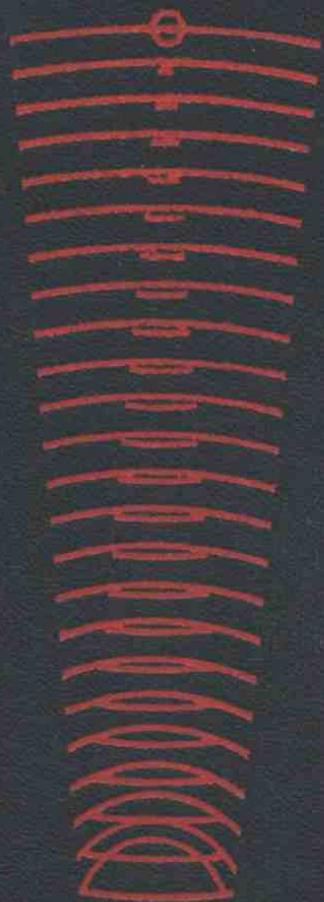


М.М.АЙЗИНОВ, А.М.БАЙРАШЕВСКИЙ

РАДИОТЕХНИКА И РАДИО- НАВИГАЦИОННЫЕ ПРИБОРЫ



М. М. АЙЗИНОВ, А. М. БАЙРАШЕВСКИЙ

РАДИОТЕХНИКА И РАДИО- НАВИГАЦИОННЫЕ ПРИБОРЫ

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ, ПЕРЕРАБОТАННОЕ
И ДОПОЛНЕННОЕ



Утверждено Управлением
учебных заведений
Министерства морского флота
в качестве учебника
для судоводительских факультетов
высших инженерных
морских училищ



МОСКВА «ТРАНСПОРТ» 1975

УДК 621.396.6 : 629.12 (075.8)

Радиотехника и радионавигационные приборы. Айзинов М. М., Байрашевский А. М. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., «Транспорт», 1975, 432 с.

В книге рассматривается устройство и принцип действия судовых радиопеленгаторов, радионавигационных систем. Значительное место отведено изложению основ радиолокации, а также устройству и принципу действия судовых навигационных радиолокационных станций.

Книга предназначена в качестве учебника для учащихся судоводительских факультетов высших инженерных морских училищ. Она может быть использована в качестве учебного пособия и на других факультетах ВИМУ, а также служить пособием для штурманского состава судов морского флота.

Второе издание учебника переработано и дополнено в соответствии с новой программой курса «Радиотехника и радионавигационные приборы». Рис. 451, табл. 5, список лит. 5 назв.

Главы I—VI, X, XI, XIII, XIV написаны М. М. Айзиновым, главы VII—IX, XII, XV—XXX — А. М. Байрашевским.

A 31806 — 249
049 (01) — 75 249—75

© Издательство «Транспорт», 1975 г.

СВЯЗЬ. СООБЩЕНИЕ. СИГНАЛ

§ 1. Сигналы и информация

С передачей и приемом сигналов, т. е. физических процессов, несущих информацию, мы встречаемся всюду. Идет ли речь о собственно системах связи любого вида (телефрафирование и телефонирование по проводам и по радио), навигационных и локационных системах, передаче неподвижных (фототелеграф) или движущихся изображений (телевидение), автоматических метеостанциях и биологических объектах—везде мы имеем дело с передачей и обработкой сигналов. Естественно поэтому начать с уточнения смысла слов *сигнал*, *связь*, *информация*, *сообщение*.

В соответствии с рекомендациями Комитета научно-технической терминологии АН СССР, под *информацией* понимаются сведения, являющиеся объектом хранения, передачи, преобразования. Форма представления информации называется *сообщением*. При таком определении информацией являются все те воздействия, которые принимаются некоторой материальной системой от окружающего ее мира. Если, скажем, такой материальной системой является машина, автоматически управляющая каким-либо процессом, то для нее информацией являются показания всех приборов, регистрирующих протекание процесса. Машина перерабатывает эту информацию в новую (выходную) информацию о том, какие действия должны совершить устройства, управляющие процессом, чтобы он протекал надлежащим образом.

Человек тоже представляет собой материальную систему, для которой информацией (в широком смысле) служат все ощущения, воспринимаемые с помощью органов чувств. Перерабатывая эту информацию (сознательно или бессознательно), человек в своих действиях приходит к тем или иным решениям. Часть перерабатываемой информации служит для приспособления организма человека к меняющимся условиям внешней среды.

Связь как категория представляет собой систему, предназначенную для передачи информации от отправителя к получателю. При рассмотрении различных систем связи, сколь бы сложными они ни были, можно установить весьма общее свойство: отдельные части этих систем связаны друг с другом передачей информации с помощью сигналов.

Когда речь идет об электрических системах, а именно такими системами мы и будем интересоваться в дальнейшем, то приходится иметь

дело с электрическими сигналами, передаваемыми по проводам или без проводов с помощью электромагнитных волн. Проблема передачи сигналов с помощью электромагнитных колебаний составляет основное содержание радиотехнических задач.

