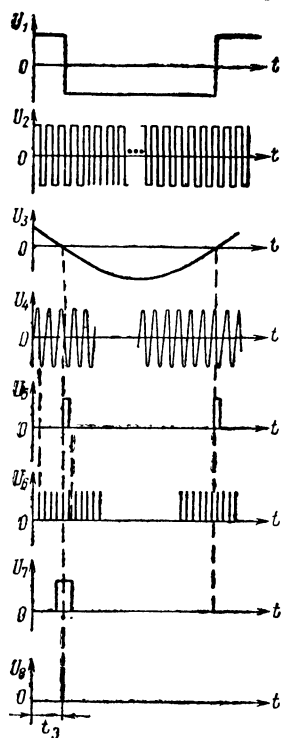


Рис. 215. Временные диаграммы в блок-схеме создания ПКД

Указанные параметры могут действовать в противоположных направлениях, некоторым образом компенсируя друг друга, или, наоборот, влиять в одном направлении.

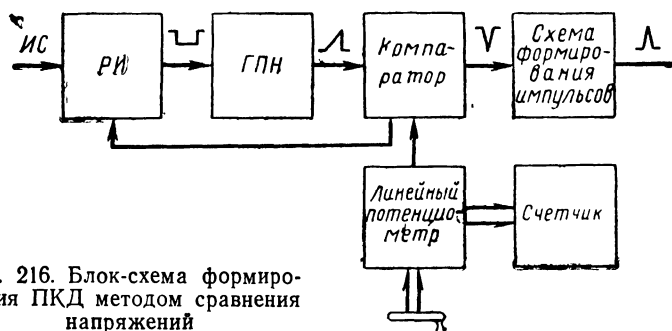


Рис. 216. Блок-схема формирования ПКД методом сравнения напряжений

Принцип формирования подвижного визира дальности методом сравнения напряжений рассмотрим при помощи функциональной схемы рис. 216. Временные диаграммы представлены на рис. 217.

Импульс синхронизации запускает расширитель импульсов, собранный по схеме триггера. Триггер управляет работой ГПН, выполненного по схеме с зарядной емкостью.

Длительность импульсов  $U_{\text{ри}}$  определяет предел изменения задержки в данном устройстве (рис. 217).

С выхода ГПН линейно изменяющееся напряжение поступает на сравнивающее устройство — компаратор. На другой вход компаратора подается постоянное опорное напряжение  $U_0$ , снимаемое с линейного потенциометра дальности. Величина этого напряжения устанавливается маховичком «ВИЗИР ДАЛЬНОСТИ».

Компаратор сравнивает величины пилообразного и опорного напряжений и в момент равенства  $U_{\text{ГПН}} = U_0$  выдает на своем выходе импульс, кото-

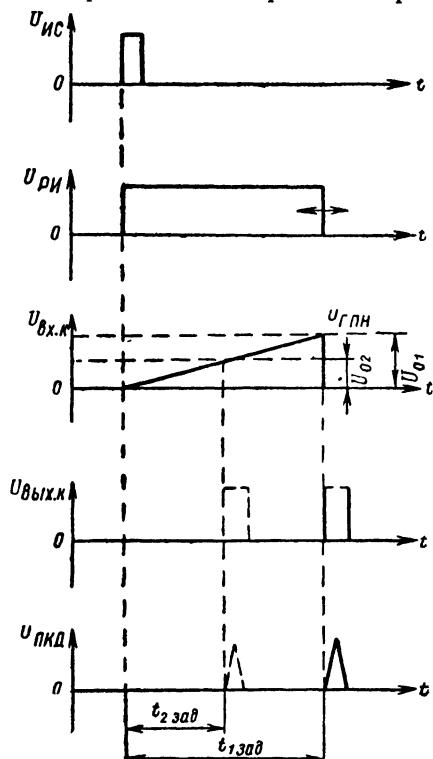


Рис. 217. Временные диаграммы формирования импульсов ПКД методом сравнения напряжений





После опрокидывания триггера диод *Д1* закрывается. Диод *Д2* будет закрыт до тех пор, пока не закончится процесс разряда конденсатора *С1*.

### § 53. ЭЛЕКТРОННЫЕ ВИЗИРЫ АЗИМУТА

В некоторых судовых РЛС угловое положение объекта на экране ИКО определяется с помощью механического визира — линии, проходящей через центр экрана и середину отметки объекта.

Азимут цели отсчитывается в точке пересечения визирной линии и лимба круговой шкалы. Применение такого способа отсчета пеленга затрудняется при использовании ИКО со смещенным центром, так как начало развертки смещается относительно центра экрана ЭЛТ.

Начало развертки на экране ЭЛТ навигационных РЛС с индикатором истинного движения непрерывно перемещается в направлении и со скоростью перемещения своего судна.

Для такого типа РЛС определение пеленга на объект с помощью механического визира практически невозможно, так как соответственно необходимо перемещать начало механического визира. В этом случае механический визир будет иметь сложную конструкцию и давать низкую точность определения пеленга.

Точность пеленгования значительно повышается при использовании электронного азимутального визира.

Развертка азимутального визира обеспечивается увеличением яркости нескольких ходов основной развертки путем подачи на трубку соответствующего модулирующего импульса. Начало развертки электронного визира должно совпадать с началом радиально-круговой развертки. Кроме того, линия визира должна поворачиваться относительно начала на  $360^\circ$ .

В принципе электронный визир азимута может быть создан двумя способами: путем подсветки основной развертки на время нескольких периодов следования или путем использования дополнительной развертки.

Первый метод не нашел широкого применения в силу своей инерционности, что затрудняет определение пеленга неподвижных, и особенно движущихся, объектов. Оператор точно установить визир может в заданную точку только в моменты прохождения основной развертки через данное направление, так как в этом случае линия визира будет «отбивать». В моменты времени, когда направление визира не совпадает с линией развертки, оператор не знает, в какое положение следует повернуть визир, чтобы совместить его с целью.

Второй метод получения азимутального электронного визира технически сложнее, но благодаря своей безынерционности нашел широкое применение в навигационных РЛС. Сущность

метода состоит в следующем. Основная радиально-круговая развертка создается обычным методом и служит для наблюдения круговой обстановки. Дополнительная линия электронного визира создается независимо от основной развертки.

С целью исключения взаимного влияния электромагнитных полей разверток сигнала и визира, развертка последнего может создаваться двумя способами.

Первый способ основан на том, что в паузах между рабочими ходами основной развертки, электронный пучок используется для создания дополнительной (визирной) развертки. Это возможно в том случае, если период посылки зондирующих импульсов в 2 раза превышает длительность рабочего хода развертки по дальности, т. е. выполняется неравенство

$$T > 2 \left( \frac{2 D_{\max}}{c} + t_{\text{обр}} \right), \quad (132)$$

где  $t_{\text{обр}}$  — длительность восстановления исходного состояния развертки.

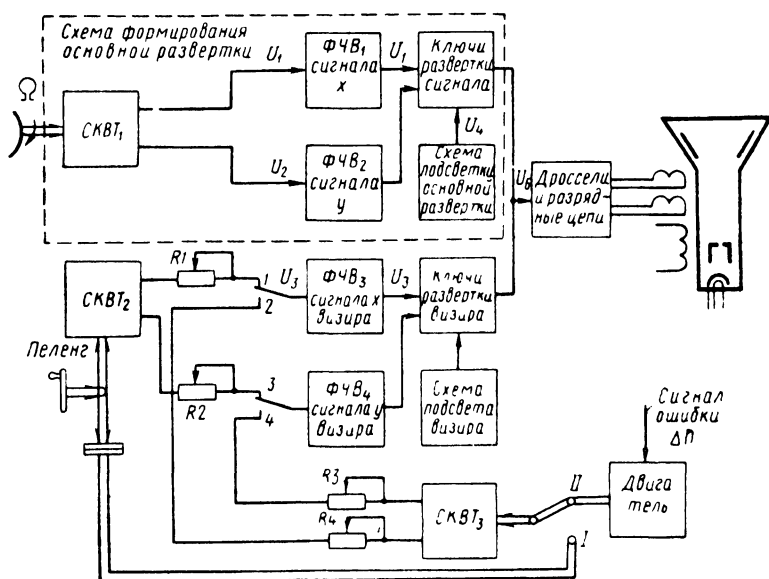


Рис. 219. Блок-схема формирования электронного визира в период между рабочим ходом основной развертки

В этом случае, подавая импульсы подсветки на ЭЛТ во время рабочего хода визирной развертки, получаем практически безынерционный электронный визир.

Если в эти же интервалы времени подавать импульсы подвижного визира дальности, то можно получить яркостную от-

метку ПКД. Она перемещается по линии визира азимута и дает возможность определять расстояние до выбранной цели.

В индикаторах с вращающимися и неподвижными отклоняющими катушками существуют различные варианты создания чередующихся радиально-круговой и визирной разверток [8, 21]. Ниже приводится упрощенная блок-схема получения

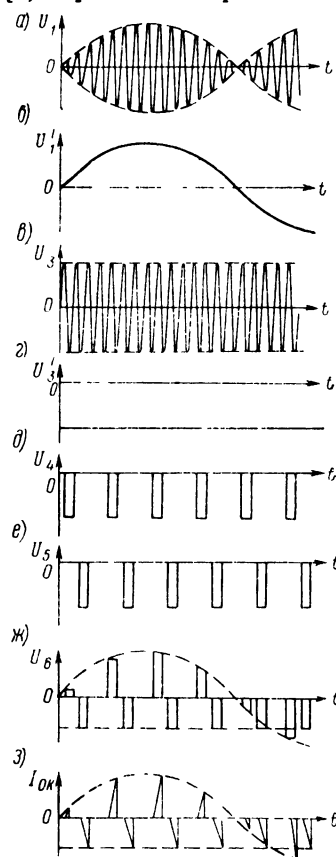


Рис. 220. Временные диаграммы формирования развертки визира

импульсами подсветки (рис. 220,е).

Импульсы подсветки визира смещены во времени относительно импульсов подсветки основной развертки. Это позволяет для основной и визирной развертки использовать одни и те же отклоняющие катушки, осуществляя чередующуюся развертку путем поочередного подключения напряжения ФЧВ визира и сигнала на отклоняющиеся катушки (рис. 220,ж).

Угловое положение электронного визира будет зависеть от

электронного визира в индикаторе с неподвижными отклоняющими катушками РЛС «Океан» (рис. 219).

Развертка основного сигнала формируется по методу, рассмотренному в § 49.

Промодулированные вращением антенны пропорционально синусу и косинусу угла поворота напряжения  $U_1$  и  $U_2$  выпрямляются фазочувствительными выпрямителями  $\Phi Ч В_1$  и  $\Phi Ч В_2$  ( $U'_1$  и  $U'_2$ ) и через открытые ключи в момент прямого хода развертки прикладываются к отклоняющим катушкам, создавая радиально-круговую развертку.

Дополнительная развертка визира создается следующим образом. В роторных обмотках  $СК В Т_2$  индуцируется переменное напряжение частотой 400 гц, амплитуда которого зависит от угла поворота роторной обмотки относительно статорной, т. е. от положения ручки «ПЕЛЕНГ». На рис. 220,в,г представлено напряжение на входе  $U_3$  и выходе  $U'_3$   $\Phi Ч В_3$  канала визира горизонтальной отклоняющей катушки.

Выпрямленное напряжение  $U'_3$  постоянной амплитуды прикладывается к ключам развертки визира, которые открываются, как и ключи основной развертки, отрицательными

величины напряжения в канале синуса и канале косинуса визи́ра, т. е. от углового положения ручки «ПЕЛЕНГ».

После размыкания ключа визи́ра (окончание действия импульса подсветки) в конце развертки на индуктивности возникает большое напряжение, которое гасится на подключаемой на это время разрядной цепи. Разрядная цепь является общим элементом вертикального и горизонтального канала основной и визирной развертки и подключается к ним через ключевые мосты. Начало визирной развертки совпадает с началом основной.

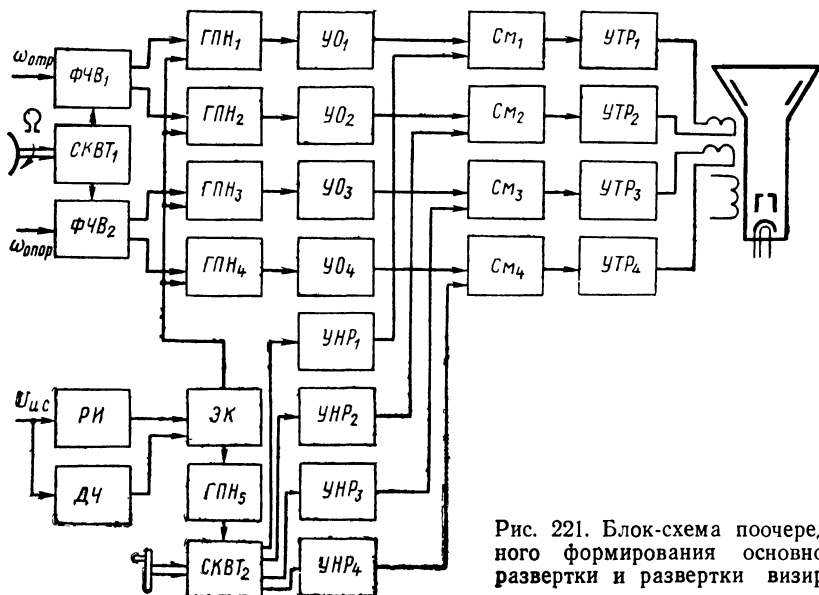


Рис. 221. Блок-схема поочередного формирования основной развертки и развертки визи́ра

При автоматическом сопровождении цели замыкаются контакты 2 и 4 реле  $Р1$ , и вместо  $СКВТ_2$  к  $\Phi ЧВ$  визи́ра подключается  $СКВТ_3$ . Поворот ротора  $СКВТ_3$  осуществляется автоматически двигателем, скорость и направление вращения которого зависят от ошибки рассогласования  $\Delta П$  положения визи́ра и цели в данный момент. Электронный визи́р позволяет оператору следить на ИКО за угловым положением строба относительно наблюдаемой цели объекта.

Рассмотрим метод формирования электронного визи́ра, когда после  $k$  ходов основной развертки следует развертка визи́ра (рис. 221 и 222) на неподвижной отклоняющей системе [8]. Этот метод основан по существу на подмене основной радиально-круговой развертки после  $k$  очередных ее рабочих ходов визирной. Вследствие большой частоты следования импульсов и послесвечения трубки оператор раздельно наблюдает линию визи́ра и основную развертку.

Импульсы синхронизации РЛС поступают одновременно на вход расширителя импульсов (РИ) и делителя частоты (ДЧ) следования на  $k$  импульсов. Длительность импульса на выходе мультивибратора зависит от масштаба основной развертки и визира.

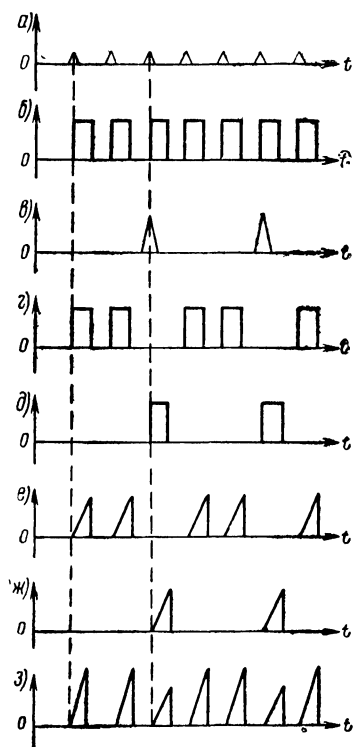


Рис. 222. Временные диаграммы в соответствующих точках, поясняющие работу блок-схемы поочередного формирования основной развертки и развертки визира

Через электронный коммутатор ЭК прямоугольные импульсы коммутируются либо на схему создания основной развертки, либо на схему создания электронного визира. После  $k$  ходов основной развертки ЭК подает прямоугольный импульс на схему формирования визира. Непрерывное переключение управляется импульсами ДЧ.

Основная развертка осуществляется по методу расщепления фазы до генератора пилообразного напряжения (ГПН). Прямоугольные импульсы одновременно подаются на вход ГПН<sub>1, 2, 3, 4</sub>. Огибающие последовательности пилообразных импульсов формируются с помощью модулирующего устройства СКВТ<sub>1</sub> и фазочувствительных детекторов ФЧВ<sub>1, 2</sub>. После усиления в усилителе-ограничителе УО<sub>1, 2, 3, 4</sub> промодулированные вращением антенны импульсы пилообразного напряжения через смесители СМ<sub>1, 2, 3, 4</sub> подаются в оконечные усилители тока УТР<sub>1, 2, 3, 4</sub>. На диаграмме (рис. 222,е) показано временное положение импульсов пилообразного напряжения без учета модуляции антенной по синусо-косинусным законам.

Нагрузкой усилителей тока являются неподвижные две взаимно перпендикулярные отклоняющие катушки, магнитное поле которых создает радиально-круговую развертку. Схема развертки электронного визира создана по методу расщепления фазы импульсов пилообразного напряжения, создаваемых генератором ГПН<sub>5</sub>.

В качестве модулирующего устройства используется СКВТ<sub>2</sub> с ручным штурвалом установки пеленга. Промодулированные импульсы пилообразного напряжения, в зависимости от угла поворота штурвала, после усиления в усилителях напряжения УНР<sub>1, 2, 3, 4</sub> через смесители СМ<sub>1, 2, 3, 4</sub> подаются на оконечный каскад усилителей мощности УТР<sub>1, 2, 3, 4</sub>.

Таким образом, через отклоняющие катушки после  $k$  импульсов пилообразного тока основной развертки, создающих радиально-круговую развертку, проходит импульс тока развертки визира (рис. 222,ж), создающий светящуюся линию визира. Его азимутальное положение зависит от положения ручки «ПЕЛЕНГ» модулирующего устройства.

На диаграмме (222,з) показано временное положение пилообразных импульсов тока основной развертки и визира без учета их модуляции по амплитуде соответствующими модулирующими устройствами  $СКВТ_1$  и  $СКВТ_2$ .

Основным достоинством создания визира с использованием дополнительной развертки является независимость поворота визира от вращения радиально-круговой развертки, что практически делает его безынерционным. При этом оператор имеет возможность непрерывно наблюдать круговую обстановку и линию электронного визира азимута.

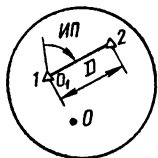


Рис. 223. Принцип измерения пеленга и дальности с помощью электронной линейки

Необходимо отметить, что при создании визира после  $k$  очередных ходов основной развертки его инерционности несколько больше, чем при поочередном создании основной развертки и визира.

В навигационных РЛС находят применение и другие типы визиров дальности и азимута. Так, в береговых РЛС для того, чтобы дать расстояние и пеленг от движущегося судна  $I$  (рис. 223) до буйа 2, применяется электронный визир—дальномер. Принцип устройства азимутального визира — дальномера — аналогичен электронному визиру, за исключением того, что его начало должно смещаться в любую точку экрана (в частности, в нашем примере — в точку  $I$ ).

Расстояние  $D$  между требуемыми точками определяется с помощью ПКД, задержанного относительно начала развертки визира  $O_1$ .

Применение электронных визиров дальности и азимута в навигационных РЛС повышает точность определения координат объектов, облегчает и ускоряет процесс измерения.

#### § 54. ОРИЕНТАЦИЯ И СТАБИЛИЗАЦИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ, ОТМЕТКА КУРСА

Большинство навигационных РЛС имеет два режима ориентации радиолокационного изображения:

«Курс» — изображение ориентировано относительно диаметральной плоскости по курсу;

«Север» — изображение ориентируется относительно истинного меридиана.

Ориентация по курсу позволяет оператору наблюдать взаимное расположение отметок цели на индикаторе РЛС относительно метки курса (МК) таким же, как и при визуальном наблюдении объектов относительно диаметральной плоскости (ДП) судна.

Этот режим ориентации облегчает работу штурманов при проходе в узкостях, по фарватерам и т. д.

При изменении курса судна в последующие периоды обзора изменяется курсовой угол  $KУ_2$  объекта, вследствие чего отметка на экране от него будет при каждом обзоре перемещаться на новое место, оставляя следы на экране (рис. 224,а). Это приводит к смазыванию радиолокационного изображения, что является недостатком ориентации изображения в режиме «Курс».

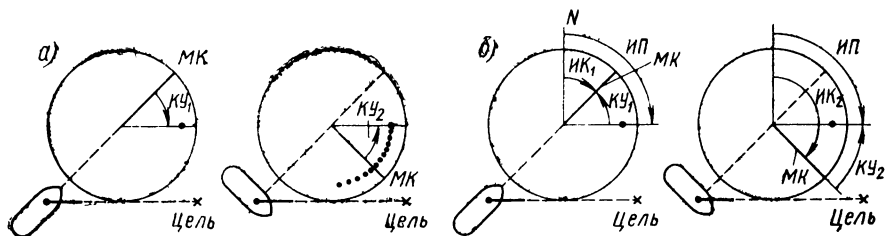


Рис. 224. Ориентация радиолокационного изображения:  
а — относительно диаметральной плоскости по курсу; б — относительно истинного меридиана

В режиме «Север» изображение ориентируется относительно истинного меридиана.

Как следует из рис. 224,б, чтобы при изменении курса судна получать неизменную величину истинного пеленга  $ИП$ , т. е. чтобы отметка от объекта при повороте судна «отбивала» в одной и той же точке экрана, необходимо изображение «дворачивать» на угол изменения истинного курса  $ИК_2 — ИК_1$ . В этом случае при повороте судна изображение на экране не меняет своего положения относительно нуля отсчета «Север», а метка курса  $МК$  перемещается.

Стабилизация по меридиану в ИКО с вращающейся отклоняющей системой достигается путем введения от гирокомпаса через дифференциал дополнительного угла поворота отклоняющих катушек, равного по величине  $ИК$ . В ИКО с неподвижной отклоняющей системой стабилизация осуществляется путем дополнительного поворота отклоняющего магнитного поля.

В режиме «Север» оператор имеет возможность непосредственно измерять пеленги, что важно при решении задач расхождения и обсерваций.

Как недостаток стабилизации по меридиану следует отметить, что при плавании на курсах, направленных на  $N$ , изобра-

жение на экране РЛС будет отличаться от визуально наблюдаемой картины.

Рассмотрим методы создания отметки курса и стабилизации в ИКО РЛС с неподвижными и подвижными отклоняющими системами.

Курсовая черта или курсовая метка вырабатывается схемой, приведенной на рис. 225.

Пока контакт  $K$  находится в разомкнутом состоянии, происходит заряд конденсатора  $C2$  через резистор  $R4$  от источника постоянного напряжения  $U$ .

В момент, когда центр диаграммы направленности вращающейся антенны совпадает с линией диаметральной плоскости судна, кулачок механизма вращения антенны замыкает контакт  $K$  и конденсатор  $C2$  разряжается на резистор  $R1$ , создавая на

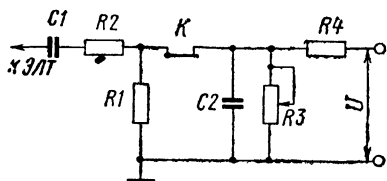


Рис. 225. Схема формирования метки курса

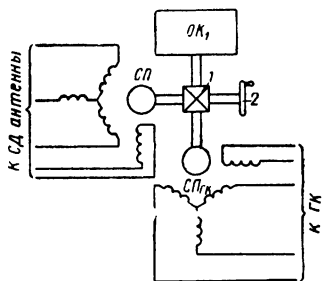


Рис. 226. Схема стабилизации по истинному меридиану в ИКО с вращающейся катушкой

его зажимах импульсное напряжение. Минус этого напряжения через развязывающие резистор  $R2$  и конденсатор  $C1$  прикладывается к катоду ЭЛТ, создавая на экране радиальную светящуюся линию, совпадающую с ДП судна. Яркость метки курса регулируется резистором  $R3$ .

Точное совпадение отметки курса с диаметральной плоскостью судна достигается путем регулировки контактной группы  $K$  в блоке антенны.

Стабилизация изображения по меридиану в ИКО с вращающейся отклоняющей системой осуществляется следующим образом (рис. 226). Сельсин-приемник гирокомаса  $СП_{ГК}$  через дифференциал  $1$  «доворачивает» отклоняющую катушку  $ОК_1$  на угол  $ИК$ . Ручка  $2$  служит для юстировки антенны.

Ориентация по курсу и относительно меридиана в ИКО с неподвижной отклоняющей системой осуществляется с помощью дополнительных СКВТ.

Между  $СКВТ_1$  — датчиком углового положения антенны — и фазочувствительными выпрямителями  $ФЧВ_x$  и  $ФЧВ_y$  устанавливается дополнительно  $СКВТ_2$  и  $СКВТ_3$  (рис. 227).

При включении ориентации «Курс» подключается  $СКВТ_2$ , ротор которого разворачивается таким образом, что при совпа-



дении направления излучения антенны с ДП судна ток, протекающий через вертикальную и горизонтальную отклоняющие катушки, соответственно равен максимальному значению и нулю.

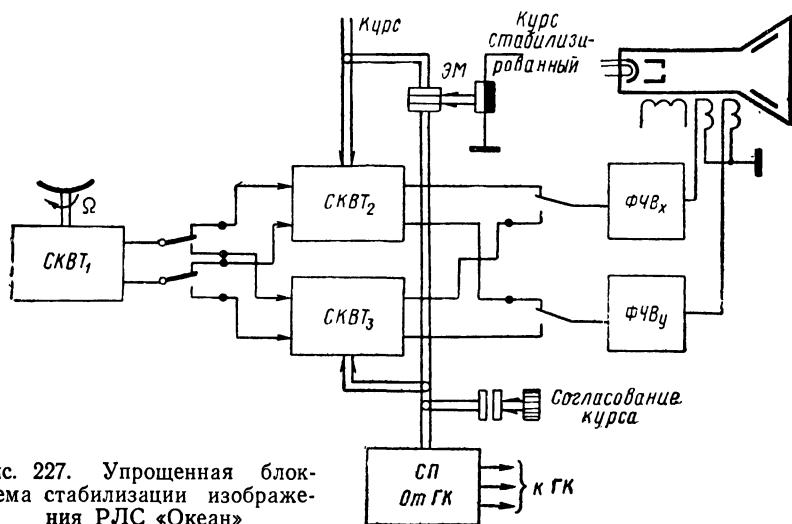


Рис. 227. Упрощенная блок-схема стабилизации изображений РЛС «Океан»

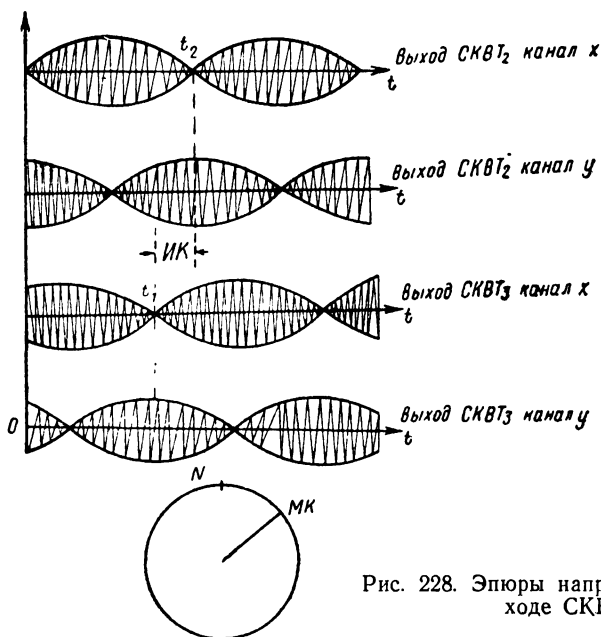


Рис. 228. Эпюры напряжений на выходе СКВТ

В этот момент времени  $t_2$  (рис. 228) луч на экране ИКО отклонится вертикально вверх, «отбив» МК, что обеспечивает ориентацию изображения по курсу.

Ориентация относительно истинного меридиана осуществляется подключением  $СКВТ_3$ , ротор которого с помощью СП гирокомпаса развернут на угол, равный курсу судна. При этом токи в вертикальной и горизонтальной отклоняющих катушках в момент излучения на север ( $t_1$ ) будут равны соответственно максимуму и нулю (см. рис. 228). В дальнейшем при эволюциях судна ротор  $СКВТ_3$  будет разворачиваться  $СП_{ГК}$  на угол, равный изменению курса судна, что обеспечивает стабилизацию изображения по меридиану.

Приведенная схема позволяет осуществлять стабилизацию и в режиме ориентации изображения по курсу «Курс стабилизированный». В этом случае с помощью электромуфты ЭМ ротор  $СКВТ_2$  подключается к СП гирокомпаса. Таким образом, напряжение  $СКВТ_1$  — датчика вращения антенны на  $\Phi ЧВ_x$  и  $\Phi ЧВ_y$  — подается через  $СКВТ_2$ , ротор которого разворачивается на угол, равный изменению курса судна, после момента перевода в режим стабилизации «Курс стабилизированный».

Обычно в режиме «Курс стабилизированный» осуществляется стабилизация изображения в пределах угла в несколько градусов, что устраняет эффект «смазывания» радиолокационного изображения при рыскании судна.

## § 55. ИНДИКАТОР ИСТИННОГО ДВИЖЕНИЯ

Большая плотность движения судов, особенно в прибрежных районах, затрудняет быструю и четкую ориентацию судоводительского состава при расшифровке радиолокационной информации с экрана обычной РЛС.

Отметка движущегося судна — носителя РЛС — неподвижна и находится в центре экрана, поэтому радиолокационное изображение неподвижных объектов перемещается навстречу и со скоростью движения судна, а цели от подвижных объектов перемещаются с относительными скоростями. Другими словами, все отметки цели на экране будут двигаться со скоростями, величина и направление которых будут определяться суммой скоростей движения судна и самих целей. Это затрудняет ориентировку при наличии большого количества целей, так как трудно отличить подвижные объекты от неподвижных.

Следовательно, на экране РЛС отображается не истинная навигационная обстановка, а радиолокационное изображение, перемещающееся относительно судна. Поэтому часто индикатор кругового обзора называют индикатором относительного движения (ИОД), а такой режим работы РЛС условно назван — относительное движение.

Следует отметить, что с увеличением скорости движения судов радиолокационное изображение объектов даже при

стабилизации изображения смазывается, так как за время очередного обзора отметки смещаются в новые точки экрана. Благодаря послесвечению экрана четкость изображения резко снижается.

Определение курсов и истинных скоростей подвижных объектов сопряжено с некоторыми трудностями и значительной затратой времени. При этом необходимо с помощью специальных графических построений или планшетов решить навигационный треугольник скоростей, учитывая курс и скорость собственного судна, а также относительное перемещение целей по данным радиолокатора. Все это затрудняет решение задачи расхождения между встречными судами.

На экранах индикаторов истинного движения (ИИД) воспроизводится реальная навигационная картина, т. е. отметки целей от неподвижных объектов — неподвижны, а подвижные объекты, включая собственное судно, перемещаются с истинной скоростью. Это достигается за счет исключения из относительных скоростей наблюдаемых целей вектора скорости судна — носителя РЛС — путем перемещения начала радиально-круговой развертки индикатора в направлении и со скоростью движения своего судна. Курс подвижных объектов можно определить визуально благодаря следам от целей в результате послесвечения экрана.

Из принципа создания индикации истинного движения следует, что в структурную схему ИОД необходимо включить комплекс дополнительных узлов. Это прежде всего устройство, позволяющее центр развертки с учетом масштаба перемещать в направлении и со скоростью движения собственного судна в пределах экрана. Указанный блок должен преобразовывать курс и скорость судна, получаемые от гирокомпаса и лага в электрические сигналы, пропорциональные этим величинам. Полученные электрические сигналы управляют движением начала развертки индикатора (рис. 229).

Начало развертки должно иметь возможность перемещаться в любую точку экрана. С этой целью применяются дополнительные катушки, отклоняющие электронный пучок в двух взаимно перпендикулярных направлениях (запад—восток, север—юг).

Следующим дополнительным узлом является блок электронного визира (см. рис. 229). Использование механического визира для отсчета пеленга ограничено в этом режиме. При движении судна линия визира должна пересекать точку экрана, совпадающую в данный момент с началом развертки, и середину метки от объекта. В этом случае конструкция механического визира должна обеспечивать перемещение нити в любую заданную точку экрана, что связано с неизбежным усложнением конструкции и потерей точности. Поэтому целесообразно для отсчета азимута применять электронный визир. Электронный визир

азимута может быть создан по любому из ранее рассмотренных методов (см. § 53).

Электронный пучок в трубке ИИД должен отклоняться по всему экрану, что вызывает увеличение тока развертки через отклоняющую систему.

Упрощенная блок-схема ИИД приведена на рис. 229. Кроме обычных блоков со свойственными для них функциями (блок развертки, ПКД, НКД, видеоусилитель, синхронизатор и др.), в состав ИИД входят блоки истинного движения и электронного визира. В блок истинного движения (ИД) автоматически вводятся данные от гирокомпаса и лага о курсе и скорости судна.

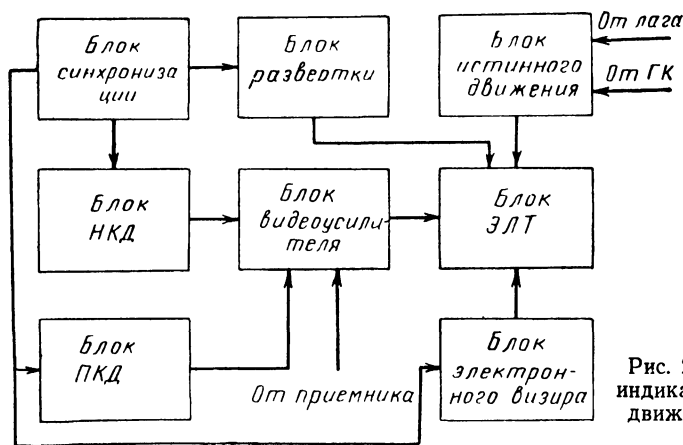


Рис. 229. Блок-схема индикатора истинного движения

Блок ИД вырабатывает напряжения, пропорциональные составляющим вектора пути судна в координатных осях  $y$  (север — юг) и  $x$  (запад — восток). Эти напряжения прикладываются к дополнительным двум взаимно перпендикулярным катушкам блока ЭЛТ и сдвигают начало круговой развертки в направлении и со скоростью движения судна—носителя РЛС.

Кроме автоматического ввода данных гирокомпаса и лага, обычно в блоке ИД предусматривается возможность перехода на ручную установку данных курса и скорости, а также возможность ручной корректировки поступающих на индикатор данных скорости и курса для исключения ошибки гирокомпаса и лага. Последние необходимы, например, для учета действия течения путем корректировки либо составляющей скорости лага, либо входных данных курса и скорости.

По мере движения судна центр развертки ИИД перемещается от одного края экрана к другому. Достигнув края экрана, начало развертки должно быть быстро возвращено в исходное состояние. Кроме того, при резком изменении курса, например на угол  $\pm \varphi^\circ$ , целесообразно начало развертки переместить в

противоположный край экрана. Это необходимо для наиболее эффективного использования площади экрана. Операции смещения в ИИД, как правило, осуществляются автоматически с помощью специальных схем блока ИД.

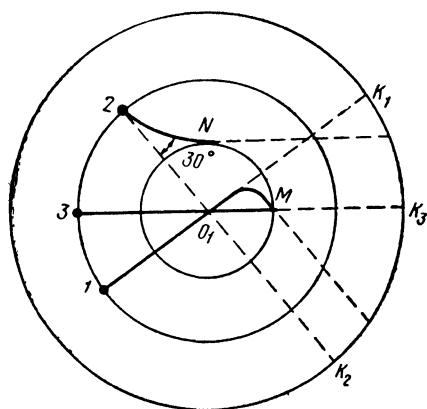


Рис. 230. Принцип работы схемы автовозврата РЛС «Океан»

В качестве примера на рис. 230 показана работа системы «Автовозврат» в режиме истинного движения РЛС «Океан».

Автоматический возврат осуществляется, если центр экрана сместить на  $\frac{1}{3}$  радиуса (точки  $O_1-M$ ) или изменить курс судна на угол  $\pm 30^\circ$ . Центр развертки смещается к противоположному краю по параллельному курсу через центр экрана (точки 2— $K_2$ , 3— $K_3$ ).

Упрощенная схема функционального взаимодействия и устройства отдельных узлов блока ИИД РЛС «Океан» приведена на рис. 231.

Входными воздействиями для блока истинного движения являются курс от гирокомпаса и скорость от лага. Используя эти данные, блок ИД вырабатывает проекции пути своего судна на оси  $y$  (север — юг) и  $x$  (восток — запад) в виде напряжений, которые управляют перемещением центра развертки ИКО согласно движению судна.

После согласования курса и скорости специальными рукоятками вращение гирокомпаса через механическую связь передается на  $СКВТ_1$ .

Данные скорости в виде скорости вращения вала СП линейным вращающимся трансформатором  $ЛВТ_1$  преобразовываются в пропорциональное напряжение, которое затем подается на статорные обмотки  $СКВТ_1$ . С помощью ручек «КОРРЕКЦИЯ КУРСА» и «КОРРЕКЦИЯ СКОРОСТИ» через соответствующие дифференциалы можно производить корректировку курса и скорости с учетом дрейфа и сноса.

С выхода  $СКВТ_1$  снимаются синусная и косинусная составляющие вектора скорости. Составляющие вектора пути получаются в результате интегрирования проекций скорости в идентичных интегрирующих приводах. Однако до интегрирования необходимо произвести масштабирование вектора скорости в соответствии с переключением масштаба ИКО рукояткой «ДИАПАЗОН ДАЛЬНОСТИ», так как при различных шкалах дальности напряжения проекций пути должны прикладываться к смещающим катушкам в соответствующем масштабе.

The diagram illustrates the architecture of a radio receiver for a ship's navigation system. Key components and their functions include:

- Antenna and Initial Stages:** The signal enters from the top left, passing through a matching network and a filter (ФЧВ<sub>2</sub>) to a mixer (СКВТ<sub>1</sub>).
- Frequency Conversion and Mixing:** The signal is then processed by a second mixer (СКВТ<sub>2</sub>) and a third mixer (СКВТ<sub>3</sub>), which are connected to a local oscillator (УО) and a frequency divider (ДЧ).
- Amplification and Filtering:** The signal passes through several amplifier stages (ЛВТ<sub>1</sub>, ЛВТ<sub>2</sub>, ЛВТ<sub>3</sub>, ЛВТ<sub>4</sub>) and is filtered by a bandpass filter (ФЧВ<sub>1</sub>).
- Feedback and Control:** A feedback loop (Схема авто-возврата) is used to stabilize the system. A speed sensor (МЗ) provides input to a speed correction block (Скоростная коррекция), which in turn controls the speed of the local oscillator (УО).
- Speed Matching and Output:** The system includes a speed matching block (Согласование скорости) and a speed feedback loop (Скоростная коррекция) to ensure accurate speed measurement. The final output is connected to a radio receiver (Радиоприем).

## 19 Судовые радиолокационные системы

дальности. После масштабирования составляющие скорости подаются на асинхронный двигатель с тахогенератором и усилителем напряжения ( $АДТ_1$  и  $АДТ_2$  соответственно).

Фазирующие цепочки (фазы  $x$  и  $y$ ) позволяют выравнять фазы напряжения 400  $гц$ , так как в каждом ВТ фазовый сдвиг не одинаков, а при суммировании и вычитании напряжений фазы их должны быть одинаковы.

При использовании в режиме интегрирования на выходе АДТ скорость вращения оси с большой точностью пропорциональна входному напряжению. Выходные оси приводов через электромагнитные муфты  $M1$  и  $M2$  и редукторы заводят  $ЛВТ_2$  и  $ЛВТ_3$ , которые преобразовывают скорость вращения вала в постоянные напряжения. Полученное напряжение пропорционально составляющим пути по оси  $x$  и  $y$ :

$$S_x = vt \cos K, \quad S_y = vt \sin K.$$

Полученные напряжения составляющих пути прикладываются к роторной обмотке  $СКВТ_2$ , на выходе которого получают составляющие пути с учетом первоначального положения  $x_0 + S_x$  и  $y_0 + S_y$ . Напряжение, пропорциональное составляющим пути в координатных осях север—юг и запад—восток, выпрямляется с помощью  $\Phi ЧВ_1$  и  $\Phi ЧВ_2$  и прикладывается к соответствующим смещающим катушкам через контакты 1, 2 переключателя  $P1$ .

Автоматический возврат осуществляется в случае, если центр развертки выходит за пределы  $1/3$  радиуса ИКО или если курс судна отклоняется на  $\pm 30^\circ$  от первоначального. При этом специальная схема возврата отключает питание муфт  $M_{1,2,3}$  и последние размыкаются. Пружины возврата возвращают установку  $ЛВТ_2$  и  $ЛВТ_3$  на нуль, а  $СКВТ_2$  через дифференциал доворачивают до нового значения курса. После 2—5 сек муфты соединяются, и блоки ИД продолжают вырабатывать составляющие пути  $S_x$  и  $S_y$ . В схеме блока ИД предусмотрено ручное смещение начала развертки в любую точку экрана с помощью  $СКВТ_3$  и  $ЛВТ_4$  при замыкании контактов 3, 4  $P1$ .

Индикатор истинного движения значительно облегчает восприятие оператором радиолокационной информации по ряду причин:

1. Радиолокационное изображение позволяет легко отличить подвижные объекты от неподвижных. Это особенно ценно при обеспечении безопасности проводки в стесненных условиях при наличии большого числа подвижных объектов (суда, катера, лодки, яхты) и неподвижных (суда, стоящие на якоре, знаки ограждения и т. д.).

2. Истинные курсы судов можно определить путем наблюдения следов от целей, вызванных эффектом послесвечения.

3. Наблюдение за неподвижными объектами позволяет судоводителю оценить относительное направление, величину тече-

ния и дрейфа. Например, если судно будет двигаться по течению, то радиолокационное изображение береговой черты, находящейся по курсу, будет перемещаться в сторону отметки судна, и наоборот.

В качестве недостатков ИИД следует отметить следующее: при движении судна в одном направлении после перемещения начала развертки к краю экрана, ее необходимо скачком возвращать в противоположный конец. В этом случае теряется непрерывность поступления информации;

после скачкообразного смещения экрана исключается возможность наблюдения целей в направлении, обратном движению судна.

Накопленный опыт эксплуатации РЛС с ИИД, в частности эксплуатация отечественной РЛС «Океан», показывает, что они значительно облегчают судоводителям управление судном в сложных навигационных условиях.

В развитии индикаторов истинного движения следует отметить следующие основные направления:

автоматизация работы индикатора (автоматическое сопровождение по углу и дальности, применение электронных вычислительных машин и др.);

автоматизация решения задачи расхождения с одним и несколькими судами;

применение ЭЛТ с накоплением заряда и с инфракрасным подсвечиванием, трубок с памятью и других для повышения надежности определения курса медленно движущихся судов.

Включение ИИД в навигационный комплекс по управлению судном позволит совершенствовать и развивать новые радиолокационные средства судовождения.

## **§ 56. ВЛИЯНИЕ ИКО НА ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЛС**

Эффективность применения радиолокационных систем в навигационных целях значительно зависит от их эксплуатационных характеристик. Точность определения координат надводного объекта, разрешающая способность по углу и по дальности, мертвая зона, минимальная дальность обнаружения зависят не только от технических параметров антенны и приемопередающих устройств, но и от индикатора кругового обзора. В частности, электроннолучевая трубка ИКО оказывает заметное влияние на разрешающую способность РЛС по дальности и углу.

Рассмотрим влияние ИКО с яркостной отметкой на разрешающую способность РЛС (рис. 232).

Перемещаясь радиально, электронный пучок образует яркостную засветку под воздействием отраженного сигнала от точечной цели  $A$  на расстояние от центра развертки  $O$ , равное  $\frac{2D}{c}$ .



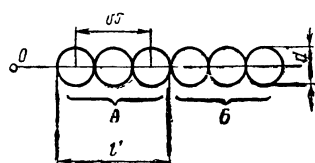
Причем, яркость линии развертки будет оставаться неизменной, пока развертка луча пройдет путь  $v_p \tau_n$ , где  $v_p$  — скорость радиальной развертки луча на данной шкале,  $\tau_n$  — длительность импульса.

С учетом конечного размера пятна  $d_n$  длительность отметки от точечной цели определяется выражением

$$l' = v_p \tau_n + d_n. \quad (133)$$

Из приведенного выражения следует, что размер отметки возрастает с увеличением скорости развертки и длительности импульса и с ухудшением фокусировки луча.

Отметки двух точечных объектов  $A$  и  $B$  будут видны слитно, т. е. не разрешаться по дальности, если расстояние между ними будет равно



$$\delta D = l' M_p; \quad (134)$$

$$\delta D = (v_p \tau_n + d) M_p,$$

Рис. 232. Влияние ИКО на разрешающую способность РЛС по дальности

где  $M_p$  — масштаб развертки  $M_p = \frac{D}{L_p}$ .

Учитывая, что время прямого хода развертки  $t_{пр.х} = \frac{2D}{c}$ , а скорость перемещения развертки

$$v_p = \frac{L_p}{t_{пр.х}},$$

получим

$$\delta D = \left( \frac{L}{D} \cdot \frac{c \tau_n}{2} + d \right) M_p = \frac{c \tau_n}{2} + \frac{D}{L_p} d_n, \quad (135)$$

где  $L_p$  — длина шкалы (длина развертки).

Длина развертки зависит от величины экрана ЭЛТ и коэффициента использования диаметра экрана  $K_\varepsilon$ :

$$L_p = K_\varepsilon d_\varepsilon, \quad (136)$$

где  $d_\varepsilon$  — рабочий диаметр экрана, равный 0,8—0,9 геометрического диаметра.

Первый член правой части выражения (135) характеризует влияние на разрешающую способность РЛС длительности зондирующего импульса.

Второй член показывает, на какую величину ухудшается разрешающая способность станции под воздействием ЭЛТ индикатора. Влияние последней можно уменьшить путем увеличения линейного размера экрана, применяя ЭЛТ с большим диаметром. Кроме того, по возможности необходимо работать на крупных масштабах. Эта задача может быть решена несколькими путями.

При приближении объекта необходимо переходить на более крупный масштаб, увеличивая скорость развертки. Можно сокращать выносимый на индикатор участок дальности и азимута (индикаторы секторного обзора).

Иногда находят применение индикаторы с ЭЛТ грубой и точной дальности. Индикатор грубого отсчета служит для наблюдения за круговой обстановкой в зоне действия РЛС. На трубке точного отсчета выносятся отдельные интересующие нас участки с индикатора грубого отсчета в крупном масштабе. Это позволяет значительно увеличить точность отсчета дальности и стробирования объектов.

Второе слагаемое в выражении (135) может быть также уменьшено за счет хорошей фокусировки пятна. При магнитной фокусировке луча можно получить диаметр пятна  $d_n$  порядка 0,5—0,8 мм.

Необходимо отметить, что яркость отметки максимальна в центре и снижается по краям. Благодаря этому можно раздельно различать две яркостные отметки даже при их частичном перекрытии.

Допустимая величина перекрытия может быть определена из выражения [14]:

$$B = B_0 \exp \left[ - \left( \frac{3r_d}{d_s} \right)^2 \right], \quad (137)$$

где  $B$  — яркость пятна на расстоянии  $r_d$  от его центра;

$B_0$  — максимальная яркость в центре диаметра пятна;

$r_d$  — расстояние от центра пятна;

$d_s$  — эффективный диаметр пятна, отсчитываемый на уровне 0,1.

Из выражения (137) могут быть определены расстояния между центрами  $\delta_r$  соседних пятен для различной контрастности яркости.

Влияние различной степени контрастности на разрешающую способность РЛС может быть учтено путем замены величины  $d$  в выражении (135) на  $\delta_r$ .

Разрешающей способностью РЛС по азимуту называют наименьшее угловое расстояние между двумя одинаково удаленными объектами, при котором их отметки можно различать отдельно.

Рассмотрим влияние индикатора кругового обзора на разрешающую способность РЛС по азимуту при некоторых приближениях.

Диаграмму направленности антенны заменим эквивалентной с постоянным коэффициентом направленности  $\alpha_{гор}$ , равной примерно 0,7 от значения угла раствора по точкам половинной мощности.

Предположим также, что яркость электронного луча диаметром  $d_n$  постоянна.

На рис. 233,а показано расположение объектов  $A$  и  $B$ , при котором их угловое расстояние равно ширине диаграммы направленности. В этом случае на экране ИКО будет видна сплошная отметка от обоих объектов (рис. 233,б).

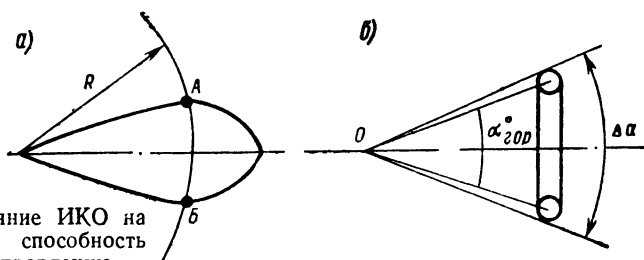


Рис. 233. Влияние ИКО на разрешающую способность РЛС по направлению

Угловой размер отметки от двух объектов, удаленных от центра экрана на расстояние  $l = \frac{2d}{c} M_p$ , равен

$$\psi = \alpha_{гор}^\circ + \frac{d_n}{l}. \quad (138)$$

Отметки двух точечных объектов  $A$  и  $B$  перестали наблюдаться отдельно при их касании. Поэтому предельное значение разрешающей способности по азимуту  $\delta_\beta$  можно приравнять угловому размеру отметки  $\psi$ , тогда

$$\delta_\beta = \alpha_{гор}^\circ + \frac{d_n}{l}. \quad (139)$$

Как следует из выражения (139), разрешающая способность РЛС по азимуту зависит от диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости  $\alpha_{гор}$ , а также от угловых размеров диаметра пятна  $d_n$  в масштабе шкалы:

$$d^\circ \approx \frac{d_n}{l} \cdot \frac{180^\circ}{\pi} = 57,3 \frac{d_n}{l}.$$

Тогда разрешающая способность РЛС в азимутальной плоскости определится

$$\delta_\beta = \alpha_{гор}^\circ + 57,3 \frac{d_n}{l}. \quad (140)$$

Из приведенного выражения следует, что РЛС с ИКО имеет переменную разрешающую способность по азимуту в зависимости от расстояния отметки цели от центра экрана.