Естественно, что всякая передача сигналов связана с затратой энергии. Собственно, сам сигнал — это всегда какое-либо проявление сил природы: механического движения, электромагнитного поля и т. д. Однако энергетический результат действия сигнала несопоставим, как правило, с его собственной энергией (очевидно, что энергия сигнала о взрыве ядерного устройства несопоставима с количеством энергии, выделяемой при взрыве). Энергетические процессы, сопровождающие передачу сигналов, играют второстепенную роль. Ведь передается не энергия, а информация. Здесь важна не сама энергия, а ее изменение (сигналом может служить и прекращение поступления энергии).

Теперь можно дать определение понятия *сигнала* как физического процесса, являющегося переносчиком информации. Рассмотрим подробнее некоторые общие свойства сигнала.

Событие, сообщение о котором передается, может быть зафиксировано различным образом: в виде фотографий, звукозаписи или видеозаписи на магнитной пленке, на кинопленке или в какой-либо другой форме. Однако во всех случаях описание события соответствует (в той или иной степени) самому событию. Естественно, что физическая природа телеграммы, фотографии, звукозаписи, устного рассказа и т. п. совершенно не соответствует физической природе самого зафиксированного события. Однако здесь имеется информационное соответствие.

Теперь очевидно, что сигнал создается некоторым событием, действием и является однозначным преобразованием сообщения. Он может существовать продолжительное время после того, как событие, его создавшее, уже закончится.

В то же время необходимо отметить, что сигнал существует как информационный (т. е. собственно как сигнал) только в пределах организованной системы. Вне этой системы сигнал теряет свои информационные свойства, т. е. перестает быть сигналом. Так, например, свет в окне может быть сигналом, если об этом, т. е. о его значении, имеется определенная договоренность. Для всех других, кто об этой договоренности не знает, т. е. находится вне пределов организованной системы, это уже будет не сигнал, а обычное физическое явление, не несущее никакой информации. Из сказанного очевидно, что в качестве сигналов используется изменение состояния материального объекта, произведенное по заранее известным правилам (т. е. в организованной системе).

В пределах организованной системы сигналы могут создавать новые сигналы в соответствии с внутренними законами этой системы или же превратиться в действие. Значит, совокупность сигналов в организованной системе является более или менее подробным отображением некоторого реального события. Очевидно также весьма общее и важное положение, заключающееся в том, что информация не существует иначе, как в виде сигналов материальных носителей ее.

Как правило, электрический сигнал появляется в результате преобразования неэлектрических величин в электрические. Так, изменение звукового давления перед микрофоном превращается в изменение тока или напряжения, изменения температуры, атмосферного давления и других геофизических величин превращаются в метеорологической телеметрии в изменения напряжения, частоты и т. п.

К преобразователям, выполняющим описанные действия, предъявляются сложные требования, в частности, требование пропорциональности между воздействием и реакцией, стабильности преобразования (тариевичной кривой) и т. д. Поскольку нас интересуют лишь процессы в электрических элементах тракта приема-передачи, будем называть информацией лишь ту, которая уже преобразована в электрические сигналы.

§ 2. Некоторые свойства сигналов и воздействий

Как следует из § 1, сигнал есть физический процесс, существующий в организованной системе, имеющий множество состояний, которые он принимает в соответствии с изменениями состояний отображаемого события. Надо отметить еще одно важное свойство сигналов. Дело в том, что если нам сообщают то, что было уже известно, то никакой информации мы не получаем, так как не узнаем ничего нового.

Передача информации всегда связана с необходимостью выбора. Так, мы выбираем из известного алфавита набор букв для составления слов, или же из словаря известных слов — необходимые слова. Для получателя информации этот выбор заранее не известен (иначе нет смысла передавать информацию), случаен. Следовательно, случаен и сигнал, отображающий информацию. Иными словами, сигнал является случайным процессом. Надо учитывать также, что прием сигналов всегда осуществляется на фоне помех, искажающих сигнал. Принятый с искажениями сигнал уже не связан однозначно с переданным сигналом, а следовательно, и с переданным сообщением, о котором он несет информацию.

Таким образом, с одной стороны, случайно появление того или иного сигнала на приемном конце линии связи, с другой стороны, — случайно искажение сигнала помехами. Значит, прием информации всегда связан с обработкой случайного процесса — искаженного помехами сигнала.

Исследование случайных процессов нередко сложнее, чем детерминированных. Именно поэтому иногда, говоря о сигнале, анализируют его детерминированную модель — детерминированные процессы, которые сигналами быть не могут. В частности, не являются сигналами любые периодические явления, поскольку вся информация заключена здесь в одном из периодов, а остальное — бесполезное (в информационном смысле) повторение. Однако не может нести информации и апериодическое колебание, если известны все его измерения, т. е. если оно является известной функцией времени.

Кроме сигналов — носителей информации, нередко используют детерминированные воздействия (колебания), подводимые к входу

исследуемой системы. По искажениям такого воздействия судят о свойствах системы.

Задание воздействия как функции времени полностью определяет его свойства. Однако в ряде случаев желательно знать и другие характеристики воздействия, в частности спектральные. Обратимся прежде всего к периодическому процессу, т. е.

$$f(t) = f(t + nT), \quad (1)$$

где T — период;

n — любое целое число, положительное или отрицательное.