Влияние ЭЛТ на разрешающую способность  $\delta_\beta$  будет больше сказываться на небольших расстояниях отметки от центра развертки.

В РЛС с индикатором кругового обзора хорошая разрешающая способность при заданной диаграмме направленности антенны может быть получена за счет применения ЭЛТ с хорошей фокусировкой луча и на значительном удалении от центра.

Для этой цели применяют ИКО со смещением центра и индикаторы секторного обзора. В индикаторах этого типа изображение просматриваемого участка можно разнести на большее расстояние от начала развертки.

Необходимо отметить, что на разрешающую способность по углу и по дальности, кроме ранее указанных факторов, влияет также форма сигнала с выхода приемного устройства, условия наблюдения, субъективные факторы оператора, неточный учет влияния диаметра пятна и др.

**Точность определения направлений.** Потенциальная точность измерения углов прямо пропорциональна ширине диаграммы направленности и обратно пропорциональна отношению сигнала к шуму [26]. Индикатор ухудшает потенциальную точность измерения угловых координат.

Ошибки пеленгования возникают из-за влияния ширины диаграммы направленности, неточности синхронного и синфазного вращения диаграммы направленности в пространстве и линии развертки ИКО. Эта ошибка может быть учтена лишь при рассмотрении конкретного метода синхронизации вращения линии развертки и диаграммы направленности. Например, при синхронизации вращения антенны и развертки ИКО с вращающимися отклоняющими катушками с помощью сельсинов точность передачи угла составляет  $\pm 2-7^\circ$ . Общая ошибка передачи может быть уменьшена в  $N$  раз путем повышения скорости вращения сельсинов за счет применения повышающих редукторов у сельсина-датчика и понижающих редукторов у сельсина-приемника, где  $N$  — передаточное число редукторов. При  $N=10\div 12$  ошибка передачи угла вращения антенны на индикатор составит  $\Delta\varphi = (0,2\div 0,7)^\circ$ .

При измерении угловых координат на ИКО основными источниками ошибок, кроме указанных выше, являются неточное определение середины отметки при совмещении ее с визиром, неточность установки нуля отсчета, неточность отсчета по шкале, ошибка эксцентриситета и др. Остановимся вкратце на них.

При пеленговании оператор должен установить визир под отметкой объекта так, чтобы разделить ее пополам. Точность визирования будет определяться способностью оператора делить радиолокационное изображение симметрично. Экспериментально установлено, что если угловые размеры будут меньше  $3^\circ$ , то относительная средняя арифметическая ошибка в долях ширины отметки может приниматься равной  $0,1\psi$ , при угловых размерах более  $10^\circ$ , равной  $0,03\psi$ , т. е.

$$\Delta\varphi_1 = 0,1 \cdot 0,7 \Delta\alpha_{\text{гор}},$$

где  $0,7 \Delta \varphi_{\text{гор}}$  — угловой размер яркостной отметки точечной цели, или предельная разрешающая способность, связанная с шириной диаграммы направленности антенны;

$\Delta \alpha_{\text{гор}}$  — ширина диаграммы направленности на уровне половинной мощности в масштабе шкалы азимута индикатора.

Размытость краев отметки цели приводит к увеличению ошибки пеленгования. Величина этой ошибки может быть принята равной половине зоны размытости:

$$\Delta \varphi_2 = 0,5 \frac{d_n}{l} \cdot \frac{180^\circ}{\pi}.$$

Ошибка нуля отсчета направлений возникает вследствие неточной юстировки антенны. При работе с ориентацией «Север» такая же ошибка возникает в результате неточного согласования принимающего сельсина с гироскопасом. При правильной эксплуатации судовой РЛС эти ошибки не должны превышать  $\Delta \varphi_3 (\pm 0,3 \text{ н} \pm 0,2^\circ \text{ соответственно})$ .

Ошибка эксцентриситета может возникать в судовых РЛС с механическим визиром из-за несовпадения начала развертки с геометрическим центром вращения визира. Эта ошибка на определенных углах может достигать больших значений  $\Delta \varphi_{\text{шк}} = 5 \div 8^\circ [5]$ .

Основной причиной смещения центра развертки является изменение параметров элементов индикатора и режима работы. Для центровки развертки применяются смещающие катушки СК. Судоводители в процессе эксплуатации должны тщательно следить за качеством центровки.

Общая максимальная ошибка в отсчете пеленга находится суммированием частных ошибок, возникающих за счет указанных выше причин,

$$\Delta \varphi_{\text{max}} = \Delta \varphi_1 + \Delta \varphi_2 + \Delta \varphi_3 + \Delta \varphi_4 + \Delta \varphi_{\text{шк}}.$$

Максимальная ошибка подчинена нормальному закону распределения, поэтому значение срединной и средней квадратической ошибки отсчета угла определится из выражений [14]

$$\Delta \varphi_{\text{ср}} = \frac{1}{4,5} \Delta \varphi_{\text{max}}, \quad \Delta \varphi_{\text{кр}} = \frac{1}{3} \Delta \varphi_{\text{max}}.$$

Для повышения точности отсчета вместо механического визира часто применяют электронный, исключая ошибки эксцентриситета. В этом случае также меньше сказывается влияние питающих напряжений на точность отсчета пеленга.

Повысить точность отсчета азимута объекта можно также за счет отсчета по электронной шкале, применения двухшкального метода отсчета (метод нониуса) и др.

**Точность определения дальности.** Точность определения места судна в значительной степени зависит от точности изме-

рения расстояний до различных радиолокационных ориентиров.

Минимальная средняя квадратическая ошибка измерения дальности обратно пропорциональна отношению сигнала к шуму и эффективной ширине спектра сигнала [26]. Однако эта потенциальная точность в импульсных РЛС не реализуется из-за влияния ряда систематических ошибок (неточность синхронизации передатчика и индикатора, искажение прямоугольной формы отраженного сигнала) и ряда случайных ошибок, непосредственно связанных с индикатором кругового обзора. К ним следует отнести ошибки, связанные с нелинейностью радиальной развертки, ошибки за счет неточного определения центра отметки цели, ошибки, связанные с плохой фокусировкой и т. д.

Нелинейность развертки приводит к ошибкам в определении дальности в индикаторах, не имеющих электронных шкал дальности и специальных визиров. В этом случае расстояние грубо определится с помощью НКД. При этом ошибка в определении дальности может быть определена из выражения [27]

$$\Delta L = \frac{\beta}{8} \Delta_{\text{шк}},$$

где  $\beta$  — нелинейность развертки;

$\Delta_{\text{шк}}$  — расстояние между отметками в масштабе шкалы.

Ошибка измерения дальности также зависит от постоянства наклона развертывающего напряжения радиального отклонения и нестабильности ускоряющего напряжения. С целью уменьшения этой ошибки блок развертки запитывают от источников стабильного напряжения, применяют радиодетали со стабильными параметрами во времени и т. д. Необходимо отметить, что в ИКО с отсчетом дальности с помощью ПКД и специальных визиров ошибки в измерении дальности, по рассмотренным выше причинам, отсутствуют.

С помощью ПКД расстояние до объекта может измеряться методом касания, когда внешняя кромка подвижного кольца дальности соприкасается с передним фронтом отметки объекта, методом совмещения, при котором середина кольца дальности накладывается на передний фронт объекта. Точность измерения с помощью этих двух методов зависит от диаметра пятна, длительности импульса ПКД, точности совмещения и масштаба шкалы. Точность совмещения, в свою очередь, зависит от разрешающей способности человеческого глаза, контрастности и четкости кромок радиолокационного изображения.

Как показывают исследования [5], предельную случайную ошибку методом касания можно определить из выражения

$$\sigma_{\text{кр}} = \pm \sqrt{\left(0,25 \frac{1}{M}\right)^2 + 3 m_n^2},$$

где  $M$  — масштаб изображения;

$m_n$  — средняя квадратическая величина суммы всех инструментальных ошибок.

При измерении способом совмещения величину предельной ошибки измерения можно определить из выражения

$$\sigma_{кр} = \pm \sqrt{\left(\frac{d_n}{M}\right)^4 + 3m_n^2}.$$

Как следует из приведенных выражений, точность измерения с помощью ПКД может быть повышена за счет увеличения масштаба изображения и уменьшения инструментальных ошибок. Для существующих навигационных РЛС  $m_n$  порядка  $\pm 10 - 15$  м.

---

## Глава IX. ЭЛЕМЕНТЫ ИНДИКАТОРНЫХ УСТРОЙСТВ

### § 57. РАСШИРИТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Индикаторы кругового обзора состоят из многих разнообразных и сложных элементов, детально рассмотреть устройство и принцип работы которых не позволяет объем учебного пособия.

В данном разделе рассмотрены некоторые типы расширителей импульсов, генераторов пилообразного напряжения, широко используемых в различных каскадах ИКО судовых РЛС.

Возросшие требования к увеличению срока непрерывной работы аппаратуры, к повышению ее надежности и экономичности, к уменьшению размеров и веса привели к тому, что в настоящее время большинство блоков ИКО создается на полупроводниковых приборах. Причем, в современных РЛС существует тенденция использования унифицированных функциональных узлов мультивибраторов, блокинг-генераторов, триггеров, выполненных печатным монтажом на отдельных платах.

Расширители импульсов являются неотъемлемыми элементами ИКО различных типов судовых РЛС. Они служат для расширения коротких импульсов синхронизации до длительности, равной или большей максимальному времени запаздывания сигнала цели на выбранной шкале дальности. Прямоугольные импульсы с выхода расширителей используются для получения пилообразного напряжения, для создания импульса подсвета прямого хода развертки ЭЛТ, для управления работой генератора калибрационных меток дальности и т. д.

В качестве РИ могут применяться мультивибраторы, триггеры, транзистронные генераторы. Мультивибраторы позволяют получать импульсы длительностью от десятков до сотен тысяч микросекунд, имеют простую ступенчатую и плавную регулировки, позволяют получать на выходе два разнополярных импульса и т. д.

Благодаря этим достоинствам наиболее широкое распространение в ИКО судовых РЛС получили мультивибраторы с одним устойчивым состоянием (одновибраторы, задержанные, или ждущие мультивибраторы).

Транзисторы в мультивибраторах, как правило, в рабочем состоянии используются в режиме насыщения. Это позволяет получить большой перепад напряжений, плоскую форму вершины импульса, повысить стабильность их работы.

Недостатки работы транзистора в насыщенном режиме (уменьшение быстродействия за счет удлинения переходных процессов) сказываются минимально, так как частота следования синхронизирующих импульсов меньше 10 кГц.

Пониженная чувствительность к запуску транзисторов мультивибратора в режиме насыщения компенсируется достаточной амплитудой импульсов запуска.

В ИКО судовых РЛС применяются в качестве РИ заторможенные мультивибраторы с емкостными и реостатно-емкостными коллекторно-базовыми связями, несимметричные мультивибраторы с эмиттерной связью и их разновидности.

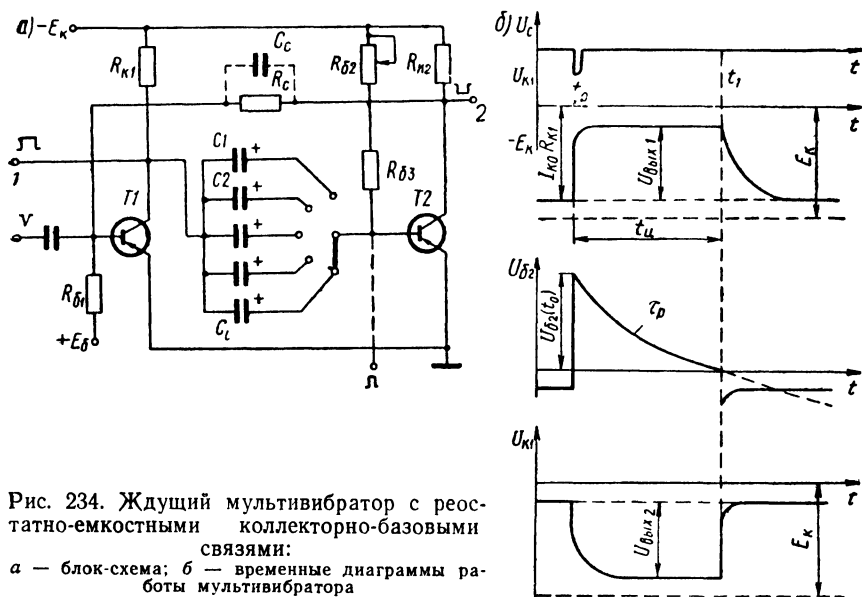


Рис. 234. Ждущий мультивибратор с реостатно-емкостными коллекторно-базовыми связями:

а — блок-схема; б — временные диаграммы работы мультивибратора

Схема ждущего мультивибратора с реостатно-емкостными коллекторно-базовыми связями представлена на рис. 234,а.

В исходном состоянии транзистор  $T1$  заперт положительным напряжением от специального источника  $+E_6$ . Транзистор  $T2$  открыт, так как на базу через резисторы  $R_{62}$  и  $R_{63}$  подается отрицательное напряжение от источника  $-E_k$ . Запуск схемы осуществляется либо подачей отрицательного импульса на базу транзистора  $T1$ , как показано на рис. 234,а, либо подачей положительного импульса на базу триода  $T2$ . Запуск может осуществляться также подачей соответствующих импульсов в коллекторы триодов.



После отпирания транзистора  $T1$  один из подключенных конденсаторов  $C_i$  перезаряжается по цепи:  $+C_i, R_6 = R_{62} + R_{63}, -E_k$ , открытый транзистор  $T1, -C_i$ . Ток разряда конденсатора  $i_p$  на резисторе  $R_6$  создает положительное падение напряжения (рис. 234,б), запирающее транзистор  $T2$ . Отрицательный перепад напряжения  $U_{к2}$  через сопротивление связи  $R_c$ , который для улучшения формы импульса на коллекторе иногда заменяет емкость связи  $C_c$ , прикладывается к базе транзистора  $T1$ , поддерживая его в режиме насыщения.

Напряжение на базе  $T2$  определяется выражением

$$U_{б2} \approx -E_k + i_p R_6. \quad (141)$$

Ток перезарядки конденсатора  $C_i$  убывает по экспоненте, и в тот момент, когда  $U_{б2} \approx 0$ , транзистор  $T2$  открывается, схема опрокидывается в исходное состояние.

С выхода 1 снимаются импульсы положительной, а с выхода 2 отрицательной полярности.

Длительность импульса

$$t_n \approx C_i R_6 \ln 2 = 0,7 C_i R_6. \quad (142)$$

В зависимости от шкалы дальности длительность импульсов скачкообразно изменяется переключением конденсаторов  $C_i$ , а в небольших пределах плавно — изменением резистора  $R_{62}$ .

К недостаткам рассмотренной схемы РИ следует отнести большое время восстановления  $t_v$  и наличие отдельного источника смещения  $+E_6$ .

В схеме ждущего мультивибратора с эмиттерной связью (рис. 235) с помощью резистора  $R_3$  в цепи эмиттера без дополни-

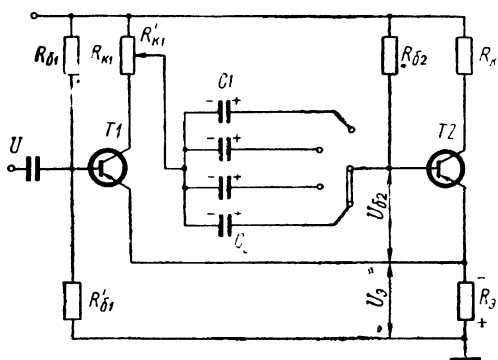


Рис. 235. Схема ждущего мультивибратора с эмиттерной связью

тельного источника смещения можно обеспечить одно устойчивое состояние при закрытом транзисторе  $T1$  и насыщенном транзисторе  $T2$ .

В исходном состоянии транзистор  $T2$ , база которого соединена через резистор  $R_{62}$  с источником отрицательного напряжения  $-E_k$ , открыт. Транзистор  $T1$  закрыт за счет падения напряжения  $-U_3$ , создаваемого током эмиттера  $I_3$  открытого транзистора  $T2$ . Де-

литель  $R_{61}$ ;  $R_{61}$  подбирается таким образом, чтобы обеспечить на базе транзистора  $T1$  по абсолютной величине потенциал меньше, чем потенциал эмиттеров.

Один из подключенных конденсаторов  $C_i$  заряжен до напряжения

$$U_{C_i} = E_k - I_3 R_3. \quad (143)$$

При подаче на базу транзистора  $T1$  импульсов отрицательной полярности конденсатор  $C_i$  начинает разряжаться по цепи:  $+ C_i$ , резистор  $R_{62}$ , источник  $- E_k$ , резистор  $R_3$ , открытый транзистор  $T1$ ,  $C_i$ . Ток разряда  $i_p$  создает на резисторе  $R_{62}$  падение напряжения положительной полярности, что обуславливает уменьшение тока эмиттера транзистора  $T2$ . Это приводит к еще большему увеличению токов транзистора  $T1$ .

В результате лавинообразного процесса транзистор  $T1$  практически мгновенно переходит в открытое, а транзистор  $T2$  — в закрытое состояние.

Разряжающийся конденсатор  $C_i$  будет поддерживать транзистор  $T2$  в закрытом состоянии до тех пор, пока напряжение на его базе не уменьшится до нуля. После этого транзистор  $T2$  начнет отпираться, вызывая запираание транзистора  $T1$ . Опрокидывание схемы в исходное состояние происходит лавинообразно.

Конденсатор  $C_i$  после этого заряжается по цепи: источник  $E_k$ , резистор  $R_3$ , открытый транзистор  $T2$  и резистор  $R_{k1}$ .

Длительность импульса на выходе 2 определяется выражением

$$t_n = C_i R_{62} \ln(1 + a), \quad (144)$$

где  $a = \frac{R'_{k1}}{R_{k1}}$ .

При  $a \ll 1$

$$t_n = C_i R_{62} a. \quad (145)$$

Дискретная регулировка длительности прямоугольных импульсов осуществляется за счет переключения конденсаторов  $C_i$ , плавная — резистором  $R_{k1}$ .

Мультивибратор с эмиттерной связью следует применять в тех случаях, когда предъявляются повышенные требования к форме импульса. Однако время восстановления схемы и потребляемая мощность возрастают.

Максимальная длительность импульса ограничена временем восстановления схемы, которое определяется временем заряда конденсатора  $C_i$ .

Минимальная длительность расширенных импульсов определяется переходными процессами во время переключения и инерционностью транзистора.

## § 58. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ РАЗВЕРТКИ

Генераторы пилообразного напряжения в индикаторах РЛС предназначены для формирования пилообразного напряжения, используемого для создания развертки в ЭЛТ.

Напряжение пилообразной формы обычно получают с помощью емкостной интегрирующей цепи (рис. 236,а).

Резистор  $R$  и конденсатор  $C$  образуют интегрирующую цепочку, а ключ  $K$  служит для включения конденсатора с зарядки на разрядку, и наоборот.

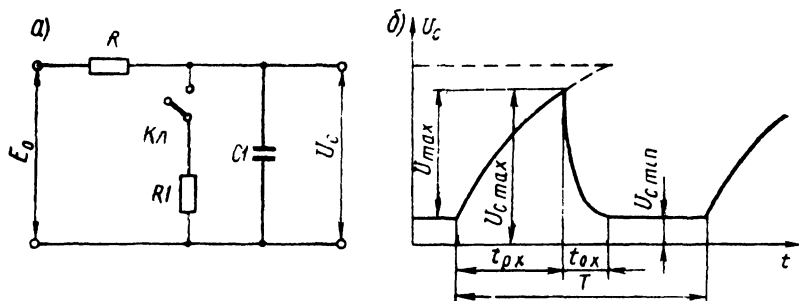


Рис. 236. Принцип работы генератора пилообразного напряжения:  
а — схема, б — форма напряжений на конденсаторе

Напряжение на конденсаторе при периодическом замыкании и размыкании ключа (рис. 236,б) характеризуется следующими основными параметрами:

$t_{p,x}$  — длительность рабочего хода развертки;

$t_{o,x}$  — время восстановления (длительность обратного хода);

$T$  — период следования;

$U_{max}$  — амплитуда.

Коэффициент нелинейности показывает степень отклонения реального напряжения от идеального линейно изменяющегося и определяется выражением

$$\varepsilon = \frac{U'_{max} - U'_{min}}{U'_{max}}, \quad (146)$$

где  $U'_{max}$  и  $U'_{min}$  — максимальная и минимальная производные во времени от напряжения на конденсаторе.

Если в качестве ключа используются электронные лампы, транзисторы, газоразрядные приборы, управляемые диоды, включаемые и выключаемые с помощью внешних управляющих импульсов, то такие генераторы называют управляемыми ГПН.

Идеально линейное напряжение на конденсаторе можно получить лишь в том случае, если ток  $i_c$ , протекающий через него, постоянен. Существуют два метода поддержания постоянства тока  $i_c$ , равного

$$i_c = \frac{E - U_c}{R}. \quad (147)$$

Резистор  $R$  в процессе заряда необходимо уменьшать, используя для этой цели вместо него стабилизирующий нелиней-

ный двухполюсник (пентоды, триоды с сильной отрицательной обратной связью, транзисторы).

Зарядный ток можно также стабилизировать, если последовательно с  $E$  включить источник, напряжения которого  $U(t)$  изменится по такому же закону, что и напряжение на конденсаторе  $C$ , но в противофазе с ним. В этом случае

$$i_c = \frac{E - U(t) - U_c}{R}. \quad (148)$$

Такой метод стабилизации называется компенсационным. В зависимости от того, каким образом создается напряжение  $U(t)$ , различают схемы ГПН с положительной или отрицательной обратной связью. Они используются в качестве высоколинейных генераторов напряжения развертки.

В простейших ГПН используется заряд конденсатора через активный резистор. Для увеличения линейности используется только начальный прямолинейный участок экспоненты заряда конденсатора.

При выборе и построении ГПН на транзисторах в отличие от ламп необходимо учитывать ряд дополнительных факторов: инерционность транзистора, что на умеренных развертках может привести к искажению форм пилообразного напряжения; ограниченные частотные свойства транзисторов, вызывающие искажение начального участка пилообразного напряжения; шунтирующее действие запертого транзистора.

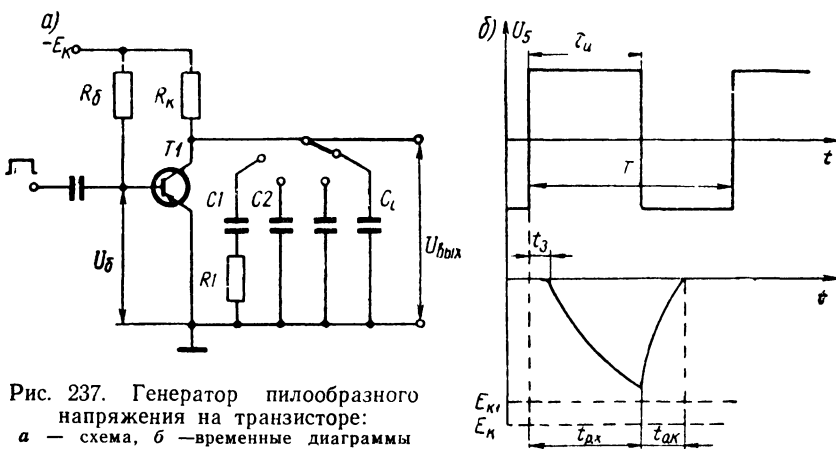


Рис. 237. Генератор пилообразного напряжения на транзисторе:  
а — схема, б — временные диаграммы

На рис. 237,а приведена схема простого и наиболее распространенного ГПН на транзисторе. В состоянии покоя транзистор  $T1$  открыт, так как на базу через резистор  $R_б$  подается отрицательное смещение. Напряжение на одном из подключенных конденсаторов  $C$ , минимально и равно

$$U_{к.о} = E_k - I_k R_k \approx 0. \quad (149)$$

При подаче на базу прямоугольного импульса положительной полярности транзистор запирается. Длительность управляющего импульса должна быть равна длительности прямого хода развертки.

Конденсатор  $C_i$  заряжается через резистор  $R_k$  от источника напряжения —  $E_k$  до напряжения

$$U_C = U_{k.0} + (E'_k - U_{k.0}) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{зар}}\right) \right], \quad (150)$$

где

$$E'_k = E_k - I_{k.0} R_k;$$

$\tau_{зар} = C_i R_k$  — постоянная времени заряда.

Напряжение на конденсаторе, изменяясь по экспоненциальному закону, является спадающим и стремится к напряжению  $E'_k$ .

Если пренебречь начальным напряжением на коллекторе отпертого транзистора ( $U_{k.0} \approx 0$ ), то изменение напряжения на конденсаторе определяется выражением

$$U_C = (E_k - I_{k.0} R_k) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{зар}}\right) \right]. \quad (151)$$

После окончания действия управляющего импульса транзистор открывается и конденсатор  $C_i$  разряжается — формируется обратный ход развертки.

Воспользовавшись разложением выражения (151) в ряд получим

$$U_C = (E_k - I_{k.0} R_k) \left[ \frac{t}{\tau_{зар}} - \frac{1}{2!} \left( \frac{t}{\tau_{зар}} \right)^2 + \frac{1}{3!} \left( \frac{t}{\tau_{зар}} \right)^3 \right]. \quad (152)$$

и, учитывая, что  $t_{p.x} \ll \tau_{зар}$ , получим

$$U_C = [E_k - I_k R_k] \frac{t}{\tau_{зар}}. \quad (153)$$

Из выражения (153) следует, что в этом случае изменение напряжения на конденсаторе практически происходит по линейному закону.

Амплитуда линейно падающего пилообразного напряжения будет меньше, чем напряжение источника питания коллектора —  $E_k$ , так как используется не весь, а только начальный участок экспоненциальной кривой заряда конденсатора.

Задержка  $t_z$  начала пилообразного напряжения относительно фронта управляющего импульса (рис. 237,б) обусловлена временем рассасывания неосновных носителей.

Этот фактор необходимо учитывать при расчете элементов и параметров схемы.

На малых шкалах для получения напряжения трапециoidalной формы последовательно с конденсатором может включаться резистор.

При переходе с одной шкалы дальности на другую меняется скорость прямого хода развертки, что достигается выбором соответствующей величины постоянной времени заряда конденсатора путем изменения подключаемой емкости.

## § 59. ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВАЯ ТРУБКА С МАГНИТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В индикаторах кругового обзора РЛС широкое применение получили ЭЛТ с магнитным управлением (рис. 238). Основными частями ЭЛТ являются:

элементы создания электронного пучка — электронный прожектор (подогревный катод  $K$ , модулятор  $M$ , первый анод  $A_1$ ); система фокусировки и отключения луча (фокусирующая катушка  $\Phi K$ , отклоняющая катушка  $OK$ ); ускоряющий второй анод  $A_2$ ; люминесцирующий экран  $\mathcal{E}$ .

Узкий пучок электронов создается электронным прожектором. Количество электронов в пучке регулируется прикладываемым потенциалом между катодом и модулятором.

Модулирующие сигналы (видеосигнал, калибрационные метки, метка курса и др.) соответствующей полярности могут подаваться как на катод, так и на модулирующий электрод.

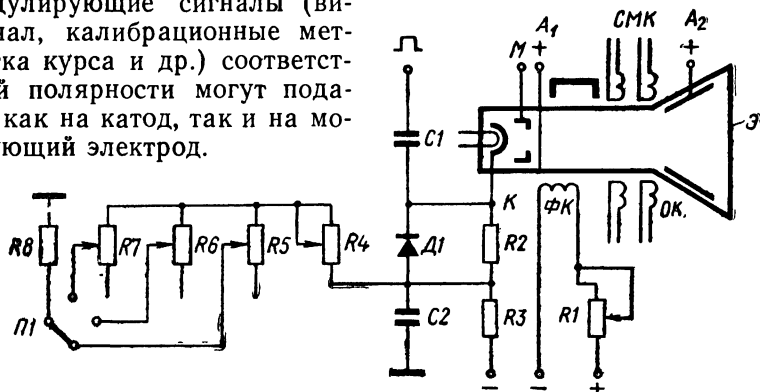


Рис. 238. Схема включения питания и цепей регулировки ЭЛТ с магнитным управлением

Электрод  $A_1$  выполняет функции экранировки области управления лучом от воздействия высокого ускоряющего потенциала анода  $A_2$ .

Это позволяет уменьшить отрицательный потенциал на модуляторе, необходимый для запирания электронного луча.

Кроме того, катод, модулятор и первый анод выполняют функцию прикатодной электронно-оптической системы типа иммерсионного объектива. Потенциалы катода, модулятора и анода создают совместно поле, позволяющее концентрировать в небольшом сечении (предварительная фокусировка) электроны, вылетающие с относительно большой площади катода.

Окончательная фокусировка луча в трубках с магнитным управлением осуществляется магнитным полем, создаваемым специальной фокусирующей катушкой  $\Phi K$ , через которую пропускается постоянный ток.

Электроны, точно летящие по оси трубки, проходят фокусирующее поле без отклонений, так как направление движения этих электронов параллельно силовым линиям магнитного поля. Остальная часть электронов, которые на выходе катода направлены под углом к оси трубки, проходя через фокусирующее поле, подвергается скручиванию. В результате закручивания электроны прижимаются к оси трубки, образуя очень тонкий луч, этим достигается максимальная плотность электронного луча на поверхности экрана трубки.

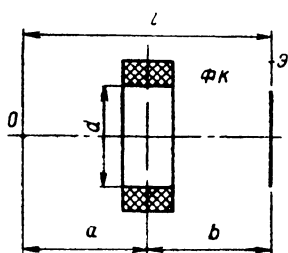


Рис. 239 Взаимное расположение фокусирующей катушки  $\Phi K$ , источника электронов  $O$  и экрана  $\mathcal{E}$

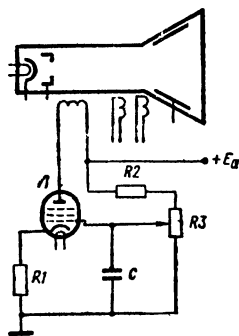


Рис. 240 Схема плавной регулировки фокусировки ЭЛТ

Количество ампервитков для фокусирующей катушки может быть рассчитано по приближенной формуле [14]:

$$I\omega = 220 C \sqrt{\frac{l d}{a b}} U_{A_2}, \quad (154)$$

где

$I$  — фокусирующий ток, а;

$\omega$  — число витков фокусирующей катушки;

$C$  — коэффициент, учитывающий степень экранирования катушки (для катушек без экрана  $C \approx 1$ , для экранирования  $C < 1$ );

$l, d, a, b$  — геометрические размеры (рис. 239);

$U_{A_2}$  — напряжение на втором аноде, кВ.

Качество фокусировки электронного луча влияет на разрешающую способность ЭЛТ, которая, в свою очередь, для трубок этого типа находится в пределах 300—400.

Регулировка фокусирующего магнитного поля осуществляется изменением тем или другим способом величины тока, протекающего через фокусирующую катушку. Наиболее простым способом регулировки является включение реостата ( $R1$  на рис. 238) последовательно с питающим напряжением в цепь

фокусирующей катушки. Однако при этом на качество фокусировки значительно влияет ряд дестабилизирующих факторов: нестабильность высоковольтного напряжения и напряжения питания ФК;

температурные изменения провода ФК и т. д.

В результате ток, проходящий через катушку, необходимо изменять в значительных пределах, используя большое регулирующее сопротивление.

Более плавная регулировка обеспечивается при использовании в качестве регулируемого элемента пентода или тетрода, в анодную цепь которого включена фокусирующая катушка (рис. 240).

В приведенной схеме регулировки влияние дестабилизирующих факторов уменьшается. Фокусирующая катушка включена последовательно с большим сопротивлением лампы по постоянному току, поэтому температурные изменения параметров катушки окажут малое влияние на величину фокусирующего тока. Нестабильность питающего напряжения при таком способе регулировки также сказывается меньше, так как рабочая точка выбирается на пологом участке анодной характеристики пентода.

В ЭЛТ с большим радиусом экрана имеет место дефокусировка луча, причем, диаметр пятна на краю экрана в 1,5—2 раза больше, чем в центре. Это вызвано тем, что радиус кривизны поверхности экрана ЭЛТ больше радиуса кривизны отклоняющей системы. В этом случае по мере отклонения луча от центра необходимо производить корректировку фокусирующего тока таким образом, чтобы луч оказывался сфокусированным во всех точках экрана. Корректировка может осуществляться модуляцией фокусирующего поля основной катушки при помощи дополнительной корректирующей катушки, ток через которую управляет напряжением развертки.

Отклонение электронного луча осуществляется с помощью однородного магнитного поля, которое создается либо вращающимися, либо неподвижными катушками.

Отклонение электронного луча пропорционально напряженности магнитного поля или величине тока, протекающего через отклоняющую катушку (отклоняющую систему ОС). Поэтому для отклонения луча от центра к краю экрана ЭЛТ через ОК пропускают ток пилообразной формы. Последний создает магнитное поле, линейно изменяющееся от нуля до величины, достаточной для отклонения луча к краю экрана ЭЛТ данного радиуса.

При конструировании отклоняющих систем принимается ряд мер (секционирование обмотки, применение галетной обмотки и т. д.) для уменьшения паразитной емкости катушки.

Паразитная емкость совместно с индуктивностью катушки создает колебательный контур, в котором при нарастании пило-



образного тока могут возникнуть паразитные колебания, искривляющие линию развертки.

Кроме того, наличие паразитной емкости приводит к запаздыванию начала развертки, так как в начале развертки значительная часть тока расходуется на ее заряд. Это особенно сильно сказывается при быстрых развертках.

Экран ЭЛТ покрыт люминофором (вещество, светящееся под действием электронной бомбардировки). Люминофоры должны эффективно преобразовывать энергию электронного луча в световое излучение с необходимыми цветовыми характеристиками и длительностью послесвечения.

В судовых РЛС применяются ЭЛТ с длительным послесвечением, позволяющим сохранять изображение в течение нескольких секунд. В таких трубках применяют двухслойное покрытие экрана.

Первый внутренний слой состоит из сульфида цинка, активированного серебром. При бомбардировке электронами этот слой дает голубое свечение, возбуждающее второй слой, расположенный ближе к стеклу.

Второй слой, обладающий длительным послесвечением, содержит смесь сульфида цинка и кадмия, активированного медью.

Снаружи экран трубки покрывается светофильтром для уменьшения утомляемости глаза наблюдателя. Светофильтр также уменьшает влияние дневного освещения на контрастность изображения на экране.

Смещение и центрирование начала развертки может осуществляться при помощи специальных двух взаимно перпендикулярных катушек (СК).

Перемещение центра развертки регулируется изменением постоянного тока, протекающего через центрирующие катушки.

При различных шкалах дальности скорость отклонения луча изменяется, что приводит к изменению яркости свечения экрана. Этот недостаток устраняется автоматически путем изменения разности потенциалов между катодом и модулятором таким образом, чтобы яркость экрана оставалась постоянной, изменяя или амплитуду импульса подсвета прямого хода луча или величину напряжения запирающего модулирующего электрода. На рис. 238 показано, что при переключении шкал изменяются резисторы  $R4-R7$  делителя, с которых снимаются запирающие напряжения на модулятор.

Величина резистора  $R5-R7$  подбирается таким образом, чтобы при переключении шкал яркость свечения экрана не изменялась. Резистор  $R4$  служит для регулировки яркости на всех шкалах.

Следует отметить, что ЭЛТ с магнитным управлением имеют ряд преимуществ по сравнению с ЭЛТ с электростатическим управлением, из которых основными являются:

высокое качество фокусировки по всему экрану и, как следствие, высокая разрешающая способность трубок;

большая яркость свечения экрана за счет увеличения тока луча и ускоряющего напряжения;

удобство получения радиально-круговой развертки методом вращения отклоняющей системы синхронно с диаграммой направленности.

Благодаря этим преимуществам ЭЛТ с магнитным управлением получили широкое применение в судовых РЛС.

## § 60. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ЭЛТ СУДОВЫХ РЛС

Информативность судовых индикаторов может быть значительно повышена за счет применения специальных ЭЛТ, к которым следует отнести цветные ЭЛТ [11], ЭЛТ со скрытым запоминанием информации и др.

Применение цветных индикаторов позволяет повысить детальность радиолокационного изображения, так как, кроме яркостных сигналов, вводится цветовая градация.

В отличие от цветного телевидения, в радиолокации не требуется воспроизведение истинного цвета объекта. При этом возникает задача выделить разными цветами отметки от целей, резко отличающиеся по своим параметрам и характеристикам. Например, отметки подвижных объектов должны быть красными, а неподвижных — зелеными, или элементы изображения, соответствующие целям с различной амплитудой отраженного сигнала, должны отличаться по цвету и т. д.

ЭЛТ со скрытым запоминанием также позволяют значительно увеличить количество информации, воспроизводимой на экране индикатора. Под воздействием инфракрасного облучения участки экрана указанной ЭЛТ, которые ранее подвергались воздействию яркостной модуляции, вторично засвечиваются. Это позволяет наблюдать сигналы, принятые не только в течение данного цикла обзора, но и сигналы предшествующих циклов.

В результате оператор наблюдает траекторию движения встречных судов, что облегчает возможность правильной оценки ситуации для решения задачи расхождения.

Цветное изображение может быть получено путем смешения нескольких монохроматических цветов согласно основному уравнению цветности:

$$F = r'R + g'G + b'B, \quad (155)$$

где  $F$  — любой сложный цвет;

$R, G, B$  — основные монохроматические цвета, соответственно красный, зеленый и синий;

$r', g', b'$  — коэффициенты пропорциональности.

Для передачи радиолокационного цветного изображения оказывается достаточным использовать два основных цвета в различных количественных соотношениях:

$$F' = r' R + g' G. \quad (156)$$

Для воспроизведения цветного изображения можно использовать две ЭЛТ с разными светофильтрами. На каждом из экранов создается изображение, соответствующее основному цвету. Оптическое совмещение таких изображений позволяет получить необходимое цветное изображение. Как недостаток получения цветного изображения таким способом следует отметить наличие нескольких ЭЛТ со своими светофильтрами.

Устройство цветного индикатора упрощается, если применить специальные цветные ЭЛТ.

Цветная ЭЛТ состоит из двух электронных пушек, создающих отдельные электронные лучи.

Экран трубки выполнен в виде мозаики, состоящей из точечных катодолюминофоров красного и зеленого цветов. Эти названия означают, что под воздействием электронного луча данный люминофор дает свечение соответствующего цвета. Для того чтобы каждый электронный луч возбуждал люминофор своего цвета, перед мозаичным экраном помещается маска с отверстиями.

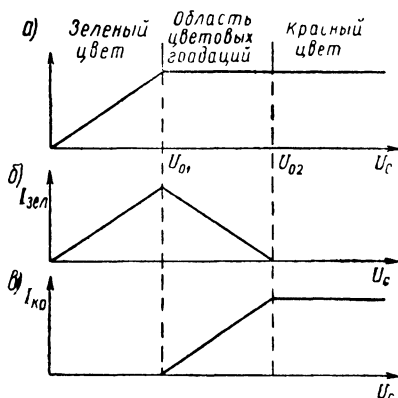


Рис. 241. Законы изменения токов лучей цветной ЭЛТ:

а — изменение напряжения видеосигнала; б — изменение тока «зеленого» луча, в — изменение тока «красного» луча

Цветное изображение получается путем смешения в определенной пропорции одновременно светящихся точечных люминофоров красного и зеленого цветов.

Рассмотрим, по каким законам должны изменяться токи лучей электронных пушек, если требуется получить изменение цвета изображения в соответствии с изменением величины напряжения видеопульсов сигнала на выходе приемного устройства.

При повышении напряжения видеосигнала от нуля до уровня  $U_{01}$  желательно, чтобы отметка цели была зеленой, а ее яркость изменялась пропорционально увеличению амплитуды видеопульса (рис. 241). С увеличением амплитуды сигнала до уровня  $U_{02}$  цвет от меток изменяется от желто-зеленого до красного, и при превышении уровня  $U_{02}$  на экране сохраняется только красный цвет отметки цели. Законы изменения токов электронного луча красного  $I_{кр}$  и зеленого  $I_{зел}$  показаны на рис. 241.

Квантование сигналов на выходе приемного устройства по уровням осуществляется специальными схемами, с выхода которых сигналы подаются на модуляцию луча соответствующей электронной пушки.

Детальность изображения на цветном индикаторе увеличивается, так как от различных участков береговой черты и надводных объектов получают сигналы различной интенсивности. Например, сигналы от обрывистых берегов являются ярко-красными, а пологая песчаная отмель наблюдается в виде сигналов зеленого цвета.

Общая разрешающая способность цветных индикаторов будет выше за счет повышения разрешающей способности по интенсивности сигнала. Исследования показывают, что цветные индикаторы позволяют различать 10—12 градаций яркости.

При этом улучшается обнаружение объектов на фоне взволнованной поверхности моря. На экране цветной ЭЛТ помехи от моря имеют зеленый цвет, и на их фоне хорошо наблюдаются красные отметки от судов.

В ЭЛТ со скрытым запоминанием радиолокационной информации используется свойство некоторых люминофоров сохранять определенную часть энергии электронного луча некоторое время после облучения. Эта энергия может освободиться и проявиться в виде вспышки люминофора при облучении его через некоторое время светом определенной длины волны или теплом. При этом происходит возвращение электронов с уровней возбуждения в основную зону с излучением квантов света. Таким образом, эти люминофоры обладают способностью аккумулировать энергию при возбуждении лучом электронов и возвращать ее в световую под воздействием инфракрасных лучей.

Люминофоры этого типа характеризуются:

временем разгорания и затухания;

яркостью при облучении электронным пучком и при инфракрасном облучении. Для некоторых типов люминофоров яркость вспышки после облучения через 1000 ч падает только на 20% по отношению к первоначальной;

временем сохранения информации. В открытом море круговая обстановка на экране ЭЛТ может быть воспроизведена с удовлетворительной яркостью через 2—3 ч;

сроком службы и т. д.

Необходимо отметить еще один полезный эффект при использовании ЭЛТ с инфракрасным подсвечиванием. При удалении объекта энергия принимаемого сигнала в последующих циклах обзора значительно меньше, чем в предыдущих. Поэтому, воспроизведя последующие циклы, мы производим как бы накопление сигнала, что позволяет повысить вероятность обнаружения объектов на предельной дальности.

Применение в ИКО ЭЛТ со скрытым запоминанием информации позволяет существенно ускорить оценку ситуаций, оператив-

но селективировать потенциально опасные цели, своевременно обнаруживать изменение параметров движения цели.

Как недостаток ИКО с указанными ЭЛТ следует отметить низкую эффективность стирания траекторий отметок, что особенно затрудняет наблюдения при переключении шкал, и смазывание береговой черты при работе в режиме ОД.

## § 61. ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

Фазочувствительный выпрямитель используется для преобразования переменного напряжения входного сигнала в сигнал постоянного тока, величина и полярность которого определяются величиной и фазой входного напряжения.

Фазочувствительные выпрямители в слаботочных цепях часто называют демодуляторами, или амплитудно-фазовыми различителями.

Фазочувствительные выпрямители характеризуются следующими основными техническими параметрами: коэффициентом передачи по напряжению, выходным максимальным напряжением, линейностью амплитудной характеристики, мощностью, потребляемой цепью коммутации, к.п.д. по сигнальной цепи и др.

ФЧВ представляет собой двухполупериодный выпрямитель, в котором в качестве выпрямительных вентилях используются диодные мосты  $M_1$  и  $M_2$ . Открывание и запираание мостов осуществляется опорным  $U_{оп}$  или коммутирующим напряжением, которое служит для определения фазы входного напряжения.

Входным или сигнальным напряжением является переменное напряжение 400 гц от СКВТ, промодулированное синусно-косинусной составляющей вращения антенны.

Опорным является напряжение постоянной амплитуды той же частоты. ФЧВ в ИКО используются для выделения синусно-косинусных составляющих вращения антенны.

Рассмотрим работу упрощенной схемы ФЧВ РЛС «Океан», предположив, что фазы коммутирующих напряжений и напряжения сигнала в начальный момент соответствуют обозначению на рис. 242.

В этот момент времени диодный мост  $M_1$  открыт, диодный мост  $M_2$  — закрыт. Конденсатор  $C_4$  заряжается положительным полупериодом частоты 400 гц по цепи: вывод 1 обмотки  $Tr1$ , диод  $D_2$ , выводы 5, 4 трансформатора  $Tr2$ , резистор  $R1$ , диод  $D_4$ , конденсатор  $C_4$ , диод  $D_9$ , вывод 2 обмотки  $Tr2$ .

При изменении фазы напряжения частоты 400 гц на  $180^\circ$  мост  $M_1$  закрывается, мост  $M_2$  открывается. Конденсатор  $C_4$  заряжается по цепи: вывод 3  $Tr1$ , диод  $D_6$ , резистор  $R2$ , выводы 7, 6 трансформатора  $Tr2$ , диод  $D_8$ , конденсатор  $C_4$ , диод  $D_9$ , вывод 2 трансформатора  $Tr1$ . В дальнейшем, когда фаза огибающей вращения антенны изменится на  $180^\circ$ , мосты  $M_1$  и  $M_2$

будут также открываться поочередно, однако на их входе (диагонали  $a, б$  и  $a', б'$ ) фаза напряжения частоты 400 гц изменится относительно фазы коммутирующего напряжения в диагоналях  $в, г$ , и  $в', г'$  на  $180^\circ$ . Выходное напряжение выпрямителя также изменит полярность на противоположную.

Пусть мост  $M_1$  открыт, а мост  $M_2$  закрыт. Конденсатор  $C3$  заряжается по цепи: вывод 2  $Tr1$ , конденсатор  $C3$ , диод  $D10$ , диод  $D3$ , выводы 5, 4  $Tr2$ , резистор  $R1$ , диод  $D1$ , вывод 1 трансформатора  $Tr1$ . При изменении фазы напряжения частоты 400 гц на  $180^\circ$  мост  $M_1$  закрывается, мост  $M_2$  открывается. Конденсатор  $C3$  заряжается по цепи: вывод 2  $Tr1$ , конденсатор  $C3$ , диод  $D10$ , диод  $D7$ , резистор  $R2$ , выводы 7, 6  $Tr2$ , диод  $D5$ , вывод 3  $Tr1$ .

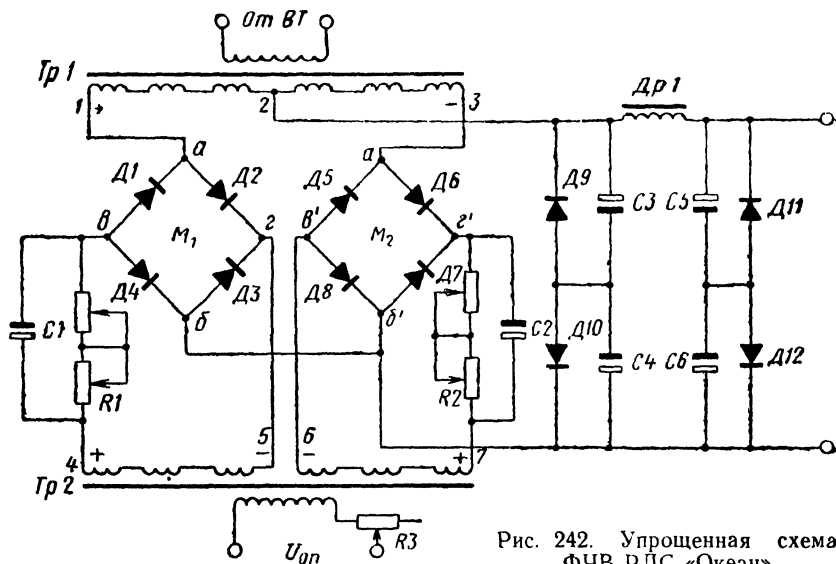


Рис. 242. Упрощенная схема ФЧВ РЛС «Океан»

Следовательно, если огибающая входного сигнала меняет фазу на  $180^\circ$ , то и полярность выходного выпрямленного напряжения также изменяется. Форма напряжения входного сигнала  $U_1$  синусной составляющей, вращение антенны и выходное напряжение ФЧВ  $U_2$  представлены на рис. 202.

Аналогично происходит выделение с помощью ФЧВ косинусной составляющей вращения антенны.

Необходимо отметить, что диоды мостов при коммутации проводят лишь тогда, когда напряжение на обмотке трансформатора превышает выпрямленное напряжение на емкостной нагрузке выпрямителя.

В фильтре ФЧВ (дроссель  $D1$ , конденсаторы  $C5, C6$ ) применены униполярные электрические конденсаторы. Диоды предохраняют конденсаторы от напряжений обратной полярности.

С помощью резистора  $R3$  уравнивается активное сопротивление коммутирующей цепи и сопротивление источника выпрямляемого напряжения (ВТ). Резисторы  $R1$ ,  $R2$  служат для регулировки величины коммутирующего напряжения.

---

## **Глава X. АВТОМАТИЧЕСКОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ И АВТОМАТИЧЕСКИЙ СЪЕМ ДАННЫХ РЛС**

### **§ 62. АВТОМАТИЧЕСКОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ ПО ДАЛЬНОСТИ В РЕЖИМЕ КРУГОВОГО ОБЗОРА**

Взросшая роль РЛС для целей навигации требует более эффективных методов съема различных данных с ИКО. Автоматизация решения задачи расхождения и предупреждения столкновения судов привела к необходимости непрерывного поступления информации о координатах объекта, его скорости и ускорения.

Полученные данные в удобной для штурмана форме могут также использоваться для дополнительной индикации параметров движения выбранной цели на различных табло.

Естественно, это привело к усложнению навигационных РЛС, так как, кроме обнаружения, они должны осуществить непрерывное сопровождение одной или нескольких целей. Задача сопровождения состоит в селекции выбранной цели и слежении за ней путем непрерывного определения дальности, угловых координат и скорости.

Различают несколько методов сопровождения в зависимости от параметра цели, по которому происходит слежение: автоматическое сопровождение по дальности (АСД), по направлению (АСН), по скорости (АСС) и др.

Схемы каналов автоматического сопровождения представляют собой замкнутые следящие системы. Принцип их построения, сложность, конструктивные особенности определяются точностью получения заданного параметра движущегося объекта, а также режимом работы радиолокационной системы.

Отличительной особенностью построения систем автоматического сопровождения по углу и дальности судовых навигационных РЛС является необходимость сопровождения цели в режиме кругового обзора.

Такой режим работы позволяет осуществлять автоматическое сопровождение цели по углу или дальности, одновременно наблюдая круговую обстановку, что является важным его достоинством. Кроме того, при работе в режиме кругового обзора имеет-

ся возможность осуществлять одновременное автоматическое сопровождение нескольких целей. Для этого достаточно в составе аппаратуры ИКО предусмотреть несколько следящих систем.