Функцию $f(t)$ можно представить рядом Фурье:

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_1 t + b_k \sin k\omega_1 t), \quad (2)$$

причем $k = 1, 2, 3 \dots$

Из определения (1) следует, что ход явления, описываемый этим выражением, периодически повторяется, причем периодичность существует вечно, т. е. от $-\infty$ до $+\infty$. Очевидно (об этом говорилось выше), что периодические процессы не могут быть сигналами, так как, приняв эти «сигналы» на протяжении лишь одного любого периода, мы уже знаем все о всех бывших и будущих «сигналах». Да и в природе не существует периодических явлений. Каждое событие, каждое явление имеют свое начало и конец. Таким образом, периодическая функция — это не модель сигнала, а математическая идеализация, абстракция, но абстракция, весьма полезная для рассмотрения некоторых сложных вопросов.

Коэффициенты a_k и b_k , входящие в выражение (2), имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) dt; \quad a_k = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos 2\pi k \frac{t}{T} dt; \\ b_k &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \sin 2\pi k \frac{t}{T} dt. \end{aligned} \quad (3)$$

Ряд Фурье можно записать и в комплексной форме:

$$\left. \begin{aligned} f(t) &= \sum_{-\infty}^{\infty} C_k e^{-j2\pi k \frac{t}{T}}; \\ C_k &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) e^{-j2\pi k \frac{t}{T}} dt. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Комплексную форму разложения в ряд Фурье часто предпочитают тригонометрической при решении как практических, так и теорети-

ческих задач, особенно при вычислениях, связанных с дифференцированием или интегрированием. Это предпочтение объясняется тем, что интегрирование и дифференцирование экспоненциальной функции сводится к умножению ее на постоянную.

Таким образом, периодическая функция $f(t)$ представлена в виде суммы синусоидальных колебаний, образующих гармоническую последовательность. Последнее означает, что частоты этих колебаний кратны основной частоте $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$. Отдельные составляющие называются гармониками, а частота $\omega_1 (k=1)$ — первой гармоникой. Величина C_k , называемая комплексной амплитудой, может быть записана в виде

$$C_k = c_k e^{-i\varphi_k},$$

причем c_k — амплитуда, а φ_k — начальная фаза k -й гармоники. Величина $a_0 = c_0$ выражает среднее значение функции за период и называется постоянной составляющей. Последовательность величин c_k часто называют спектром амплитуд, или просто спектром, а последовательность величин φ_k называется спектром фаз. Спектр можно изобразить графически, выбрав в качестве осей координат c_k и $\omega_k = k\omega_1$ (рис. 1). На таком графике длины вертикальных отрезков равны (в заданном масштабе) амплитудам соответствующих гармоник. Спектр, изображенный на рис. 1, называют линейчатым, или дискретным. При разложении функции в ряд Фурье число гармоник бесконечно велико. Если ограничить число членов ряда, то полученная сумма соответствует периодической функции, однако отличной от исходной. Таким образом, спектр периодической функции отнюдь не обязательно должен быть бесконечным (пример — одна синусоидальная составляющая, т. е. одна спектральная линия).

Если число членов суммы

$$f(t) \approx a_0 + \sum_{k=1}^N (a_k \cos k\omega_1 t + b_k \sin k\omega_1 t), \quad (5)$$

приближенно описывающей заданную функцию $f(t)$, увеличивать, то приближение к истинным значениям будет лучше. При данном значении N выражение (5) является наилучшим среднеквадратичным приближением заданной функции в том случае, когда коэффициенты a_k и b_k являются коэффициентами Фурье.

Таким образом, периодическая функция обладает дискретным спектром, все составляющие которого являются гармониками одной основной частоты. Такой спектр называется гармоническим. Очевидно, что только при конечном числе членов ряда можно говорить о той конечной частотной полосе, которую занимает данная функция времени $f(t)$. Эта полоса равна

$$\Delta f = f_{\max} - f_{\min}. \text{ Если } f_{\min} = 0, \text{ то } \Delta f = f_{\max}.$$

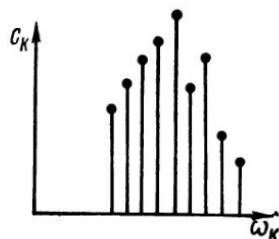


Рис. 1. Линейчатый (дискретный)-спектр

Ширина спектра временной функции является важнейшей ее характеристикой.

Вычислим теперь спектры некоторых периодических функций. Допустим, что нам дана периодическая функция $f(t)$, показанная на рис. 2, причем

$$f(t) = E \text{ (от } t_1 \text{ до } t_2\text{);}$$

$$f(t) = 0 \text{ (в остальных точках интервала } 0 \div T\text{).}$$

Для вычисления спектра $f(t)$ обратимся к формулам (4). Тогда, интегрируя на интервале существования функции, получим

$$\begin{aligned} C_k &= \frac{E}{T} \int_{t_1}^{t_2} e^{-j2\pi k \frac{t}{T}} dt = -\frac{E(-T)}{T2\pi k j} e^{-j2\pi k \frac{t}{T}} \Big|_{t_1}^{t_2} = \frac{E}{j2\pi k} \times \\ &\quad \times \left(e^{-j2\pi k \frac{t_2}{T}} - e^{-j2\pi k \frac{t_1}{T}} \right). \end{aligned} \quad (6)$$

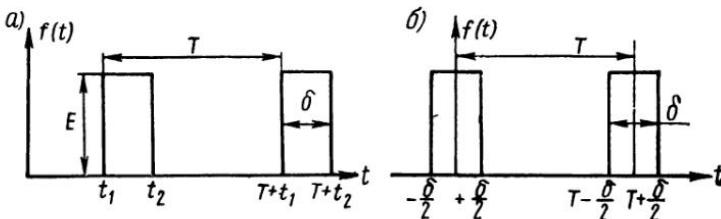


Рис 2 Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

Постоянная составляющая может быть найдена из выражения

$$C_0 = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} Edt = \frac{E}{T} (t_2 - t_1) = \frac{E\delta}{T}. \quad (7)$$

Если изменить начало отсчета времени, то функция $f(t)$ станет (рис. 2, б) четной относительно t и для нее получим

$$C_k = \frac{2E}{\pi k} \sin \frac{\omega_1 \delta}{2} = 2EF_1 \delta \left[\frac{\sin \pi k F_1 \delta}{\pi k F_1 \delta} \right], \quad (8)$$

где F_1 — основная частота, Гц.

Спектр амплитуд функции $f(t)$ дискретный; его вид показан на рис. 3. Здесь $\omega_k = 2\pi k F_1$. Как видно из формулы (8), при $\pi k F_1 \delta = n\pi$, т. е. при $kF_1 = \frac{n}{\delta}$ ($n = 1, 2, 3 \dots$), огибающая спектра амплитуд проходит через нуль. При переходе через эти точки синус в выражении (8) меняет знак и, следовательно, фазовый угол соответствующих гармоник изменяется на 180° . Это обстоятельство на спектральной диаграмме учитывается изменением направления спектральных линий, как показано на рис. 3.

В дальнейшем удобнее рассматривать не амплитуды C_k , зависящие от периода T , а спектральную функцию $S_k = C_k T = \frac{C_k}{F_1}$. Тогда вместо выражения (8) можно написать

$$S_k = \frac{C_k}{F_1} = 2E\delta \frac{\sin \pi k F_1 \delta}{\pi k F_1 \delta}. \quad (9)$$

Очевидно, что график S_k (это, в сущности, уравнение огибающей спектра) отличается от графика C_k только масштабом по оси ординат, причем расстояние между спектральными линиями по оси абсцисс равно $F_1 = \frac{1}{T}$.

Будем теперь увеличивать период T и посмотрим, что при этом происходит со спектральной функцией. Вполне понятно, что с ростом T интервал между спектральными линиями уменьшается ($F_1 = \frac{1}{T}$), но величина S_k для тех же значений $F = kF_1$ остается прежней. Таким образом, если период увеличить в два раза, то первоначаль-

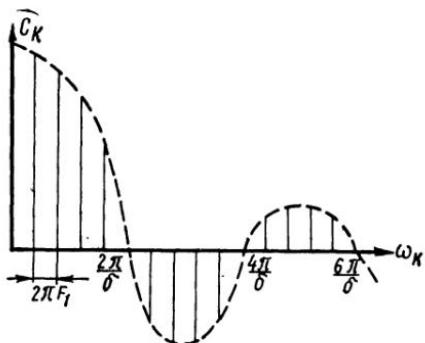


Рис. 3. Спектр амплитуд

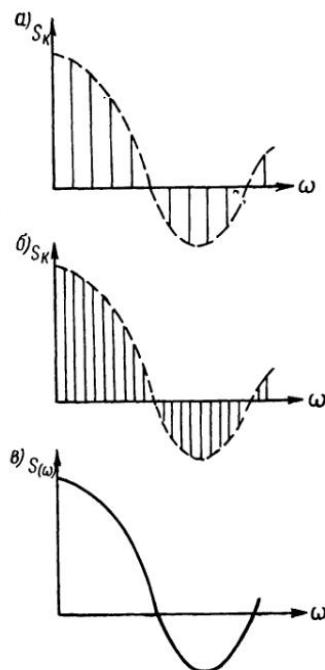


Рис. 4. Спектральные функции и спектральная плотность амплитуд

ные линии спектра (рис. 4, а) сохраняют свои величину и положение, но между ними появляются новые (рис. 4, б). Напомним, что здесь речь идет о спектральной функции S_k . Если же обратиться к спектру амплитуд

$$C_k = \frac{S_k}{T}, \quad (10)$$

то станет ясно, что с ростом периода T значение C_k при данной частоте уменьшается. Дальнейшее увеличение периода приведет к тому, что густота спектральных линий возрастает, и, если период T стремится к бесконечности, интервал между спектральными линиями неограниченно сокращается. Тогда вместо совокупности дискретных точек спектр

будет изображаться непрерывной последовательностью точек, т. е. непрерывной кривой (рис. 4, в). Такой спектр называется *сплошным*. Но при $T \rightarrow \infty$ периодическая функция $f(t)$ превращается в непериодическую.