Селекция выбранной цели производится методом стробирования по углу и дальности. Оператор согласовывает временное положение строба по дальности (углу) и цели. Строб (полустроб) представляет собой один сдвоенный импульс одной или противоположной полярности.

Измерение дальности заключается в определении временной задержки между зондирующим импульсом и принятым сигналом от объекта. Эту функцию в навигационных РЛС оператор выполняет с помощью НКД или путем совмещения с отметкой выбранной цели импульсов ПКД, вращая ручку штурвала. Ручное сопровождение цели по дальности является наиболее простым.

Однако длительное сопровождение цели является утомительным и не обеспечивает высокую точность сопровождения быстро перемещающихся целей из-за большой инерционности оператора, что приводит к возникновению больших динамических ошибок.

Полуавтоматическое сопровождение заключается в том, что в процессе движения совмещение визира дальности с отметкой цели производится приводом. Действия оператора сводятся лишь к повороту штурвала во время первоначального совмещения визира дальности и отметки цели и к подбору такой скорости вращения привода, при которой отметки сопровождаемой цели и измерительный импульс совпадают.

Полуавтоматическое сопровождение позволяет следить за целью даже в случае, если в течение нескольких обзоров сигнал от нее отсутствует. При этом визир дальности перемещается приводом «ПО ИНЕРЦИИ» со скоростью цели в течение нескольких секунд. За указанное время маловероятно резкое изменение скорости сопровождаемого движущего надводного объекта.

Автоматическое сопровождение цели является наиболее совершенным методом непрерывного слежения за объектом. При этом ошибка в совмещении сигнала цели и строба дальности вырабатывается временным дискриминатором без участия оператора, действия которого в этом случае сводятся лишь к первоначальному совмещению строба дальности и цели.

Полярность и величина ошибки совмещения с помощью автоматической следящей системы используются для коррекции временной задержки строба. Причем, управление задержкой строба должно быть таким, при котором временное рассогласование его положения и сигнала от цели было бы минимальным (равнялось нулю). В этом случае временная задержка строба относительно момента нулевой дальности несет в себе непрерывную информацию о расстоянии до выбранной цели.

Блок-схема АСД и временные диаграммы к ней представлены на рис. 243 и 244.



На входе АСД включен каскад, селектирующий отраженный сигнал от цели по азимуту. Этот каскад управляется стробом по пеленгу, позволяющим застробировать отметку выбранной цели от сопровождаемого объекта в азимутальной плоскости. Отраженные от сопровождаемого объекта импульсы (рис. 244, а) подаются на один из входов временного различителя.

На второй вход временного различителя от специального устройства подается полустроб (рис. 244, б). Если центр тяжести отраженного от объекта импульса совпадает с центром полустроба, то среднее значение выходного сигнала временного различителя будет равняться нулю (рис. 244, в, случай I). В этом случае управляющее напряжение  $U_{1\text{упр}}$  на выходе интегратора не изменится. Поэтому временное положение импульсов схемы задержки (рис. 244, е) и полустробов (рис. 244, ж) останется прежним.

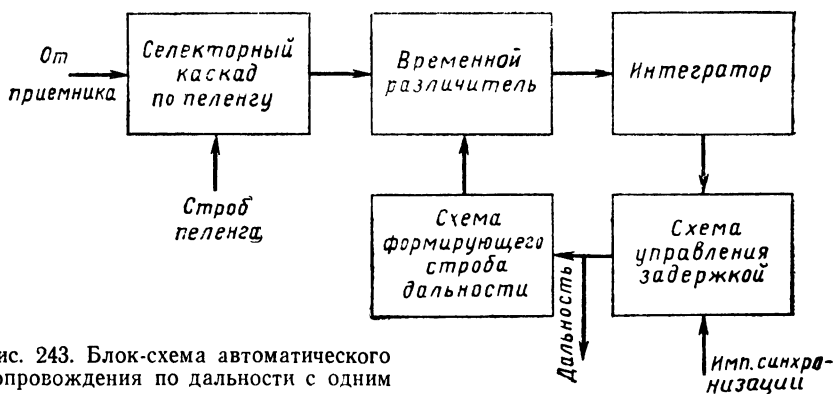


Рис. 243. Блок-схема автоматического сопровождения по дальности с одним интегратором

При несовпадении центра отраженного сигнала со серединой полустроба (рис. 244, случай II) на выходе временного различителя возникает сигнал ошибки. Его амплитуда зависит от величины временного рассогласования отраженных импульсов и полустроба, а полярность — от стороны рассогласования.

Таким образом, временное рассогласование преобразуется в электрический сигнал ошибки, который с выхода дискриминатора временного различителя подается в интегратор. Интегратор вырабатывает управляющее напряжение  $U_{2\text{упр}}$ , пропорциональное величине ошибки.

Напряжение рассогласования  $U_{2\text{упр}}$  и импульс синхронизации (рис. 244, д) подаются на схему управляемой временной задержки, в качестве которой могут использоваться фантастроны, мультивибраторы, фазовращатели и т. д. Последняя вырабатывает импульс, задержанный относительно нуля развертки на величину, пропорциональную ошибке рассогласования. Если цель приблизилась, то импульс переместится относительно стро-

ба влево (рис. 244,е, случай II), поэтому длительность задержки импульса  $t_{23}$  уменьшится.

Под воздействием импульса задержки (рис. 244,е) генератором стробирующих импульсов вырабатывается полустроб, сдвинутый относительно центра тяжести пачки в сторону наименьшего рассогласования (рис. 244,ж, случай II). Следовательно,

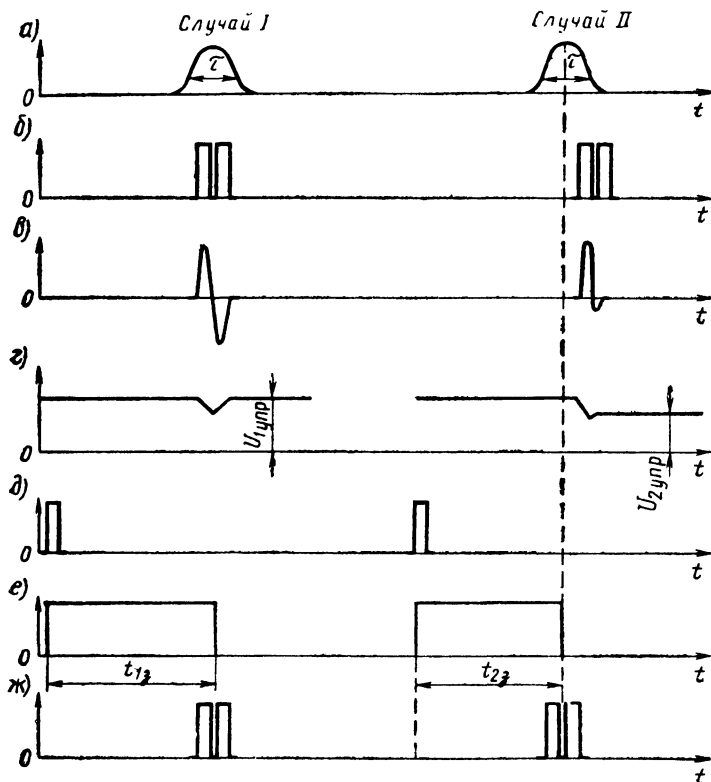


Рис. 244. Временные диаграммы к блок-схеме АСД с одним интегратором

при изменении расстояния до цели эхо-сигнал переместится относительно стробов. Это вызовет изменение управляющего напряжения на выходе интегратора таким образом, чтобы полустроб снова симметрично расположился относительно отметки цели.

Схема автоматического сопровождения должна работать в таком режиме, когда временное рассогласование отраженных сигналов от цели и полустроба стремится к нулю.

Рассмотренная блок-схема АСД позволяет выполнить это условие при слежении только за неподвижной целью. Если цель сближается или удаляется с постоянной скоростью, сигнал

ошибки при работе схемы сопровождения только с одним интегратором не может равняться нулю, так как строб может непрерывно перемещаться за целью при условии, что на вход схемы управляемой временной задержки непрерывно подается некоторый сигнал ошибки.

При работе РЛС в режиме кругового обзора импульсы, отраженные от цели, подаются на вход рассмотренной системы АСД только в момент облучения цели, после чего вырабатывается сигнал ошибки рассогласования и полустробы перемещаются.

В дальнейшем до очередного облучения цели схема автоматического сопровождения «не отслеживает», так как на ее входе отсутствует сигнал.

Время облучения объекта зависит от его углового размера ширины диаграммы направленности, скорости вращения антенны и, значительно меньше, от времени полного оборота антенны.

За время между очередными облучениями цель перемещается, поэтому временное рассогласование между задержкой строба и принятой последовательностью отраженных сигналов в момент облучения не может равняться нулю, что является недостатком схемы АСД с одним интегратором.

Этот недостаток устраняется включением в схему дополнительного интегратора, непрерывно вырабатывающего ошибку рассогласования пропорционально радиальной скорости движущегося объекта.

Упрощенная блок-схема АСД с двумя интеграторами приведена на рис. 245.

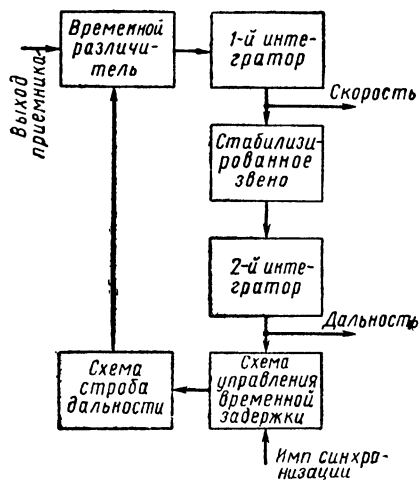


Рис. 245. Блок-схема автоматического сопровождения по дальности с двумя интеграторами

Так как на выходе 2-го интегратора напряжение пропорционально дальности до цели, то напряжение на его входе пропорционально производной от дальности, т. е. радиальной скорости перемещения цели.

Таким образом, система АСД с двумя интеграторами позволяет автоматически измерить и дальность до цели и ее радиальную скорость.

Стабилизирующее звено позволяет устранить реакцию второго интегратора на первый.

Необходимо отметить, что системы АСД с двумя интеграторами обладают большей помехоустойчивостью, так как в момен-

ты пропадания цели осуществляется слежение за ней «по инерции», за счет информации о ее скорости.

Генератор полустробов выполняется на двух блокинг-генераторах или на одном блокинг-генераторе и линии задержки. В первом случае блокинг-генератор запускается импульсом задержки и спадом выходного импульса запускает следующий блокинг-генератор, формирующий второй полустроб.

В качестве интеграторов могут использоваться асинхронные двигатели или электронные интеграторы.

Аналоговым системам автоматического сопровождения присущ ряд недостатков:

при одновременном сопровождении нескольких целей число каналов автоматического сопровождения по каждой координате равно числу сопровождаемых целей;

в случае одновременного сопровождения нескольких целей многоканальная система слежения аналогового типа получается сложной.

Системы автоматического сопровождения и автоматического съема данных о дальности и скорости объекта цифрового типа применяются, как правило, при одновременном слежении за большим числом объектов. Системы автосъема цифрового типа облегчают также их сопряжение с цифровыми вычислительными машинами (ЦВМ), которые находят все большее применение для обработки информации при автоматизации процесса сопровождения.

При цифровом методе автоматического сопровождения временной интервал, пропорциональный дальности, преобразуется в число.

В качестве примера реализации системы АСД с двумя интеграторами рассмотрим упрощенную блок-схему автоматического сопровождения по дальности РЛС «Океан» (рис. 246).

Блок автосопровождения по дальности (ДА) вырабатывает напряжение, пропорциональное времени задержки строба относительно нулевой дальности, а также напряжение, пропорциональное радиальной скорости перемещения объекта. Эти сигналы являются исходными для решения задачи расхождения и работы ряда блоков и приборов, дающих различную информацию о расстоянии до объекта и его скорости.

В качестве схемы управляемой временной задержки используется фазометрическая система, выполненная на двух фазовращателях (СКВТ). Временное положение формируемого импульса задержки определяется сдвигом фаз синусоидального напряжения за счет вращения осей роторов (аналогично созданию импульса ПКД фазометрическим методом, § 52). Формирование полустробов и определение временного рассогласования с принятым нормированным сигналом от цели осуществляются в узле канала ошибки автоматического сопровождения по дальности (КОД).

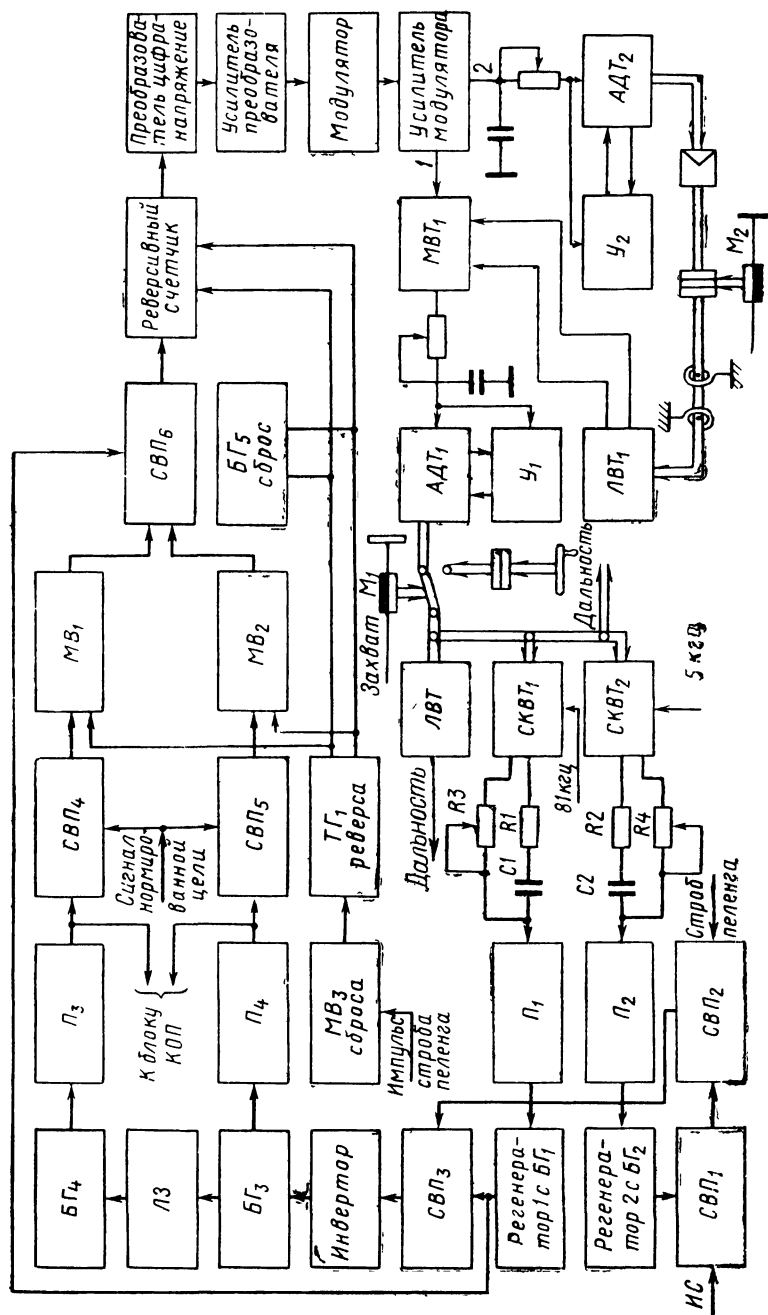


Рис. 246. Упрощенная блок-схема автоматического сопровождения по дальности РЛС «Океан»

Считывание ошибки рассогласования производится цифровым методом, и затем с помощью преобразователя цифранпряжения временное рассогласование положения цели и строба преобразуется в напряжение ошибки.

В качестве основного и дополнительного интегратора используются асинхронные двигатели с тахогенераторами.

Основная задача блока ДА заключается в том, чтобы так управлять поворотом осей фазовращателей, а следовательно, и задержкой строба относительно нулевой дальности, чтобы рассогласование строба дальности и нормированного сигнала цели оказались равными нулю.

Рассмотрим работу канала ДА. Первоначальное совмещение цели и строба производится в режиме «Захват» рукояткой «ДАЛЬНОСТЬ», связанной карданной передачей с осью фазовращателей  $СКВТ_1$  и  $СКВТ_2$ . При этом фазовращатели и схема формирования ПКД оказываются связанными, что позволяет оператору на ЭЛТ ИКО следить за положением строба относительно цели.

В режиме «Автосопровождение» муфта  $M_1$  обесточивается и оси фазовращателей подсоединяются к основному интегратору — асинхронному двигателю с тахогенератором  $АДТ_1$  и его усилителю  $У_1$ . Кроме того, муфтой  $M_2$  дополнительный интегратор  $АДТ_2$  с усилителем  $У_2$  подсоединяются к линейному вращающемуся трансформатору  $ЛВТ_1$ .

Сдвиг фаз синусоидальных напряжений частотой 80 и 5 кГц, питающих фазовращатели  $СКВТ_1$  и  $СКВТ_2$ , зависит от угла поворота их осей и характеризует временное положение формируемого строба дальности относительно начала развертки.

Нагрузкой фазовращателей являются квадратурные цепи соответственно  $R1, C1, R3$  и  $R2, C2, R4$ .

С выхода фазовращателей сигналы через повторители  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$ , обеспечивающие неискаженную передачу синусоидального напряжения, подаются на регенераторы 1 и 2. В момент прохождения синусоидального напряжения через нулевой уровень на выходе регенераторов формируются короткие импульсы, запускающие ждущие блокинг-генераторы  $БГ_1$  и  $БГ_2$ . Генератор  $БГ_1$  вырабатывает импульсы длительностью 1 мксек с периодом следования, соответствующим расстоянию 1 миль,  $БГ_2$  — импульсы длительностью 10 мксек с периодом следования, соответствующим 16 милям. На один период частоты повторения станции (96 миль) приходится шесть импульсов длительностью 10 мксек.

Так как система автоматического сопровождения работает в диапазоне дальности до 16 миль, то с помощью импульса блока синхронизатора только один из этих импульсов выделяется схемой совпадения  $СВП_1$ . Выделение из непрерывной последовательности селекторных импульсов только тех, которые совпадают с импульсом углового строба, осуществляется схемой совпа-

дения  $СВП_2$ , этим самым осуществляется стробирование объекта по пеленгу.

Селекция одного из 16 импульсов длительностью 1 мксек, совпадающего с выходным селекторным импульсом  $СВП_2$  осуществляется схемой совпадений  $СВП_3$ . Выходной импульс указанной схемы через инвертор запускает ждущий блокинг-генератор  $БГ_3$  первого полустроба, который через линию задержки ЛЗ запускает блокинг-генератор  $БГ_4$  второго полустроба.

Линия задержки осуществляет временную задержку на 2 мксек второго полустроба относительно первого. Через повторители, согласующие выходы блокинг-генераторов, положительные полустробы подаются в узел канала автоматического сопровождения по пеленгу КОП и на две схемы совпадений  $СВП_4$  и  $СВП_5$ .

На эти же схемы совпадений с выхода приемника подается нормированный сигнал в виде прямоугольной пачки импульсов. Временное рассогласование нормированной пачки импульсов и уже созданных полустробов осуществляется следующим образом.

Сигналы на выходе схем совпадения  $СВП_4$  и  $СВП_5$  пропорциональны частям импульсов цели, совпадающих с каждым из полустробов дальности. Временязадающие емкости ждущих мультивибраторов  $МВ_1$  и  $МВ_2$  подключены соответственно к выходу схем совпадений  $СВП_4$  и  $СВП_5$ . Поэтому длительность на выходе мультивибраторов будет зависеть от степени «перекрывтия» нормированной пачки цели первым и вторым полустробами.

На схему совпадений  $СВП_6$ , кроме выходных импульсов мультивибраторов, подается последовательность импульсов длительностью 1 мксек, генерируемых блокинг-генератором  $БГ_1$ . Таким образом, на вход реверсивного счетчика поступают импульсы двумя последовательностями, каждая из которых является результатом совпадения непрерывной последовательности импульсов блокинг-генератора  $БГ_1$  с выходными импульсами мультивибраторов  $МВ_1$  и  $МВ_2$ .

Счетчик и ждущие мультивибраторы управляются триггером реверса  $ТГ_1$ , импульс которого фронтом запускает мультивибратор  $МВ_1$  и включает счетчик в режим сложения, а спадом запускает  $МВ_2$  и включает счетчик в режим вычитания. В результате такого включения реверсивный счетчик суммирует число импульсов, пропорциональных энергии той части нормированной пачки импульсов, которая совпала с первым полустробом дальности, а затем из этой суммы вычитает число импульсов, пропорциональных той части нормированной пачки, которая совпала со вторым полустробом.

Полученная разность и есть ошибка в совмещении полустроба и нормированной пачки. Величина этой ошибки зависит от величины и стороны рассогласования.

Ошибка в виде числа хранится в счетчике до начала следующего обзора. При этом реверсивный счетчик блокинг-генератором  $БГ_5$  устанавливается на нуль и готов к записи ошибки при очередном обзоре. Блокинг-генератор сброса  $БГ_5$  запускается через мультивибратор  $МВ_3$  и триггер реверса передним фронтом импульса строба по пеленгу.

Сигналы ошибок с помощью преобразователя цифра-напряжение с усилителем постоянного тока из цифровой формы преобразуются в напряжение, изменяющееся в пределах  $\pm 10$  в. Нулевому значению ошибки соответствует напряжение  $+5$  в (рис. 247, а).

Напряжение с выхода усилителя преобразователя подается на модулятор с усилителем, которые служат для линейного преобразования напряжения постоянного тока в напряжение типа «меандр» частотой  $400$  кГц с фазой, соответствующей полярности входного напряжения (относительно  $+5$  в).

Модулятор представляет собой биполярный ключ, состоящий из нескольких транзисторов. Частота замыканий и размыканий ключа зависит от частоты управляющего синусоидального напряжения. Если такой ключ включить между источником входного напряжения (выход усилителя преобразователя цифра-напряжение) и нагрузкой (усилитель модулятора), то на его выходе получится напряжение типа «меандр» с полярностью и размахом, соответствующим входному напряжению. Напряжение на выходе усилителя модулятора представлено на рис. 247, б.

Основной интегратор представляет собой преобразователь «напряжение-вал» и состоит из асинхронного двигателя с тахогенератором  $АДТ_1$  и с усилителем управляющего напряжения  $У_1$ . Интегратор позволяет с большой точностью получить скорости вращения вала, пропорциональные входному напряжению. В зависимости от величины ошибки рассогласования интегратор будет вращать оси фазовращателя, этим самым перемещая строб относительно центра пачки, уменьшая рассогласование.

Для непрерывного перемещения строба за сближающейся или удаляющейся целью с ошибкой рассогласования, близкой к нулю, необходимо, чтобы на основной интегратор поступал сигнал, пропорциональный скорости передвижения цели. Эту функцию выполняет дополнительный интегрирующий привод  $АДТ_2$  с

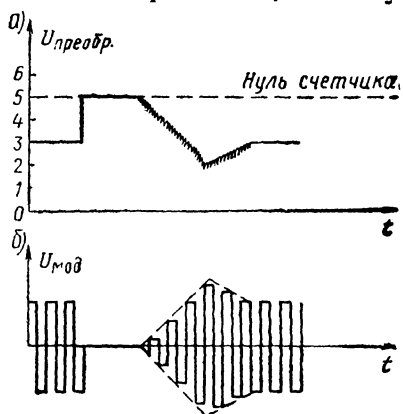


Рис. 247. Временные диаграммы работы:  
а — преобразователи цифра-напряжение;  
б — модулятор с усилителем



усилителем, на вход которого подается сигнал со второго выхода усилителя модулятора. Выходной вал дополнительного интегратора через понижающий редуктор и электромуфту  $M_2$  связан с осью  $ЛВТ_1$ . Последний на выходе позволяет получить напряжение, линейно зависящее от угла поворота оси  $ЛВТ$ . Это напряжение будет пропорционально скорости изменения дальности  $D$  до сопровождаемой цели.

Напряжение ошибки дальности с выхода  $I$  усилителя модулятора и напряжение, пропорциональное скорости перемещения, характеризуют собой разные физические величины, поэтому последнее необходимо масштабировать. Для этой цели применяется масштабирующий вращающийся трансформатор  $МВТ_1$ . Суммирование сигнала ошибки  $\Delta D$  и сигнала  $D$  производится путем включения роторной обмотки  $МВТ_1$  последовательно с выходом  $I$  усилителя модулятора.

Таким образом, вал дальности основного интегратора вращается со скоростью, пропорциональной скорости сближения или удаления цели, а также обрабатывает единичные ошибки дальности  $\Delta D$ . Это позволяет осуществлять слежение за целью при сигнале ошибки, близкой к нулю, при условии, что относительная скорость сближения (удаления) постоянна.

### § 63. АВТОМАТИЧЕСКОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ ПО НАПРАВЛЕНИЮ В РЕЖИМЕ КРУГОВОГО ОБЗОРА

Построение систем автоматического сопровождения по направлению (АСН) в значительной степени зависит от метода обзора пространства конкретной РЛС и от требований к точности получения текущих координат по пеленгу.

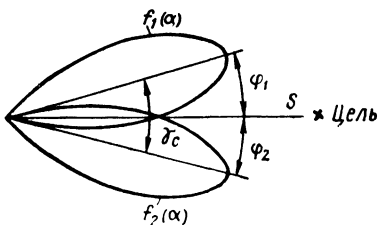


Рис. 248. Создание равносигнального направления по методу двух антенн

Наибольшее распространение в радиолокационных системах получили два метода построения АСН:

одноканальный — метод переключения элементов, коническое сканирование луча  $f(\alpha)$ ;

многоканальный.

Принцип работы систем автоматического сопровождения по методу сканирования лепестков заключается в том, что диаграмма направленности антенны по-

переменно отклоняется на небольшой угол  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  в разные стороны от равносигнального направления  $S$  антенны (качение диаграммы направленности (рис. 248). При этом амплитуды сигналов от цели, соответствующих двум положениям диаграммы направленности, сравниваются.

Если направление на цель совпадает с равносигнальной осью антенны, то сигналы будут равны. В случае их отличия вырабатывается сигнал ошибки автоматического сопровождения, смещающий с помощью электромеханических следящих систем равносигнальную ось антенны в сторону цели.

Равносигнальное направление может быть получено по методу использования двух антенн или по методу дефазирования и дефокусировки.

В первом случае диаграммы направленности двух антенн, которые могут работать поочередно или одновременно, смещены на некоторый угол  $\gamma_c$  относительно друг друга.

Метод дефазирования заключается в том, что фазы токов, питающих антенны, изменяются таким образом, чтобы диаграммы направленности  $f_1(\alpha)$  и  $f_2(\alpha)$  скачкообразно или плавно перемещались вокруг равносильной оси.

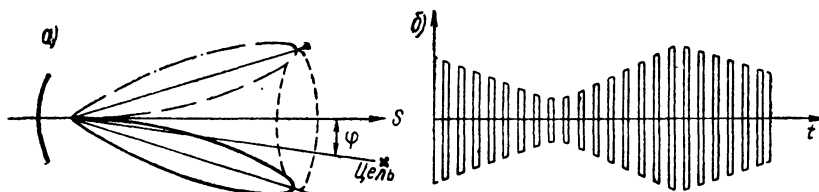


Рис. 249. Диаграмма направленности антенны:  
 а — получение равносигнального направления методом конического сканирования диаграммы направленности антенны; б — напряжение на входе приемника

Указанные методы создания равносигнальных зон используются в РЛС метрового и дециметрового диапазонов.

Метод дефокусировки чаще применяется в РЛС сантиметрового диапазона. Принцип работы следующий. Диаграмма направленности антенны (ДНА) перемещается относительно оптической оси за счет смещения облучателя относительно фокуса параболического зеркала.

При вращении облучателя с помощью специального двигателя диаграмма направленности антенны в пространстве также будет вращаться, образуя равносигнальное направление  $S$ , т. е. происходит коническое сканирование ДНА, так как ее максимум в пространстве описывает конус (рис. 249, а). Если направление на цель не совпадает с равносигнальной зоной, то принятые отраженные импульсы на входе приемника будут промодулированы частотой вращения ДНА.

Положение цели в пространстве относительно равносигнальной оси однозначно определяет глубину модуляции и начальную фазу радиочастотных импульсов (рис. 249, б). Сигнал ошибки, определяющий угол рассогласования  $\phi$  между равносигнальным исправлением и направлением на цель, выделяется в приемном устройстве и управляет работой электромоторов, поворачивающих антенну. В результате равносигнальное направление будет

перемещаться в пространстве так, чтобы ошибка рассогласования была минимальной.

Поэтому, по положению равносигнального направления в пространстве можно судить об угловых координатах объекта.

На точность и устойчивость работы РЛС с рассмотренными методами АСН оказывают значительное влияние механические возмущения (ветер), внешние и внутренние шумы, организованные помехи.

Более помехозащищенными системами с АСН являются многоканальные РЛС с автоматическим сопровождением. Кроме того, они обеспечивают более точное определение координат объекта.

В многоканальных РЛС информация о цели получается с помощью нескольких каналов, которые могут быть разнесены по частоте (частотно-многоканальные РЛС) или в пространстве (пространственно-многоканальные РЛС).

В частотно-многоканальных РЛС объект облучается частотами всех каналов, а информация о цели выдается в результате их совместной обработки.

Точки приема и излучения сигнала в пространственно-многоканальных РЛС разнесены в пространстве. К этому типу РЛС относятся и моноимпульсные РЛС, позволяющие определять данные о цели, включая и автоматическое сопровождение ее по одному принятому импульсу.

Информация о цели получается путем сравнения амплитуды и фазы отраженного сигнала, принятого несколькими антенными системами (каналами).

В зависимости от способа обработки сигналов, принимаемых отдельными антенными устройствами, различают следующие типы моноимпульсных РЛС: амплитудно-разностная, фазо-разностная, амплитудная суммарно-разностная, фазовая суммарно-разностная и др. [20].

В амплитудно-разностных моноимпульсных РЛС диаграммы направленности антенных систем в пространстве образуют равносигнальное направление. Принятые сигналы по каждому каналу обрабатываются (принимаются, усиливаются, детектируются) раздельно, после чего сравниваются на схеме вычитания. Если направление на объект не совпадает с равносигнальным направлением, то сигнал ошибки через усилитель подается на схему управления. Последняя обеспечивает непрерывное совмещение направления на объект с равносигнальным направлением.

В системах автоматического сопровождения фазо-разностных моноимпульсных РЛС информация об угловых положениях цели содержится в фазах принимаемых сигналов.

Антенные системы располагаются так, что характеристики направленности их в пространстве параллельны и разнесены на некоторое базовое расстояние.

Если направление на цель с базой составляет некоторый угол  $\gamma \neq 90^\circ$ , то сигналы, принимаемые антеннами, отличаются между собой по фазе.

В случае, если угол  $\gamma = 90^\circ$ , фазы принятых сигналов будут одинаковы, так как разность расстояния между объектом и антеннами будет одинаковой. Выходной сигнал фазового детектора (при  $\gamma \neq 90^\circ$ ) используется в качестве управляющего для системы автоматического сопровождения, поворачивая антенную систему или диаграммы направленности так, чтобы сигнал с выхода фазового детектора равнялся нулю.

Общим существенным недостатком автоматического сопровождения указанных методов является значительная зависимость точности и надежности автоматического сопровождения от параметров отдельных усилительных трактов. Этот недостаток устраняется в амплитудных и фазовых суммарно-разностных моноимпульсных РЛС.

В амплитудных суммарно-разностных РЛС диаграммы направленности антенн направлены под некоторым углом  $\psi_0$  к равносигнальному направлению. С выхода антенных систем принятые сигналы подаются на суммирующие и вычитающие устройства.

Преобразованный и усиленный суммарный сигнал используется в качестве опорного для фазового детектора, а разностный сигнал является сигнальным напряжением, несущим информацию о положении объекта относительно равносигнального направления.

В результате такого сравнения на фазовом детекторе сигнал ошибки по величине и знаку соответствует величине и стороне рассогласования линии визирования цели и равносигнального направления и не зависит от амплитудных и фазовых характеристик отдельных трактов [20].

В системах автоматического сопровождения фазовой суммарно-разностной РЛС используется полезная информация об угловом положении цели, содержащаяся в фазе сигнала. Принцип действия такой системы аналогичен амплитудной суммарно-разностной РЛС, за исключением того, что перед подачей на фазовый детектор разностный сигнал сдвигается с помощью фазовращателя на  $90^\circ$ . Выходной сигнал фазового детектора поступает на схему управления антенны.

Подробно работа указанных систем автоматического сопровождения освещена в работах [8, 20].

В судовых радиолокационных системах одновременно с автоматическим сопровождением одной или нескольких целей необходимо непрерывно наблюдать круговую радиолокационную обстановку. Кроме того, моноимпульсные РЛС более сложны по сравнению с одноканальными РЛС. Поэтому ранее рассмотренные методы не нашли широкого применения в АСН навигационных судовых РЛС.

Упрощенная блок-схема автоматического сопровождения по направлению в режиме кругового обзора РЛС приведена на рис. 250.

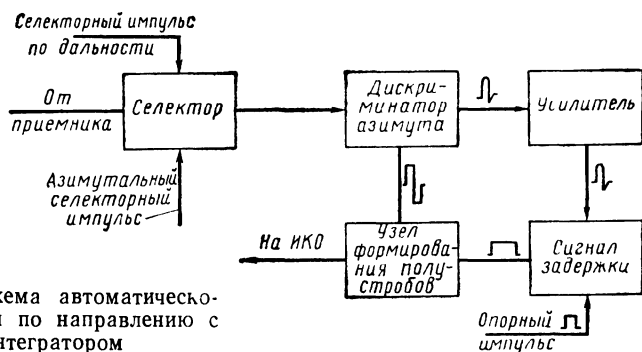


Рис. 250. Блок-схема автоматического сопровождения по направлению с одним интегратором

Оператор с помощью системы захвата может произвести стробирование объекта по дальности и по пеленгу импульсами, которые формируются специальными схемами каналов дальности и азимута.

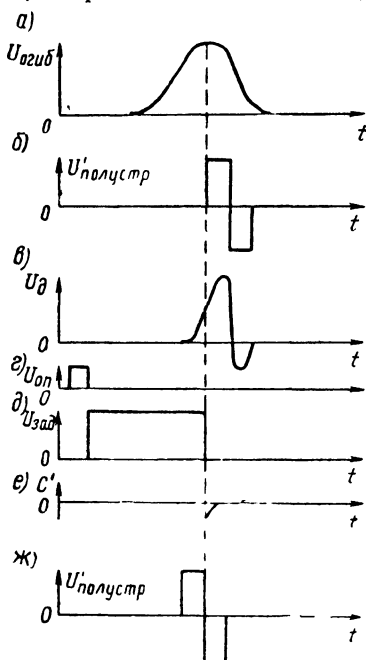


Рис. 251. Временные диаграммы в блок-схеме автоматического сопровождения по направлению

Отстробированная пачка импульсов поступает на дискриминатор азимута, в котором выделяется огибающая пачки. Здесь же схема выделения сигнала ошибки сравнивает временное положение полустроба азимута и центра пачки (рис. 251, а, б).

Если центр тяжести пачки совпадает с серединой полустробов, вырабатываемых генератором азимутальных селекторных импульсов, то на выходе дискриминатора постоянная составляющая сигнала ошибки отсутствует. В случае их несовпадения амплитуда и полярность сигнала на выходе фазового дискриминатора будет зависеть от величины и стороны рассогласования полустроба и огибающей пачки от объекта (рис. 251, в).

После усиления и сглаживания сигнал рассогласования воздействует на схему задержки. Генератор импульсов задержки запускается опорным импульсом (рис. 251, г), вырабатываемым

специальным устройством в момент прохождения ДНА направления линии север. Длительность импульса задержки (рис. 251, д) зависит от управляющего напряжения. После дифференцирования спадом импульса задержки запускается схема полустроби. Новое временное положение полустроби (рис. 251, ж) будет таковым, чтобы уменьшить его рассогласование с серединой импульсов.

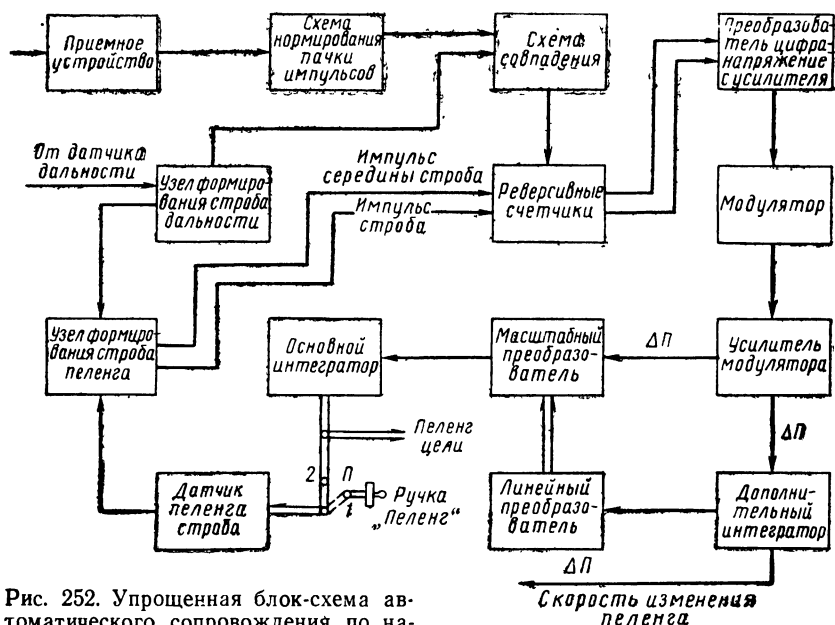


Рис. 252. Упрощенная блок-схема автоматического сопровождения по направлению РЛС «Океан»

Рассмотренная схема не позволяет осуществлять слежение за целью со временем рассогласования полустроби и середины пачки, близким к нулю, так как за время от обзора к обзору пеленг цели может измениться, а информация о положении поступает только в моменты визирования цели.

Как и при осуществлении АСД, наибольшую точность слежения дают схемы АСН с двумя интеграторами, принцип работы которой рассматривается ниже, на примере системы АСН РЛС «Океан».

Первоначальное совмещение цели и строба по пеленгу производится в режиме «Захват» рукояткой «Пеленг» (переключатель  $\Pi$  в положении 1, рис. 252).

При автоматическом сопровождении (переключатель  $\Pi$  в положении 2) узел формирования строба пеленга управляется выходными сигналами основного интегратора.

Угловой строб формируется фазометрической системой, содержащей ВТ точного отсчета (ТО) и ВТ грубого отсчета (ГО), в

момент прохождения огибающей обоих ВТ через нуль. Это совпадает с моментом облучения цели, так как ВТ с помощью датчика пеленга строба повернуты на угол пеленга цели.

Формы напряжений грубого и точного сельсина ВТ после выпрямления представлены соответственно на рис. 253, а и б.

В обострителях из напряжения ВТ ГО формируется селекторный импульс угла (рис. 253, в), ширина которого может регулироваться и зависит от величины постоянного напряжения  $E_1$ .

Из выпрямленного напряжения ВТ ТО в отдельных обострителях формируются импульсы строба (рис. 253, г) и импульсы центра углового строба (рис. 253, д).

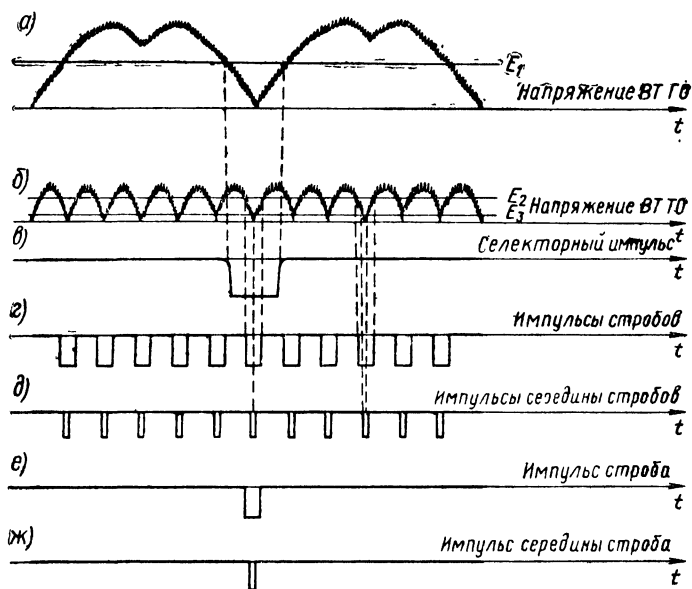


Рис. 253. Временные диаграммы узла формирования строба пеленга

Известно, что угловой размер цели изменяется с увеличением или уменьшением расстояния до нее. В связи с этим должна меняться и длительность импульса строба, что осуществляется изменением напряжения  $E_2$  на обострителе пропорционально изменению дальности цели. Напряжение  $E_2$  поступает от узла формирования строба дальности. Напряжение  $E_3$ , подаваемое на схему обострителя центра строба, по величине близко к нулю, поэтому длительность импульса середины строба порядка нескольких миллисекунд.

Необходимо отметить, что середины импульсов строба, центр строба и селекторного импульса угла совпадают с моментом прохождения огибающих обоих ВТ через нуль. Из множества импульсов строба и центра строба с помощью схем совпадений

выделяются лишь те, которые совпадают по времени с селекторным импульсом угла, т. е. выделяется лишь по одному импульсу строба и центр строба за полный оборот антенны (рис. 253, *е, ж*).

Таким образом, в момент облучения выбранной цели узел формирования строба пеленга формирует импульс строба и центр строба, которые подаются на реверсивный счетчик.

Последовательность импульсов, отраженных от цели, подается на схему нормирования пачки импульсов, выполненной в виде блокинг-генератора с определенным уровнем срабатывания. Нормированная прямоугольная последовательность импульсов одинаковой амплитуды с помощью схемы совпадений, на которую подается также строб дальности, селектируется по дальности.

Сигнал рассогласования по пеленгу середины нормированной пачки импульсов от цели и центра строба вырабатывается методом деления пачки пополам и запоминается на время одного оборота антенны с помощью регрессивных двоичных счетчиков.

Импульс углового строба (рис. 254, *а*) передним фронтом через триггер реверса включает счетчики в режим сложения импульсов нормированной пачки (рис. 254, *б*). Передний фронт импульса середины строба (рис. 254, *в*) эти же реверсивные счетчики включают в режим вычитания (рис. 254, *г*).

Следовательно, к концу действия строба угла на счетчике остается запись разности числа импульсов нормированной пачки цели, совпавших с первой и второй половинами импульса строба угла. Если строб находится точно посередине пачки, то эта разность равна нулю. В случае смещения строба вправо или влево относительно центра пачки (ошибка совмещения) разность хранится в виде числа в счетчике до следующего облучения стробируемой цели. Перед началом следующего цикла записи счетчики устанавливаются на нуль. Сброс производится передним фронтом импульса строба через триггер реверса и блокинг-генератор сброса. Таким образом, передний фронт строба импульса через определенные элементы сбрасывает на нуль запись счетчиков предыдущего обзора, после чего практически одновременно включает их в режим сложения. Центр строба включает счетчики в режим вычитания до начала следующего цикла записи.

Сигнал ошибки совмещения импульса строба и нормированной пачки из цифровой формы преобразуется в постоянное на-

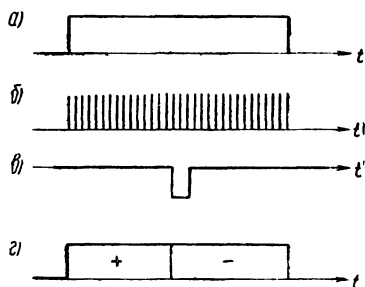


Рис. 254. Временные диаграммы получения рассогласования середины нормированной пачки импульсов и импульса середины строба



пряжение соответствующей полярности в преобразователе цифра-напряжение с последующим усилением.

Следящая система АСН состоит из модулятора с усилителем, основного и дополнительного интеграторов, а также масштабирующего и линейного вращающихся трансформаторов.

Постоянное напряжение ошибки в модуляторе с последующим усилением линейно преобразуется в напряжение типа «меандр» частоты 400 гц с фазой, соответствующей полярности входного напряжения. Напряжение ошибки через масштабирующий ВТ воздействует на основной интегратор, в качестве которого используется асинхронный двигатель с тахогенератором АДТ.

Скорость вращения выходного вала основного интегратора пропорциональна напряжению на входе его усилителя. Основной интегратор поворотом выходного вала воздействует на схему формирования строга таким образом, чтобы строб пеленга переместился относительно центра пачки в сторону уменьшения рассогласования. При автоматическом сопровождении цели с помощью одного интегратора ошибку рассогласования, близкую к нулю, можно получить только при слежении за неподвижной целью.

При движении цели выходная ось основного интегратора должна непрерывно следить за изменением ее положения. Схема же с одним интегратором «отслеживает» только при получении информации в момент облучения цели. Между двумя очередными обзорами цель переместится, поэтому следящая система с одним интегратором не может обеспечить слежение с ошибкой, близкой к нулю.

Сигнал для непрерывного отслеживания поступает на вход основного интегратора от дополнительного интегратора, который его вырабатывает после захвата цели на основании интегрирования сигналов ошибок. Выходной сигнал дополнительного интегратора в виде вращения вала линейным ВТ преобразуется в пропорциональное линейное напряжение и подается через МВТ на вход основного интегратора. В этом случае основной интегратор непрерывно обрабатывает ошибку в зависимости от скорости изменения пеленга. Это позволяет значительно уменьшить ошибку автоматического сопровождения.

#### § 64. АВТОМАТИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА ДАННЫХ РЛС

Большая плотность движения судов, высокие скорости не позволяют эффективно использовать обычные ИКО для обеспечения безопасности судоходства. Это объясняется малым быстродействием и недостаточной точностью определения элементов движения встречных судов.

Процесс встречи и расхождения судов можно представить в виде следующих этапов:

обнаружение встречных судов;

определение характера их движения;  
установление степени опасности сближения;  
выполнение маневра.

При полной автоматизации решения задачи расхождения указанные этапы должны системой РЛС-ЦВМ решаться автоматически, без участия штурмана. В настоящее время это трудно осуществимая задача.

При частичной автоматизации обработки данных РЛС первоначальное выделение объектов (стробирование), принятие решения и выполнение маневрирования остаются за оператором.

Измерение координат встречного судна, вычисление элементов его движения и слежение осуществляются автоматически.

Осуществление слежения за несколькими целями с применением аналоговой техники, как следует из предыдущих параграфов, потребует создания многоканальных систем автоматического сопровождения по углу и дальности. Эта задача упрощается с использованием ЦВМ с памятью.

При сопряжении ЦВМ с РЛС необходимо все выходные данные последней преобразовывать в код, а выходные данные ЦВМ — в напряжение, что позволит осуществить первичную и вторичную обработку радиолокационной информации.

Под первичной обработкой понимают обнаружение сигнала по определенному правилу (алгоритму) и определение его координат. Накопленная с помощью ЦВМ информация о цели за время нескольких циклов обзора подвергается вторичной обработке, позволяющей получить производные по времени от первичных параметров, а также параметры линии перемещения объектов.

В результате воздействия помех сигнал на выходе приемного устройства флуктуирует, что неизбежно приводит к ошибкам при единичных измерениях параметров цели. Сопоставляя информацию о цели, получаемую при текущем обзоре, с данными предыдущих циклов обзора, представляется возможным исключить грубые промахи и произвести сглаживание результатов измерений. Вторичная обработка осуществляется ЦВМ, работающей по заданному алгоритму и получаемой информации в двоичном коде от устройств первичной обработки.

Упрощенная блок-схема автоматизированной системы обработки радиолокационной информации с применением ЦВМ приведена на рис. 255.

Стробирование наблюдаемой на индикаторе цели в начальный момент осуществляется оператором при совмещении им импульсов ПКД и пеленга с выбранной отметкой.

В дальнейшем стробы пеленга и дальности вырабатываются автоматически. На экране высвечивается маркер, позволяющий оператору в любой момент времени проверить правильность сле-

жения. Видеосигналы с выхода приемного устройства после квантования по уровню и селекции по углу и дальности поступают в блоки обнаружения цели, измерения дальности и пеленга.

В блоке обнаружения по алгоритмам и критериям, обеспечивающим при заданной вероятности ложной тревоги большую вероятность правильного обнаружения, фиксируется обнаруженные цели.

В результате анализа в блоке дальности вырабатывается код положения сигнала в строке и записывается в регистре дальности. Код положения пачки отраженных сигналов по пеленгу, вы-

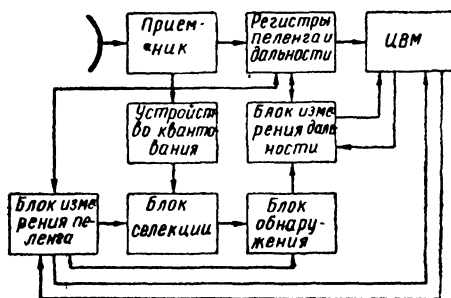


Рис. 255. Упрощенная блок-схема автоматизированной системы обработки радиолокационной информации с применением ЦВМ

рабатываемый в блоке измерения пеленга по результатам фиксации центра огибающей пачки отраженных импульсов, также фиксируется в регистре пеленга. Угловое положение цели может определяться и другими методами.

Полученные данные пеленга и дальности вводятся в ЦВМ для автоматического слежения за выбранной целью и вторичной обработки. ЦВМ по результатам сравнения координат даль-

ности и пеленга предыдущих циклов обзора вырабатывает ожидаемые координаты цели. Последние передаются в блоки измерения дальности и пеленга, сравниваются с текущими координатами, что позволяет автоматически получать строб дальности и пеленга.

Кроме того, в результате вторичной обработки радиолокационной информации можно получить ряд данных, используемых для контроля и управления судном при решении задач расхождения и плавания по заданному маршруту. Это прежде всего элементы истинного и относительного движений встречных судов, расстояние и время кратчайшего сближения и др.

Методы дискретной первичной обработки, различные способы получения кода дальности и пеленга достаточно подробно рассмотрены в работах [20, 22].

## Глава XI. СУДОВЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ РЛС

### § 65. ОСОБЕННОСТИ РЛС

Судовые навигационные РЛС предназначены для обнаружения и определения координат различных надводных объектов и береговой черты. Использование РЛС позволяет обеспечить: плавание судов в узкостях и других неблагоприятных условиях, в том числе и при плохой видимости; определение места судна по известным береговым или плавучим ориентирам или с помощью специально устанавливаемых радиолокационных маяков-ответчиков; решение других задач, особенно связанных с прибрежным плаванием судов и плаванием в стесненных условиях.