Следовательно, в рассмотренном случае непериодическая функция имеет сплошной спектр. Это не значит, конечно, что непериодическая функция обязательно обладает сплошным спектром. Так, если имеется сложное колебание, состоящее из колебаний двух несоизмеримых частот, например ω_1 и $\omega_1\sqrt{3}$, то такое колебание — непериодическое, хотя спектр его состоит из двух дискретных точек, т. е. линейчатый.

Можно утверждать, таким образом, что сплошной спектр обязательно соответствует непериодическому процессу. В то же время, если функция непериодическая, то ее спектр не обязательно должен быть сплошным. Если же спектр дискретный и гармонический (даже если он не бесконечный), то он несомненно принадлежит периодической функции.

Очевидно, что любой реальный физический процесс всегда имеет начало и конец, т. е. с ним не может быть периодическим. Поэтому спектр любого реального физического процесса, в том числе и реального сигнала, всегда бесконечный и сплошной. Следовательно, говорить о конечной полосе частот сигнала при строгом подходе нельзя.

Однако при внимательном рассмотрении спектров различных временных функций можно видеть, что огибающая дискретного спектра убывает с ростом частоты. Аналогичное обстоятельство наблюдается и для сплошного спектра. Правда, здесь уже говорят об убывании спектральной плотности амплитуд.

К понятию спектральной плотности легко подойти, если вспомнить формулу (9) для спектральной функции. Устремляя период к бесконечности, как это мы делали для перехода к сплошному спектру, от ряда Фурье переходят к интегралу Фурье

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (11)$$

Стоящая под знаком интеграла функция $S(j\omega)$ называется комплексной спектральной плотностью. Она может быть получена непосредственно из формулы (4) при предельном переходе в выражении $C_k T$ при $T \rightarrow \infty$:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (12)$$

Подынтегральное выражение в формуле (12) представляет собой отдельное бесконечно малое слагаемое, т. е. слагаемое с бесконечно малой амплитудой dC , т. е.

$$dC = S(j\omega) d\omega$$

или

$$S(j\omega) = \frac{dC}{d\omega}.$$

Таким образом, функция $S(j\omega)$ имеет смысл плотности амплитуд и размерность $\frac{\text{амплитуда}}{\text{герц}}$. Этим объясняется и название. Спектральная плотность $S(j\omega)$ является величиной комплексной и, следовательно, может быть записана так:

$$S(j\omega) = S(\omega) e^{j\Phi(\omega)},$$

где $S(\omega)$ — спектральная плотность амплитуд;

$\Phi(\omega)$ — спектральная плотность фаз.

Теперь, когда выяснен характер спектральной плотности, вновь напомним, что для любых временных процессов, в том числе и для сигналов, спектральная плотность амплитуд убывает (монотонно или не-монотонно) с ростом частоты. Это позволяет условно (условие должно быть количественно оговорено) говорить о полосе частот временной функции, реальный спектр которой бесконечен.

Таким образом, мы уже можем характеризовать временную функцию (в том числе и сигнал) двумя важными параметрами: длительностью и шириной спектра. Кроме этих двух характеристик (параметров) временной функции, необходимо для описания ее свойств ввести еще одну — энергетическую. Это можно сделать, если оценить энергию или среднюю мощность сигнала. Если бы передача информации проходила без помех, то этот измеритель был бы приемлем. Однако, как известно, помехи всегда существуют и игнорировать их нельзя. Поэтому сигнал целесообразно характеризовать не его собственной средней мощностью, а отношением средней мощности сигнала к средней мощности помех, введя величину

$$H_c = \log \frac{P_c}{P_n}, \quad (13)$$

которая называется *превышением*. Очевидно, что превышение выражает относительный средний уровень сигнала над помехой.

Приняв для описания сигнала три основных измерения: длительность Δt , ширину спектра Δf и превышение H_c , можно, следуя А. А. Харкевичу, представить их в качестве отрезков, отложенных параллельно трем координатным осям: времени, частот и уровней. Так вводится очень наглядное представление о сигнале как о некотором объеме в трехмерном пространстве (рис. 5, а), вычисляемом по формуле

$$V_c = \Delta f_c \Delta t_c H_c. \quad (14)$$

Аналогично А. А. Харкевич предложил характеризовать и канал связи: временем T_k , в течение которого канал занят работой, полосой частот F_k , которую канал способен пропустить, и полосой уровней H_k , определяемой допустимой нагрузкой аппаратуры. Тогда можно говорить о *емкости канала* как произведении

$$V_k = T_k F_k H_k. \quad (14a)$$

Очевидно, что сигнал может быть передан в данном канале, если емкость этого канала не меньше объема сигнала, т. е.

$$V_k \geq V_c.$$

В то же время в приведенном здесь неравенстве заложена возможность изменения одного или нескольких измерений сигнала без изменения его объема. Так, можно перенести сигнал вдоль оси времени (рис. 5, б), задержав его на время t_3 . Это осуществляется либо с помощью записи и последующего воспроизведения, либо с помощью линии задержки. Можно перенести сигнал вдоль оси уровней за счет его

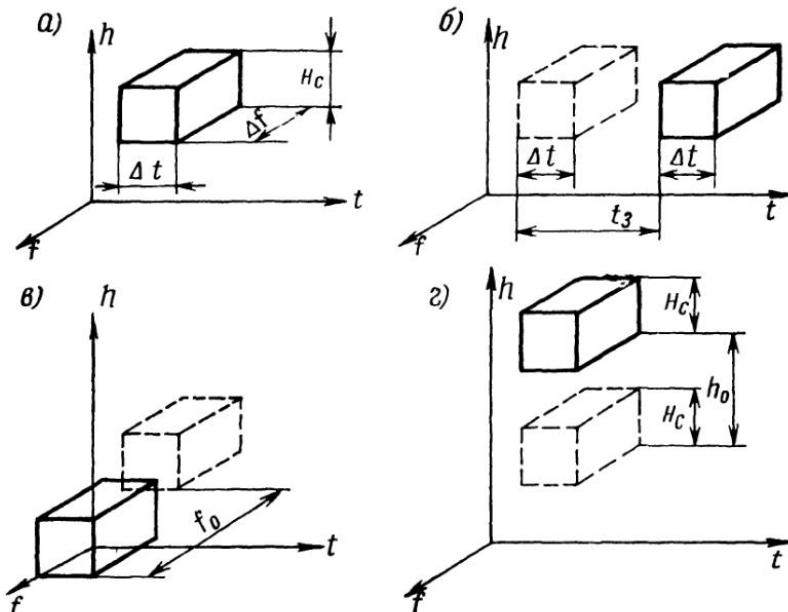


Рис. 5. Объем сигнала в трехмерном пространстве

усилению или ослаблению (рис. 5, г). С помощью специального преобразования (однополосной модуляции) представляется возможным перенос сигнала вдоль оси частот (рис. 5, в). В приведенных примерах размеры сигнала вдоль любого из измерений не изменялись. Если же записать сигнал с одной скоростью, а воспроизвести его с другой, то растяжению его вдоль одной оси соответствует сжатие вдоль другой. Иными словами, если воспроизведение будет более медленным (растяжение во времени), то произойдет сжатие по оси частот (мы слышим более низкий тон, чем был записан).

§ 3. Количество информации

Выше уже говорилось о том, что при передаче информации не интересуются вопросом об энергетической эффективности системы, так как она отдает не энергию, а информацию. Очевидно, что и оценка си-

стемы должна строиться на ее способности передавать информацию. Это приводит к необходимости определения количества информации.

Задача эта настолько сложна, что на первый взгляд представляется даже неразрешимой из-за различия видов информации. В самом деле, когда речь идет о телеграфии, то информация передается в виде текста. Здесь ее количество можно было бы оценить количеством букв или слов. Однако в телефонии такой метод был бы уже непригоден, так как здесь важны интонация, ритм, построение фразы и т. д. Аналогично обстоит дело при передаче музыки, неподвижных изображений, в радиолокации и т. п. Здесь уже нет слов или букв, которые можно подсчитать. Кроме этого, существуют и другие трудности, с которыми приходится сталкиваться при подсчете количества информации. Прежде всего — это вопрос о влиянии психологических факторов, связанных с оценкой качества информации. Современная теория не учитывает качество информации, связанное с ее использованием.

Весьма сложен и вопрос, связанный с хранением и преобразованием информации. В самом деле, в каждом из экземпляров одной и той же книги содержится одинаковое количество информации, однако количество информации во всем тираже не больше, чем в одной книге. В то же время, количество информации в книге не убавляется от того, что ее читают, т. е. получают информацию.

Таким образом, при количественной оценке информации приходится решать очень трудные вопросы. Однако такая оценка, как показано ниже, возможна.

Любое событие, информацию о котором необходимо передать, развивается во времени, т. е. в каждый момент оно может находиться в одном из ряда возможных состояний. При полном описании события необходимо точно знать, в каком из возможных состояний находится описываемый объект. Множество возможных состояний может быть дискретным или непрерывным. Таким образом, если говорить об информации отвлеченно, то это просто выбор некоторого элемента из множества возможных. Следовательно, посылка сообщения о событии есть выбор определенного символа из множества возможных символов.

При таком выборе важно, чтобы сообщение о каждом из состояний события не было заранее известно, так как если все получаемые сообщения одинаковы или заранее известны или же если из предыдущих сообщений можно однозначно вывести последующие, то мы не узнаем ничего нового, т. е. количество информации будет равно нулю.

Для того чтобы стала ясней задача выбора, рассмотрим несколько примеров. Допустим, что для оценки знаний студентов имеются лишь две оценки: «отлично» и «неудовлетворительно». Очевидно, что в этом случае оценка может быть только очень грубой и количество информации, которое здесь получается при оценке знаний, минимально.