К судовым навигационным РЛС предъявляются следующие требования: круговой обзор по азимуту, дающий возможность контролировать окружающую надводную обстановку в заданном радиусе действия;

достаточная разрешающая способность и точность измерения расстояний и направлений на обнаруживаемые объекты;

наличие ориентации изображения отраженных сигналов от объектов на экране индикатора как относительно курса (диаметральной плоскости судна), так и относительно истинного меридиана (истинного норда);

обнаружение как крупных, так и малых низкорасположенных надводных объектов (шлюпки, знаки навигационного ограждения и прочие надводные препятствия) при различных состояниях водной поверхности;

слабое влияние качки на дальность обнаружения объектов;

возможность воспроизведения на экране индикатора как относительного, так и истинного движения объектов;

высокая надежность, обеспечивающая круглосуточную работу станции и простоту обслуживания;

ограниченные габариты и вес всей установки;

достаточная вибростойкость и вибропрочность всей конструкции;

достаточная помехозащищенность от отражений, вызванных взволнованной морской поверхностью и атмосферными осадками.

Современные судовые навигационные РЛС работают импульсным методом и имеют индикатор, снабженный ЭЛТ с радиально-круговой разверткой (ИКО).

В комплект станции входят следующие основные приборы и блоки.

*Прибор А* — антенно-волноводное устройство, предназначенное для передачи электромагнитной энергии сверхвысокой частоты от передатчика к антенне, излучения энергии в заданном направлении, приема отраженных сигналов от окружающих объектов и передачи их на вход приемного устройства.

*Прибор П* — приемно-передающее устройство, генерирующее зондирующие импульсы колебаний сверхвысокой частоты, передаваемые в антенну, и усиливающее принятые отраженные сигналы, которые после преобразования в видеоимпульсы поступают на индикаторное устройство.

*Прибор И* — индикаторное устройство, преобразующее напряжение принятых отраженных сигналов в видимое изображение на экране ЭЛТ и определяющее координаты объектов.

*Прибор В* — выпрямительное устройство, обеспечивающее питание всех приборов станции.

## § 66. РЛС «ОКЕАН»

Судовая РЛС «Океан» является двухдиапазонной и работает на волнах 3,2 и 10 см.

В состав станции входят следующие приборы (рис. 256): двухдиапазонная антенна с приводом; приемопередатчик, работающий на волне 3,2 см (П-3); приемопередатчик — на волне 10 см (П-10); основной индикатор (И-1); упрощенный индикатор (И-2); вычислитель (В); агрегат питания и пускорегулирующая аппаратура (М).

В зависимости от типа комплектации РЛС типа «Океан» может быть однодиапазонный, т. е. работать только на волне 3,2 или 10 см.

Кроме обычных функций, РЛС «Океан» может решать следующие задачи:

1. Осуществлять автоматическое сопровождение (при ручном захвате) в режиме кругового обзора выбранного объекта с выработкой его координат.

2. Осуществлять расхождение с сопровождающим объектом с выдачей рекомендаций по маневрированию курсом или скоростью.

РЛС «Океан» имеет следующие эксплуатационно-технические параметры. Длина волны 3,2 и 10 см (частота заполнения импульсов 9460—9400 и 3090—3030 Мгц). Импульсная мощность передатчика 80 кВт, чувствительность приемников  $10^{-12}$  вт; длительность импульсов на шкалах дальности 1,2 и 4 мили — 0,11 мксек; на шкалах дальности 8, 16, 32 и 64 мили — 1 мксек. Частота следования на первых трех шкалах 2500 имп/сек. На шкалах 8, 16, 32 и 64 мили — 850 имп/сек.

Полоса пропускания приемников при длительности импульсов 0,11 мксек составляет 12 Мгц, при длительности импульсов 1 мксек — 4 Мгц. Промежуточная частота приемников 60 Мгц. Ширина диаграммы направленности антенны по точкам половинной мощности на волне 3,2 см в горизонтальной плоскости 0°,7, в вертикальной — 15°, на волне 10 см в горизонтальной плоскости 2°,5, в вертикальной — 15°. Интенсивность подавления боковых лепестков не хуже 25—28 дб. Цена интервала меж-

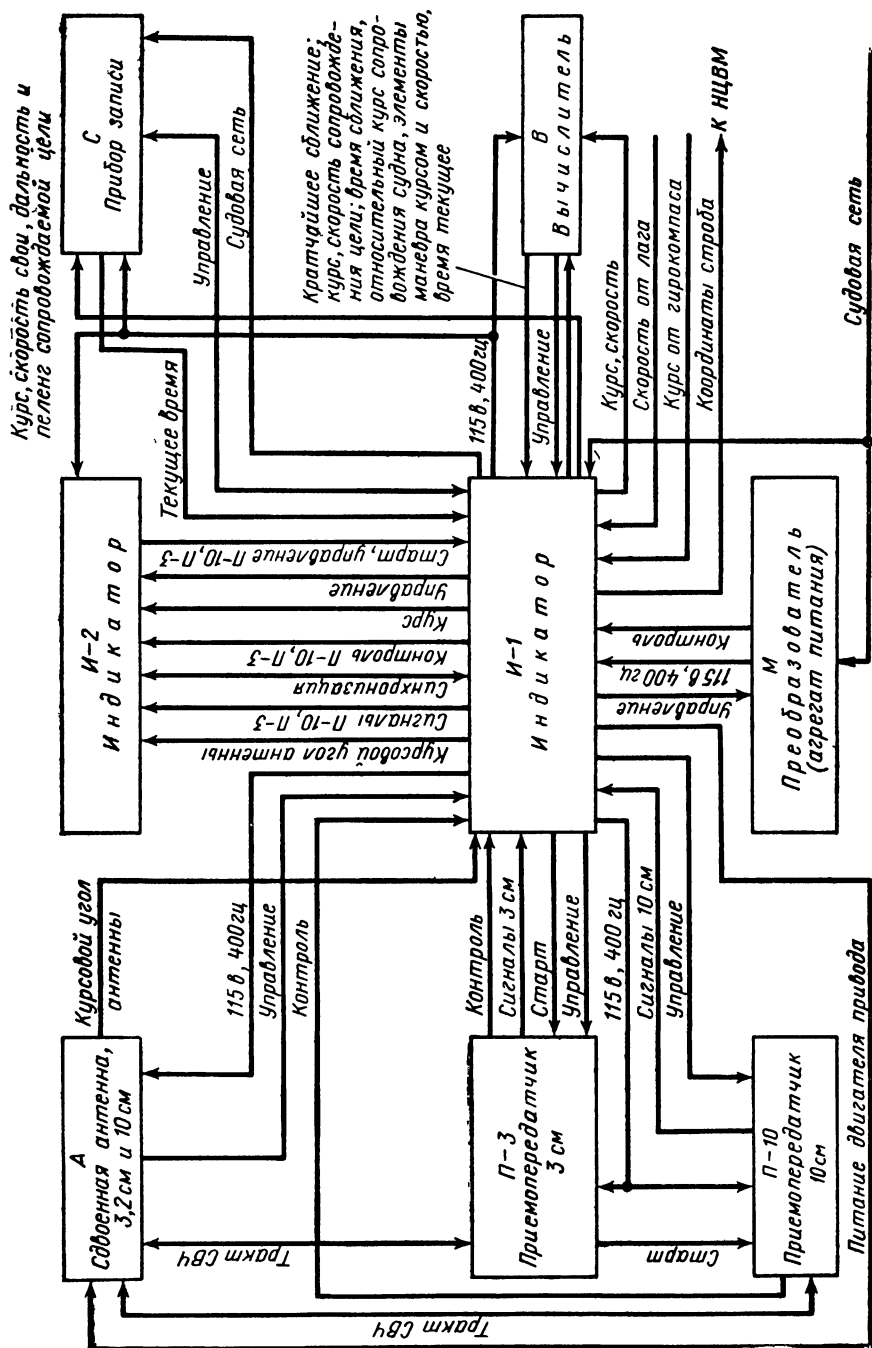


Рис. 256. Блок-схема РЛС «Океан»

ду неподвижными кругами дальности составляет в милях: 1/0,25; 2/0,5; 4/1; 8/2; 16/4; 32/8 и 64/16. Диаметр экрана 450 мм.

Индикатор И-1 в диапазонах дальности 1, 2, 4 и 8 миль может работать в режиме как относительного, так и истинного движения. В индикаторе предусмотрена ориентация изображения по норду и курсу. В режиме истинного движения ориентация, как обычно, осуществляется по норду.

Максимальная инструментальная погрешность измерения дальности по ПКД на шкалах 1; 2 мили — 1,5% от максимальной дальности шкалы; на шкале 4 мили — 1%, а на шкалах 8, 16, 32 и 64 мили — 0,6%.

В режиме автоматического сопровождения эта погрешность составляет на волне 3,2 см — 40 м; на волне 10 см — 30 м.

Максимальная инструментальная погрешность измерения пеленга на волне 3,2 см — 1°, на волне 10 см — 1°,5. В режиме автоматического сопровождения погрешность составляет на волне 3,2 см — 0°,5, на волне 10 см — 0°,7.

Максимальная инструментальная погрешность истинного движения отметки своего судна на ИКО по курсу — 3°; по скорости — 1,5 узла.

Максимальные погрешности вычисления кратчайшего сближения с сопровождаемым объектом  $\pm 0,2$  мили на дистанции до 7 миль.

Максимальная погрешность вычисления времени, оставшегося до кратчайшего сближения, для времени менее 10 мин — 0,5 мин; для времени более 10 мин —  $\pm 5\%$ . Максимальная погрешность в вычислении курса сопровождаемого объекта  $\pm 10^\circ$ .

Погрешность вычисления скорости сопровождаемого объекта  $\pm 2$  узла; маневра скоростью —  $\pm 1,5$  узла; маневра курсом —  $\pm 7^\circ$ .

Конструкция антенны А была показана на рис. 141. Кроме отмеченных особенностей, она имеет двойной вращающийся переход для волн 3,2 и 10 см. Оба перехода выполнены по волноводно-коаксиальной схеме. Коаксиальные части вращающегося перехода встроены одна в другую таким образом, что внешний проводник трехсантиметрового перехода является внутренним проводником для десятисантиметрового перехода.

Приемопередатчики П-3 и П-10 содержат следующие блоки: магнетронный генератор, модулятор, высоковольтный выпрямитель, приемное устройство, в которое входят блоки СВЧ, ЛПЧ, УПЧ, источников питания (ВПР) и пульт управления и контроля (ПУК). Функциональная схема приемопередатчика показана на рис. 257.

Все блоки приборов П-3 и П-10, за исключением магнетронов, клистронов и элементов СВЧ, одинаковы и взаимозаменяемы. На волне 3,2 см используется магнетрон типа МИ-189Б, на волне 10 см — типа МИ-12.

В модуляторе применена схема с накопительным конденса-

Усилитель промежуточной частоты содержит восемь каскадов. Первые два собраны по малошумящей схеме на триодах (пентоды в триодном включении). Переключение полосы пропускания приемника с 4 на 12 Мгц осуществляется в седьмом каскаде. После детектирования импульсов промежуточной частоты 60 Мгц видеосигналы усиливаются и через катодный повторитель передаются на индикатор. Для защиты от помех в приемнике применяются цепь МПВ и схема ВАРУ.



Блок АПЧ поддерживает промежуточную частоту приемника в пределах  $60 \pm 1$  МГц и характеризуется следующими параметрами: крутизна регулировочной характеристики не менее 75 в/МГц; крутизна характеристики схемы настройки не менее



10 мка/Мгц; интервал напряжения поиска частоты магнетрона в пределах 25—30 в; интервал регулировочной характеристики в режиме слежения не менее 20 в.

Блок СВЧ-3 является входным устройством приемника, работающего на волне 3,2 см. Он состоит из следующих узлов: антенного переключателя ферритового типа с газовым разрядником типа РР-21, генератора шума, смесителя, клистронного гетеродина.

Смеситель балансного типа выполнен по двухканальной схеме. Один из каналов используется для преобразования частоты принятых отраженных сигналов в колебания промежуточной частоты 60 Мгц, которые поступают на вход УПЧ приемника.

Второй канал преобразует ослабленные с помощью предельного аттенюатора колебания, генерируемые магнетроном, в колебания разностной частоты магнетрона и клистрона, которые передаются на вход блока АПЧ.

В качестве гетеродина, вырабатывающего опорные колебания СВЧ для смесителя принимаемых сигналов и смесителя АПЧ, используется отражательный клистрон типа К-27 с внутренним резонатором.

Клистронный гетеродин состоит из клистронной секции и щелевого моста, который делит мощность клистрона на два канала: канал приема и канал АПЧ.

Для проверки чувствительности приемника в схеме блока СВЧ-3 имеется специальный генератор шума, включенный между антенным переключателем и входом смесителя приемника.

Блок СВЧ-10 является входным устройством приемника на волне 10 см. Он содержит антенный переключатель, генератор шума, двухканальный смеситель, клистронный гетеродин. Здесь применяется переключатель коммутационного типа с двумя разрядниками: блокировки передатчика (РБП) и защиты приемника (РЗП), включенные по последовательной схеме. Смеситель канала приема и канала АПЧ также выполнен по балансной схеме.

В качестве гетеродина используется клистрон типа К-12 с внешним тороидальным резонатором, работающим в диапазоне волн 9,5—9,7 см.

Пульт управления и контроля (ПУК) контролирует с помощью прибора величины всех питающих напряжений, токи кристаллов, ток магнетрона, мощность передатчика, чувствительность приемника. На пульте, кроме того, имеются переключатели: ручной и автоматический подстройки частоты «АПЧ — РУЧН.» и длительности импульсов «0,1—1,0», «РАБОТА — КОНТРОЛЬ» а также рукоятки регулировки усиления приемника и кнопки поджига генератора шумов. С помощью переключателя «РАБОТА — КОНТРОЛЬ» осуществляется передача управления передатчиком с индикатора на пульт управления. Питание ламп передатчиков и приемников осуществляет

ся от специальных выпрямителей, находящихся в приборах П-3 и П-10.

Конструкция приемопередатчиков П-3 и П-10 одинакова и представляет собою шкаф в виде каркаса, обшитого листовой сталью размером  $590 \times 335 \times 1250$  (рис. 258). Каждый шкаф разделен перегородкой на два отсека—верхний и нижний. В верхнем отсеке размещены узлы приемника, а также ПУ. В нижнем отсеке находятся узлы передатчика. В специальной выгородке этого отсека размещены вентилятор с двигателем для централизованного обдува элементов, нуждающихся в воздушном охлаждении.

Индикатор И-1 выполняет следующие функции: синхронизирует работу блоков схемы всей станции, создает видимые изображения радиолокационной обстановки на экране ЭЛТ; непрерывно определяет координаты выбранного объекта и передает их на вычислитель.

В индикаторе находятся все органы управления и контроля РЛС, которые при необходимости могут быть переключены на индикатор И-2.

В состав прибора И-1 входят следующие блоки: блок ТР (трубки), содержащий индикатор кругового обзора; блок ОР — ориентации; блок ИВ — индикатор вычисли-

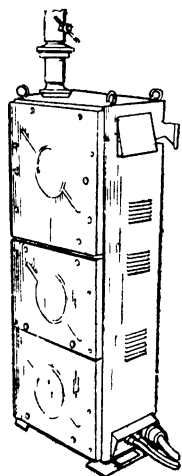


Рис 258 Общий вид приемопередатчика РЛС

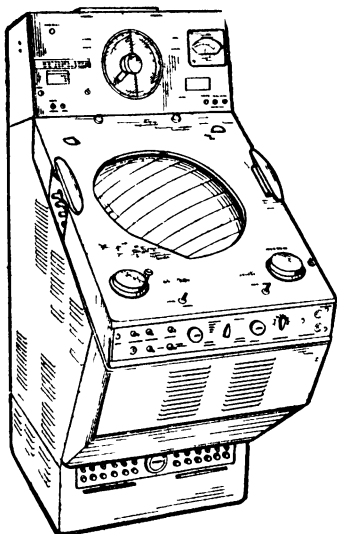


Рис 259 Общий вид индикатора И-1 РЛС «Океан»

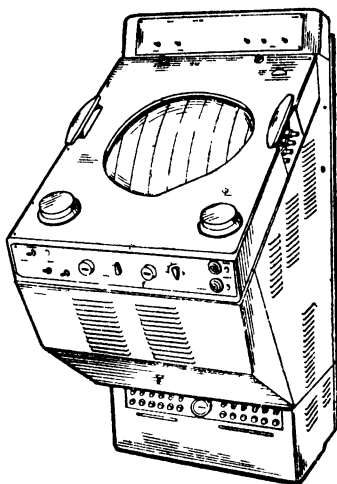


Рис 260 Общий вид индикатора И-2 РЛС «Океан»

теля; блок ИД — истинного движения; блок ПА — автоматического сопровождения по пеленгу; блок ДА — автоматического сопровождения по дальности; блок ОС — обработки сигнала. Общий вид индикатора И-1 представлен на рис. 259.

Индикатор И-2 выполняет следующие функции: формирует сигналы, синхронизирующие работу станции в том случае, когда управление передается с индикатора И-1 на индикатор И-2, создает видимое изображение на экране трубки радиолокационной обстановки, определяет координаты объектов на экране индикатора кругового обзора. Общий вид индикатора И-2 представлен на рис. 260. Конструкция индикатора И-2 аналогична конструкции И-1, но отличается меньшими размерами стойки по глубине.

### § 67. РЛС «ЛОЦИЯ»

Судовая РЛС «Лочия» предназначена для установки на судах портового, служебно-вспомогательного и технического флота, на малотоннажных морских судах на подводных крыльях, а также в качестве резервной на крупнотоннажных морских судах.

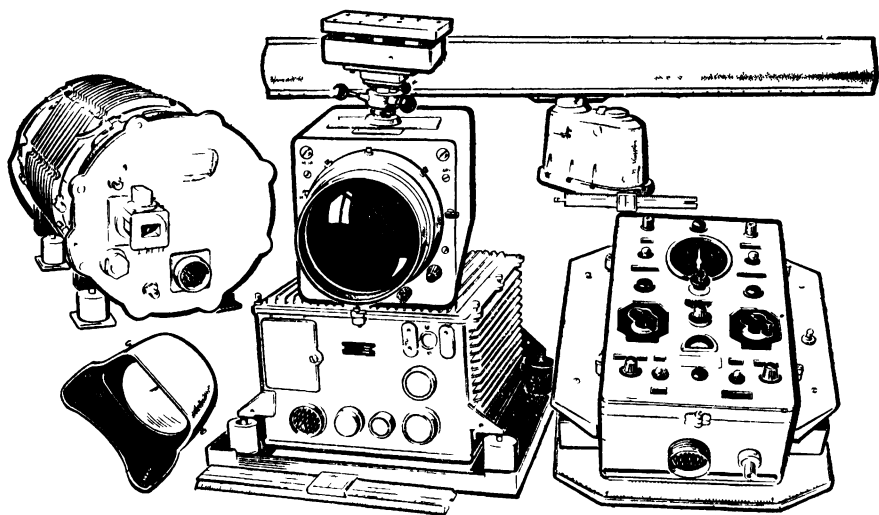


Рис. 261 Общий вид РЛС «Лочия»

В состав станции входят следующие блоки: антенна — блок Л-1; приемопередатчик — блок Л-2; индикатор — блок Л-3; блок питания — Л-4; пульт контроля — блок Л-5; силовой инвертор — блок ИС-220, блок ИС-110, блок ИС-24/27; блок питания — В-27; блок питания — ЛС. Общий вид станции показан на рис. 261.

РЛС «Лощия» имеет следующие эксплуатационно-технические параметры: длина волны передатчика 3,2 см; импульсная мощность передатчика 2,5 кВт на шкалах дальности 0,5—2 мили и 5 кВт на шкалах 4—16 миль; длительность зондирующих импульсов 0,12 мксек на шкалах дальности 0,5—2 мили и 0,3 мксек на шкалах 4—16 миль.

Частота следования импульсов при работе на шкалах дальности 0,5—2 мили 1600 имп/сек на шкалах 4—16 миль — 500 имп/сек.

Промежуточная частота приемника 30 Мгц, полоса пропускания приемника 13,5 Мгц, чувствительность не менее 88 дБ/мвт, ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости 1°,5, уровень боковых лепестков не хуже 23 дБ, ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости 18°, скорость вращения антенны 20 об/мин.

В индикаторе применена ЭЛТ типа 13ЛМ6В с рабочим диаметром 108 мм, со съемной линзой. Шкалы дальности 0,5; 1; 2; 4; 8 и 16 миль. На первой шкале предусмотрено пять неподвижных колец дальности, на остальных шкалах — подвижное кольцо дальности (ПКД), обеспечивающее измерение расстояний с точностью до 2% от максимального значения шкалы. Индикатор имеет механическую и электронную отметки курса. Функциональная схема РЛС представлена на рис. 262.

Синхронизация схемы станции осуществляется от блокинг-генератора Л4-7, расположенного в блоке питания Л-4. Через линию задержки блокинг-генератор управляет работой схемы формирования развертки Л-3 индикатора и непосредственно — работой магнитного модулятора передатчика Л-2. Взаимосвязь между остальными элементами видна из самой функциональной схемы.

Антенна щелевая состоит из прямоугольного волновода со щелями, нарезанными на узкой стенке, который формирует диаграмму направленности в горизонтальной плоскости. Углы наклона щелей обеспечивают горизонтальную поляризацию электромагнитного поля. Формирование диаграммы направленности в вертикальной плоскости осуществляется, как обычно для данного вида антенн, рупорным отражателем. От воздействия внешней среды раскрыв рупора закрыт диэлектрическим обтекателем. Диапазон частот антенны  $9375 \pm 45$  Мгц. Коэффициент усиления не менее 700. Общий  $K_{св}$  антенны не более 1,4. Изменение  $K_{св}$  при вращении антенны не более 0,1.

Вращающийся переход волноводного тракта антенны состоит из подвижного и неподвижного звеньев. Неподвижное звено представляет собою прямоугольный волновод с круглыми фланцами. Подвижное звено — кронштейны и волноводы, соединяемые с антенной. Между неподвижным и вращающимся звеном имеется воздушный зазор 0,2 мм. Электрический контакт между

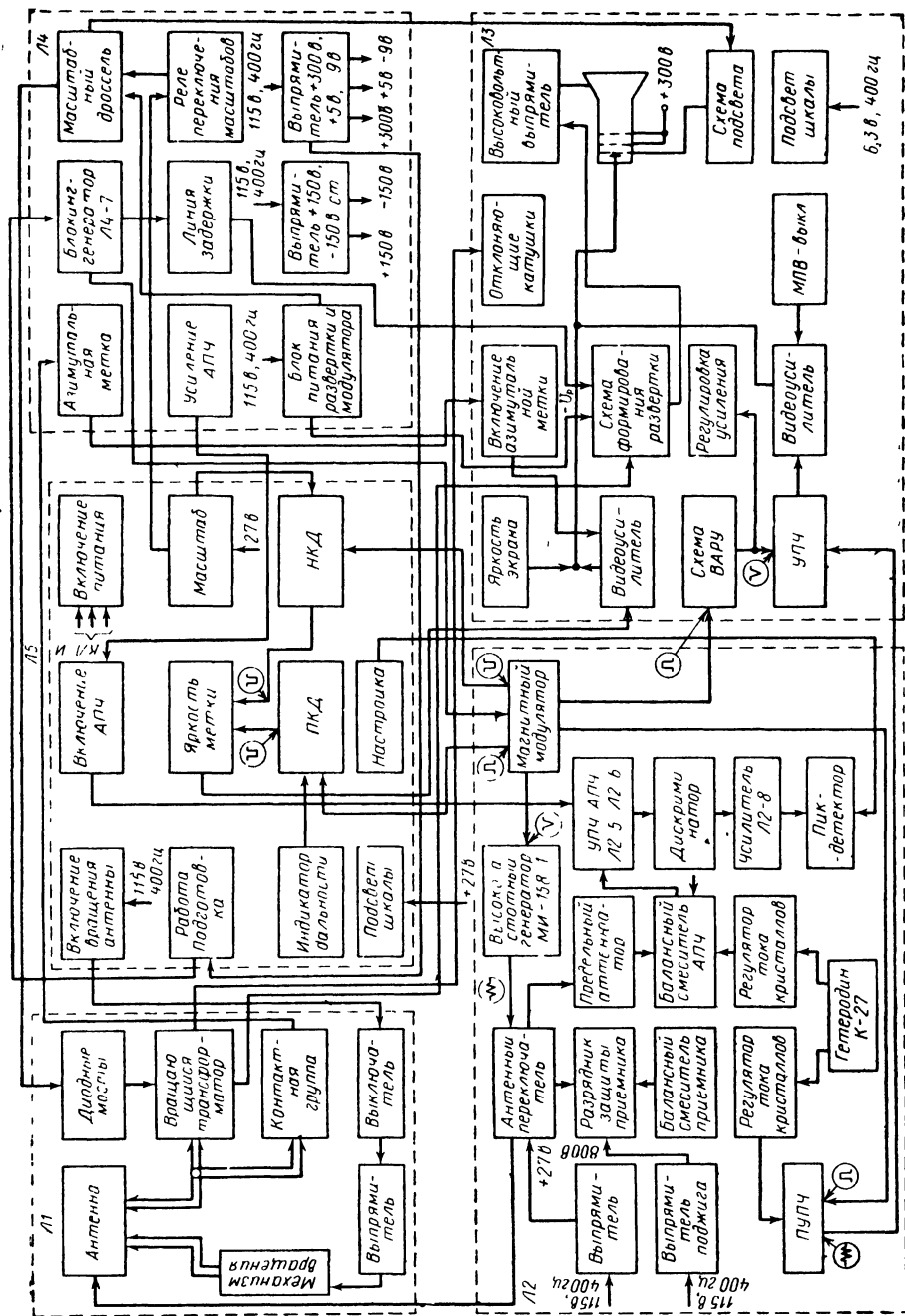


Рис. 262. Блок-схема РЛС «Лучина»

этим зазором обеспечивается наличием дроссельной канавки. Стабильность передачи энергии между неподвижным и подвижным звеньями при вращении антенны обеспечивается наличием штыря связи.