Иное дело, если те же оценки («отлично» и «неудовлетворительно») выбираются из большего числа, например из четырех. В этом случае знания студента можно описать более точно, т. е. эти же оценки дадут больше информации. Чем больше степеней оценок имеется в распоряжении преподавателя, тем точнее можно оценить знания, тем больше и информация, несомая каждой оценкой.

Таким образом, количество информации в каждой ступени возрастает с ростом числа ступеней шкалы. Это означает, что каждый элемент сообщения содержит тем больше информации, чем большее общее число возможных элементов, из которых данный элемент выбран. Уже в этом простом примере видна связь между количеством информации и возможностями выбора. Покажем теперь, что при рассмотрении любого сложного сообщения ситуацию сложного выбора можно свести к последовательности простейших.

Допустим, что необходимо выбрать один из имеющихся в нашем распоряжении шестнадцати телеграфных бланков. Для подателя телеграммы сохраняется, разумеется, свобода выбора (будем считать, что вероятность выбора любого из бланков одинакова), результаты которого надлежит передать на приемный конец линии. Для телеграфиста,

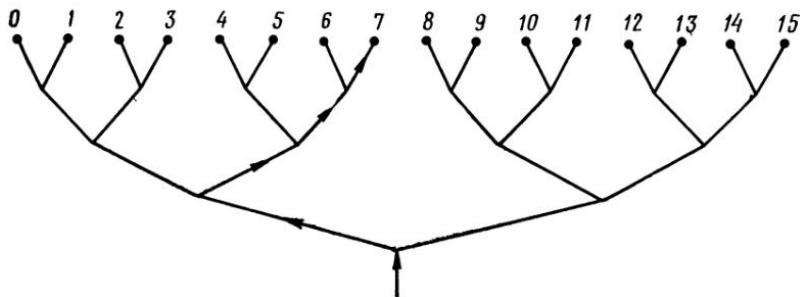


Рис. 6. Схема последовательности выборов

принимающего телеграмму, тоже сохраняется неопределенность (ведь выбор любого из бланков был равновероятен!). Пока телеграмма не пришла, ему не известно, какой из шестнадцати бланков выбран подателем телеграммы.

Номер выбранного бланка сообщается в виде комбинации сигналов, которые могут быть последовательностью элементарных выборов типа да — нет, единица — нуль и т. п. Такую последовательность выборов можно получить, если воспользоваться схемой рис. 6. Пронумеруем все бланки цифрами от 0 до 15 (вверху показаны номера бланков). К каждому из бланков можно дойти, если последовательно делать выбор одного из двух направлений: лево (L) и право (P).

Предположим, что выбран бланк № 7. Путь к нему можно описать четырьмя последовательными элементарными выборами $L P P P$. Заменивая L единицей, а P — нулем, можно описать выбор бланка комбинацией из четырех цифр: 1000. Очевидно, что аналогично можно поступить и в более сложных случаях. Следовательно, к комбинации простейших выборов можно свести передачу любого сообщения.

Теперь уже можно ввести единицу количества информации. При выборе такой единицы необходимо, конечно, подчинить ее требованиям аддитивности, так как только в этом случае, например, вдвое большее сообщение содержит удвоенное количество информации. Если сообщение представляет собой один символ, являющийся следствием выбора од-

ного из двух возможных, то количество информации можно было бы принять за единицу. Если же возможное число элементов не два, а m , а число элементов в сообщении равно n , то число возможных сообщений, т. е. количество информации, равно

$$N = m^n.$$

Здесь, очевидно, принцип аддитивности не соблюдается. Целесообразно поэтому использовать логарифмическую меру количества информации

$$I = \log_a N = n \log_a m.$$

Численная величина количества информации, определяемого по этой формуле, зависит от основания логарифма, определить которое можно, исходя из того, что при элементарном выборе ($n = 1, m = 2$) количество информации должно быть равным единице. Очевидно, что при этом основание логарифма должно быть равно двум (это будет всюду подразумеваться в дальнейшем при использовании обозначения \log). Значит, одна двоичная единица информации соответствует сообщению о том, что произошло одно из двух равновероятных событий.

Тогда формула для подсчета количества информации примет вид

$$I = n \log m. \quad (15)$$

Двоичная единица информации называется бит (от сочетания английских слов binary digit). В рассмотренном выше примере передачи выбора одного из шестнадцати телеграфных бланков содержалось четыре единицы (бита) информации.

Информация определяется здесь как результат выбора, а не как результат, который может быть использован для того, чтобы сделать другой выбор. Мы полностью игнорируем оценку информации. Так, любая последовательность из n букв вне зависимости от того, откуда она была взята, имеет ли вообще эта последовательность смысл, содержит одинаковое количество информации.

Здесь рассмотрен простой случай подсчета количества информации, когда все элементы равновероятны. На самом же деле одни состояния физического процесса наступают более часто, другие реже. Аналогично обстоит дело и с элементами сообщения о данном физическом процессе. Поскольку ход процесса заранее не известен, можно говорить лишь о вероятности наступления тех или иных его состояний. Сообщения об этих состояниях также приобретают определенные вероятности. Число возможных сообщений (количество информации) при неравновероятности элементов меньше, чем m^n . Рассмотрим этот вопрос подробнее.