*Приемопередатчик* состоит из магнитного модулятора, магнетронного генератора, антенного переключателя, предварительного УПЧ, клистронного гетеродина, схемы АПЧ.

Магнитный модулятор тиристорного типа состоит из последовательного резонансного контура, трех сжимающих каскадов, формирующей линии, импульсного трансформатора. Первый сжимающий каскад (звено) типа «А» вырабатывает импульсы длительностью 22 мксек, второй типа «Б» — импульсы длительностью 1,7 мксек, третий сжимающий каскад типа «А» — импульсы длительностью 0,12 или 0,3 мксек.

Антенный переключатель ферритового типа с разрядником защиты приемника РР-83А-1, снабженного подогревателем Э2-4 с терморегулятором для обеспечения работы разрядника в условиях пониженных температур. Разрядник имеет поджигающий электрод, питаемый от специального выпрямителя 600 — 700 в.

*Предварительный УПЧ* содержит два каскада, выполненных по двухконтурной схеме на лампах типа 6Ж1Б. Коэффициент усиления предварительного усилителя не менее 6 при полосе пропускания не ниже 10 Мгц. Сигналы на вход усилителя поступают от балансного смесителя приема, в котором используются кремниевые диоды повышенной надежности. Благодаря использованию балансной схемы чувствительность приемника повышается на величину около 2 дБ.

Система АПЧ выполнена по двухканальной схеме с балансным смесителем, аналогичным смесителю приема. Канал АПЧ содержит: двухкаскадный УПЧ на лампах типа 6Ж1П-ЕВ; дискриминатор, выполненный по схеме с расстроенными контурами, на двойном диоде типа 6Х2П-ЕВ; управляющее устройство, содержащее двухкаскадный усилитель постоянного тока на лампе типа 6НЗП и пиковый детектор.

Блок приемопередатчика выполнен на штампованном шасси, помещенном в цилиндрический кожух (см. рис. 261).

Для увеличения охлаждения поверхности на кожухе имеются ребра.

Индикаторное устройство (Л-3) содержит: ЭЛТ, высоковольтный выпрямитель, панель, развертки, основной УПЧ, видеоусилитель, панель регулировки.

Усилитель промежуточной частоты имеет шесть каскадов усиления. Он выполнен по одноконтурной схеме на расстроенных тройках каскадов. Для этой цели каскады настраиваются на частоты 39, 21 и 30 Мгц.

В усилителе применены лампы (тетроды) серии «Н» типа 6Э12Н-В, обладающие рядом преимуществ (малые габариты,

вес, экономичность, высокая надежность) — могут работать на частотах 100—1000 Мгц.

Коэффициент усиления УПЧ не менее 75 дб. Схема усилителя имеет ручную и временную регулировки усиления (РРУ и ВАРУ). На выходе УПЧ сигналы детектируются одноканальной схемой полупроводникового диода и через катодный повторитель на лампе типа 6С52Н-В передаются на двухкаскадный видеоусилитель (лампы типа 6С52Н-В), откуда усиленные видеоимпульсы поступают на катод ЭЛТ.

Блок питания (Л-4) содержит: схему включения питания станции; выпрямители питания; часть схемы формирования развертки; блокинг-генератор синхронизации схемы РЛС.

Пульт контроля (Л-5) предназначен для управления и контроля работы станции. В этом блоке находится также панель схемы формирования импульсов колец дальности (НКД и ПКД). С пульта контроля производится включение станции, контроль режима работы, включение передатчика и развертки, управление антенной, регулировка яркости подсвета и метки, управление УПЧ, управление временной задержкой ПКД.

Инвертор силовой ИС-24/27 предназначен для преобразования постоянного напряжения 24 или 27 в в переменное напряжение 115 в переменного напряжения прямоугольной формы. Инвертор содержит: задающий генератор (блокинг-генератор), вырабатывающий прямоугольные импульсы напряжения для поочередного запуска тиристоров силовой частоты; силовую часть, осуществляющую преобразование постоянного напряжения в переменное, собранную по схеме параллельного преобразователя на кремниевых управляемых полупроводниковых вентилях; блок управления БУ-1, который осуществляет местный или дистанционный запуск инвертора, защищает внешний источник напряжения и тиристоры от тока короткого замыкания, автоматически переключает отводы выходных обмоток силового трансформатора при значительном изменении питающего напряжения; стабилизатор феррорезонансного типа для стабилизации выходного напряжения 115 в; вентилятор, способствующий поддержанию постоянного температурного режима внутри кожуха преобразователя.

Блок питания В27 используется при питании РЛС от трехфазной сети переменного напряжения 220 или 380 в, 50 гц. Блок представляет собою трехфазный выпрямитель на диодах, питающий инвертор ИС-24/27 постоянным напряжением 24 и 27 в.

Блок питания ЛС предназначен для питания РЛС от сети 115 в, 400 гц и выдает выходные напряжения: 115 в, 400 гц — нестабилизированное; 115 в; 400 гц — стабилизированное; 27 в — постоянное.

Блок состоит из силового трансформатора, феррорезонансного стабилизатора и выпрямителя.

## § 68. РЛС «КИВАЧ»

РЛС «Кивач» — малогабаритная станция, предназначена для установки на судах от 50 т и выше. Имеет две модификации «Кивач-1» и «Кивач-2».

В отличие от «Кивач-1» РЛС «Кивач-2» снабжается дополнительно устройством сопряжения с гирокомпасом для стабилизации изображения на индикаторе по меридиану.

Сопряжение может осуществляться с гирокомпасами типа «Амур» и «Курс-4». В остальном узлы и блоки РЛС обеих модификаций одинаковы.

В состав РЛС «Кивач» входят следующие приборы: *А* — антенно-волноводное устройство; *П* — приемопередатчик; *И* — индикатор; *С* — сетевой преобразователь; *Г* — устройство сопряжения с гирокомпасом. В зависимости от напряжения судовой сети прибор *С* может комплектоваться в вариантах: *С/24 в*; *С/110 в*; *С/220 в*; *С/220 в, 400 гц*.

Функциональная схема РЛС «Кивач-2» показана на рис. 263.

РЛС «Кивач» имеет следующие эксплуатационно-технические параметры: длина волны 3,2 см; импульсная мощность передатчика 7 кВт; длительность зондирующих импульсов на шкалах от 0,4 до 4 миль — 0,1 мксек, на шкалах большей дальности — 0,3 мксек; частота следования импульсов при этом имеет величину 3100 и 2000 имп/сек, полоса пропускания приемника соответственно 12 и 6 Мгц. Промежуточная частота 60 Мгц. Чувствительность приемника 120 дБ/вт. Ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости 1°,7, в вертикальной плоскости — 25°. Коэффициент усиления антенны около 700.

Интенсивность подавления боковых лепестков не хуже 25 дБ. Скорость вращения антенны 17 об/мин. Изменение  $K_{с.в}$  при вращении антенны не более 0,15;  $K_{с.в}$  волноводного тракта — не более 1,4. Ослабление энергии в волноводном тракте не превышает при длине до 6 м — 0,2 дБ/м; при длине до 8 м — 0,18 дБ/м; свыше 8 м — не более 0,16 дБ/м. Индикаторное устройство имеет ЭЛТ с диаметром экрана 180 мм и линзой. Шкалы дальности 0,4; 0,8; 1,6; 4,0; 8; 16; 24 мили с интервалом между кольцами дальности 0,2; 0,4; 1; 2; 4 мили.

Антенно-волноводное устройство *А* содержит щелевую антенну в виде отрезка прямоугольного волновода, формирующего диаграмму направленности в горизонтальной плоскости, и секторный рупор, формирующий диаграмму направленности в вертикальной плоскости. Вращение антенны осуществляется мотором постоянного тока СЛ-369.

Приемопередатчик *П* содержит: блок модулятора (П-1); блок СВЧ (П-2); блок приемника (П-3); блок АПЧ (П-4); выпрямительные блоки питания (П-5—П-9); анализатор работоспособности блоков П-10; блок контроля П-11.



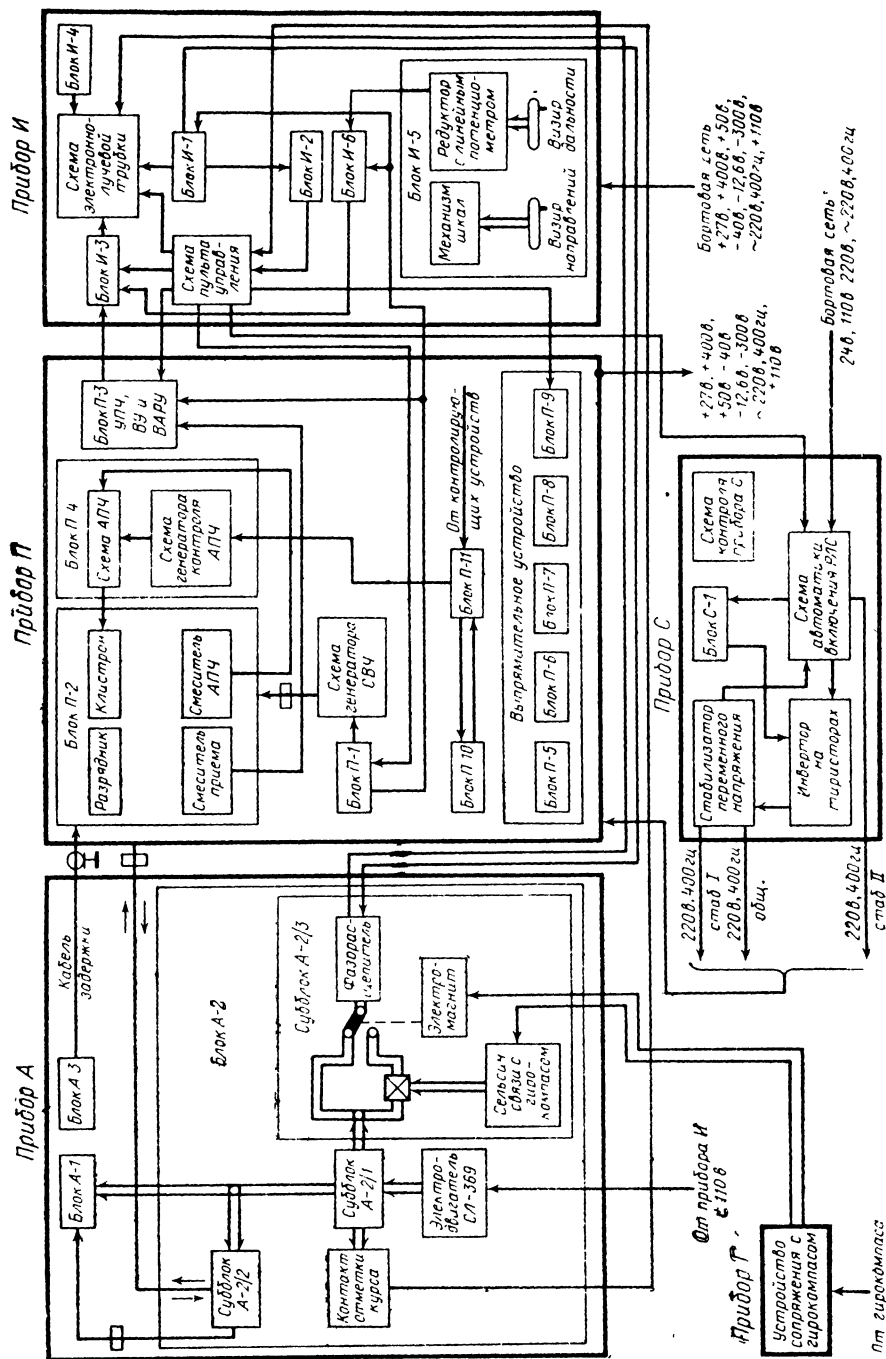


Рис. 263. Блок-схема РЛС «Кивач»

Модулятор выполнен по тиристорно-магнитной схеме, имеет два каскада сжатия.

В первом каскаде постоянное напряжение питания модулятора 150 в преобразуется в импульсы положительной полярности длительностью 1 мксек с амплитудой 8—9 кв. Во втором каскаде сжатия эти импульсы сокращаются до 0,1 мксек с амплитудой 4,5 кв и через импульсный трансформатор передаются на магнетрон, имея амплитуду напряжения 5,3—6,5 кв.

Блок П-2 сверхвысокой частоты содержит ферритовый антенный переключатель с широкополосным разрядником типа РР-83; кристаллические смесители приема и АПЧ, выполненные по балансной схеме; клистронный гетеродин типа К94.

Блок П-3 состоит из УПЧ, имеющего маломушьякий каскад на лампе 6С51Н-В, два линейных каскада (6Э12Н-В), где осуществляется ВАРУ и переключение полосы пропускания УПЧ с 12 на 6 Мгц, логарифмический УПЧ, имеющий 10 каскадов (6Э12Н-В), построенный по схеме последовательного сложения детектируемых сигналов.

Продетектированные сигналы поступают на двухкаскадный видеоусилитель (П416Б) и далее через эмиттерный повторитель подаются в блок И-3.

Блок П-4 АПЧ содержит три каскада УПЧ на транзисторах 1Т313В с широкополосными фильтрами на 20 Мгц, дискриминатор на диодах Д18, эмиттерный повторитель, предварительный видеоусилитель на транзисторе П416Б, видеоусилитель на МП25Б и пиковый детектор Д223А.

Индикатор И состоит из блоков: развертки (И-1), меток дальности (И-2), видеосмесителя (И-3), выпрямителя (И-4), механизма шкал (И-5), формирования визира дальности (И-6), схемы ЭЛТ и схемы пульта управления.

---

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ацеров Ю. С., Черняев Р. Н. Основные направления развития радиолокационной техники на судах морского флота. М., ЦБНТИ ММФ, 1969.
2. Байрашевский А. М. Судовые радиолокационные станции. Л., «Морской транспорт», 1957, 348 с.
3. Бернштейн Э. А., Рудяченко Н. К. Импульсные радиопередающие устройства. Киев, Гостехиздат УССР, 1963, 248 с.
4. Богомолов А. Ф. Основы радиолокации. М., «Советское радио», 1954, 302 с.
5. Бухановский И. Л. Радиолокационные методы судовождения. М., «Транспорт», 1964, 218 с.
6. Власов В. И., Берман Я. И. Проектирование высокочастотных узлов радиолокационных станций. Судпромгиз, 1961, 359 с.

7. Гольденберг Л. М. Основы импульсной техники. М., «Связь», 1964, 432 с.
  8. Давыдов П. С., Чернышев В. О. Индикатор истинного движения судовых РЛС. Л., Судпромгиз, 1963, 164 с.
  9. Дикий А. Д., Солдатов И. А. Передатчики радиотехнических средств, М., Военное издательство, 1960, 368 с.
  10. Дулевич В. Е. и др. Теоретические основы радиолокации. М., «Советское радио», 1964, 732 с.
  11. Иванов А. Б., Сосновкин Л. Н. Импульсные передатчики СВЧ. М., «Советское радио», 1956, 615 с.
  12. Импульсные схемы на полупроводниковых приборах. Под ред. Гальперина Е. И., Степаненко И. П., М., «Советское радио», 1970, 237 с.
  13. Казаринов Ю. М. и др. Радиотехнические системы. М., «Советское радио», 1968, 496 с.
  14. Красноголовый Б. Н. Индикаторные устройства. Минск, «Вышэйш школа», 1970, 224 с.
  15. Красноголовый Б. Н. Проектирование и расчет элементов индикаторных устройств. Минск, «Вышэйш школа», 1971, 168 с.
  16. Красюк Н. П., Розенберг В. И. Корабельная радиолокация и метеорология Л., Судостроение, 1970, 224 с.
  17. Латинский С. М. Теория и практика эксплуатации радиолокационных систем. М., «Советское радио», 1970, 432 с.
  18. Лукбшкин А. П. Радиолокационные усилители с большим диапазоном входных сигналов. М., «Советское радио», 1964, 255 с.
  19. Магдесиев А. С., Резник М. М. Индикаторы обзорных радиолокационных станций. М., Воениздат, 1963, 128 с.
  20. Радиолокационные устройства. Под редакцией В. В. Григорина—Рябова. М., «Советское радио», 1970, 679 с.
  21. Раков В. И. Индикаторные устройства радиолокационных станций. Л., Судпромгиз, 1962, 532 с.
  22. Раков В. И. Оконечные устройства судовых радиолокационных станций. Л., Судостроение, 1966, 307 с.
  23. Сайбель А. Г. Основы радиолокации. М., «Советское радио», 1961, 384 с.
  24. Сиверс А. П., Суслов Н. А., Метельский В. И. Основы радиолокации. Л., Судпромгиз, 1959, 351 с.
  25. Сколник М. Введение в технику радиолокационных систем. М., «Мир», 1965, 747 с.
  26. Современная радиолокация. Под редакцией Кобзарева Ю. Б. Перевод с английского. М., «Советское радио», 1969, 704 с.
  27. Справочник по основам радиолокационной техники. Под редакцией Дружинина В. В. М., Воениздат, 1967, 767 с.
  28. Справочник по импульсной технике. Под ред. Яковлева В. Н. Киев, «Техника», 1970, 654 с., 1971—654, 1972—711 с.
  29. Судовые радиолокационные станции. Под редакцией Ракова В. И. Л., Судостроение, т. I, 1969 (407 с.), т. II, 1970 (567 с.), т. III, 1970 (263 с.).
  30. Судовые навигационные РЛС «Кивач-1» и «Кивач-2». Под редакцией Фридмана В. Ц. М., «Пищевая промышленность», 1971, 168 с.
  31. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я. Д. М., «Советское радио», 1970, 559 с.
  32. Тищенко А. М. и др. Расчет и проектирование импульсных устройств на транзисторах. М., «Советское радио», 1964, 567 с.
  33. Фролкин В. Т. Импульсные устройства. М., Машиностроение, 1966, 447 с.
-

## О Г Л А В Л Е Н И Е

|                                                                                           |  |      |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------|--|------|-----|
| Введение                                                                                  |  | Стр. | 3   |
| Глава I. Принципы радиолокации                                                            |  |      |     |
| § 1. Основные определения                                                                 |  |      | 5   |
| § 2. Метод непрерывного излучения                                                         |  |      | 6   |
| § 3. Импульсный метод радиолокации                                                        |  |      | 12  |
| § 4. Определение угловых координат                                                        |  |      | 13  |
| § 5. Пространственный радиолокационный обзор                                              |  |      | 18  |
| § 6. Основные эксплуатационные параметры судовых навигационных РЛС                        |  |      | 21  |
| § 7. Основные технические параметры РЛС                                                   |  |      | 27  |
| Глава II. Отражающие свойства объектов                                                    |  |      |     |
| § 8. Основные свойства объектов                                                           |  |      | 36  |
| § 9. Эффективная поверхность рассеяния объектов простейшей формы                          |  |      | 38  |
| § 10. Эффективная поверхность рассеяния групповых объектов                                |  |      | 44  |
| § 11. Эффективная поверхность рассеяния судов и других надводных объектов                 |  |      | 49  |
| § 12. Эффективная площадь рассеяния поверхностных объектов                                |  |      | 52  |
| § 13. Эффективная площадь рассеяния объемных объектов                                     |  |      | 57  |
| Глава III. Дальность радиолокационного наблюдения                                         |  |      |     |
| § 14. Дальность действия РЛС в свободном пространстве                                     |  |      | 62  |
| § 15. Сжатие импульсов                                                                    |  |      | 64  |
| § 16. Влияние атмосферы на дальность радиолокационного наблюдения                         |  |      | 69  |
| § 17. Влияние водной (земной) поверхности на дальность радиолокационного обнаружения      |  |      | 73  |
| § 18. Влияние взволнованной морской поверхности на дальность радиолокационного наблюдения |  |      | 78  |
| Глава IV. Радиолокационные передатчики                                                    |  |      |     |
| § 19. Особенности магнетронных генераторов                                                |  |      | 80  |
| § 20. Характеристики магнетронов                                                          |  |      | 86  |
| § 21. Импульсные модуляторы                                                               |  |      | 91  |
| § 22. Модулятор с накопительным конденсатором                                             |  |      | 93  |
| § 23. Импульсные модуляторы с накопительной линией                                        |  |      | 107 |
| § 24. Подмодуляторные каскады                                                             |  |      | 117 |
| § 25. Магнитные импульсные модуляторы                                                     |  |      | 120 |
| Глава V. Антенно-волноводные устройства                                                   |  |      |     |
| § 26. Коаксиальные линии передачи                                                         |  |      | 126 |
| § 27. Волноводные линии передачи                                                          |  |      | 128 |
| § 28. Согласование в волноводных линиях                                                   |  |      | 137 |
| § 29. Разветвления в волноводных линиях                                                   |  |      | 141 |

|                                                                                                         | Стр. |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| § 30. Антенные переключатели . . . . .                                                                  | 145  |
| § 31. Эхо-камера . . . . .                                                                              | 157  |
| § 32. Особенности радиолокационных антенн . . . . .                                                     | 159  |
| § 33. Рупорные антенны . . . . .                                                                        | 163  |
| § 34. Шелевые антенны . . . . .                                                                         | 166  |
| § 35. Зеркальные антенны . . . . .                                                                      | 169  |
| Глава VI. Радиолокационные приемники                                                                    |      |
| § 36. Особенности радиолокационных приемников . . . . .                                                 | 174  |
| § 37. Преобразователи частоты . . . . .                                                                 | 178  |
| § 38. Усилители промежуточной частоты . . . . .                                                         | 182  |
| § 39. Детекторы и видеусилители . . . . .                                                               | 191  |
| § 40. Автоматические регулировки усиления . . . . .                                                     | 199  |
| § 41. Логарифмические усилители . . . . .                                                               | 204  |
| § 42. Автоматическая подстройка частоты . . . . .                                                       | 211  |
| Глава VII. Повышение помехозащищенности радиолокационных приемников                                     |      |
| § 43. Частотная селекция импульсных сигналов . . . . .                                                  | 225  |
| § 44. Методы накопления сигналов . . . . .                                                              | 230  |
| § 45. Временная селекция импульсных сигналов . . . . .                                                  | 232  |
| § 46. Статистические методы приема радиосигналов . . . . .                                              | 233  |
| § 47. Обнаружение радиолокационных сигналов . . . . .                                                   | 239  |
| Глава VIII. Индикаторные устройства                                                                     |      |
| § 48. Назначение и классификация индикаторных устройств. Индикатор кругового обзора . . . . .           | 244  |
| § 49. Методы получения радиально-круговой развертки судовых РЛС . . . . .                               | 249  |
| § 50. Индикатор кругового обзора судовой навигационной РЛС с вращающейся отклоняющей системой . . . . . | 260  |
| § 51. Особенности ИКО навигационной РЛС с неподвижной отклоняющей системой . . . . .                    | 263  |
| § 52. Визеры дальности . . . . .                                                                        | 266  |
| § 53. Электронные визеры азимута . . . . .                                                              | 276  |
| § 54. Ориентация и стабилизация изображения, отметка курса . . . . .                                    | 281  |
| § 55. Индикатор истинного движения . . . . .                                                            | 285  |
| § 56. Влияние ИКО на эксплуатационные характеристики РЛС . . . . .                                      | 291  |
| Глава IX. Элементы индикаторных устройств                                                               |      |
| § 57. Расширители импульсов на транзисторах . . . . .                                                   | 298  |
| § 58. Транзисторные генераторы напряжения развертки . . . . .                                           | 301  |
| § 59. Электроннолучевая трубка с магнитным управлением . . . . .                                        | 305  |
| § 60. Специальные ЭЛТ судовых РЛС . . . . .                                                             | 309  |
| § 61. Фазочувствительный выпрямитель . . . . .                                                          | 312  |
| Глава X. Автоматическое сопровождение и автоматический съем данных РЛС                                  |      |
| § 62. Автоматическое сопровождение по дальности в режиме кругового обзора . . . . .                     | 314  |
| § 63. Автоматическое сопровождение по направлению в режиме кругового обзора . . . . .                   | 324  |
| § 64. Автоматическая обработка данных РЛС . . . . .                                                     | 332  |
| Глава XI. Судовые навигационные РЛС                                                                     |      |
| § 65. Особенности РЛС . . . . .                                                                         | 335  |
| § 66. РЛС «Океан» . . . . .                                                                             | 336  |
| § 67. РЛС «Лотия» . . . . .                                                                             | 342  |
| § 68. РЛС «Кивач» . . . . .                                                                             | 347  |
| Список литературы . . . . .                                                                             | 349  |