Пусть сообщение A_i имеет вероятность p_i . Тогда все возможные сообщения вместе с их вероятностями можно записать в виде таблицы, называемой конечной схемой. Эта схема состоит из полной системы попарно несовместимых событий:

$$\begin{pmatrix} A_1 & A_2 & A_3 & \dots & A_f & \dots & A_m \\ p_1 & p_2 & p_3 & \dots & p_f & \dots & p_m \end{pmatrix}.$$

Каждая передача соответствует выбору одного из элементов схемы в соответствии с распределением вероятностей. Очевидно, что

$$\sum_{i=1}^m p_i = 1,$$

причем $0 \leq p_i \leq 1$.

Вполне понятно, что всякая конечная схема описывает неопределенность выбора ее элементов. После того как выбор сделан, неопределенность снимается. Она исчезает и в том случае, если одна из вероятностей равна единице. При одинаковом числе элементов схемы неопределенность возрастает по мере приближения распределения вероятностей к равномерному (т. е. когда все вероятности равны).

Можно поэтому считать меру неопределенности выбора в данной конечной схеме мерой количества информации на один выбор. Покажем, как получить меру количества информации для случая неравновероятных выборов.

Допустим сначала, что имеется двухбуквенный алфавит, причем вероятность появления буквы A составляет p_1 , а вероятность появления буквы B — p_2 . Будем составлять из букв алфавита различные сообщения. Пусть M — число букв, из которых состоит сообщение. При $M \rightarrow \infty$ можно утверждать, что любое из составленных сообщений содержит $p_1 M$ букв A и $p_2 M$ букв B . Одно сообщение от другого отличается порядком чередования букв. Вероятность появления любого сообщения одинакова и, поскольку события независимы, эта вероятность может быть подсчитана так:

$$p = p_1^{p_1 M} p_2^{p_2 M},$$

а число различных сообщений будет равно

$$N = \frac{1}{p}.$$

Здесь задача определения количества информации в каждом из сообщений сводится к подсчету количества информации при выборе из m возможностей. Количество информации, приходящееся на одну букву сообщения (бит/буква), может быть, очевидно, вычислено по формуле

$$H = \frac{1}{M} \log N = -\frac{1}{M} \log p = -\frac{1}{M} (M p_1 \log p_1 + M p_2 \log p_2),$$

или

$$H = -(p_1 \log p_1 + p_2 \log p_2). \quad (16)$$

Аналогично решается задача и в более общем случае, когда используемый алфавит состоит из m различных букв:

$$p = \prod_{i=1}^m p_i^{p_i M}.$$

Число сообщений равно $N = \frac{1}{p}$, а формула (16) принимает вид

$$H = \frac{1}{M} \log N = -\frac{1}{M} \log p = -\sum_{i=1}^m p_i \log p_i. \quad (17)$$

Если число последовательных выборов составляет n , то количество информации в битах определяется формулой

$$I = -n \sum_{i=1}^m p_i \log p_i. \quad (18)$$

Напомним, что здесь p_i — вероятность выбора i -го символа, а m — число возможностей для выбора. Учитывается, что использованные равенства, справедливые при $n \rightarrow \infty$, остаются в силе в среднем и для конечного n .

В качестве примера уменьшения количества информации на символ при наличии ограничений рассмотрим алфавит, состоящий из 26 букв.

Среднее количество информации на букву алфавита, состоящего из 26 букв, в битах:

при случайном чередовании (равная вероятность) — 4,7;

при чередовании букв с учетом частоты их повторения в английском языке — 4,15;

при чередовании букв с учетом частоты повторения пар букв — 3,57;

при чередовании букв с учетом повторения групп по 8 букв — 2,35.

Если учесть более сложные зависимости, то можно полагать, что для английского языка средняя информация на букву равна 1,0—1,5 бит.

До сих пор предполагалось, что при передаче информация не искалась. Допустим теперь, что на приемник поступает сигнал вместе с помехой. Можно считать, что помеха также приносит какие-то сведения, но сведения ложные, уменьшающие количество информации. Тогда общее количество информации, поступающее к приемнику, если считать сигнал и помеху совершенно независимыми, равно

$$I_0 = I + I_n.$$

Здесь I — количество информации в передаваемом сигнале;

I_n — количество информации в помехе.

Следовательно, действительное количество информации, передаваемое системой, равно

$$I = I_0 - I_n.$$

Если предположить, что мы имеем дело с помехой, мощность которой равномерно распределена по частоте и, кроме того, средние мощности сигнала и помехи ограничены, а сигнал и помеха статистически независимы, то можно показать, что:

$$I_0 = F_c T \log A (P_c + P_n);$$

$$I_n = F_c T \log AP_n.$$

Значит

$$I = I_0 - I_{\text{п}} = F_c T \log \left(1 + \frac{P_c}{P_{\text{п}}} \right). \quad (19)$$

Формула (19) выражает теоретический предел количества информации, которое может быть передано по каналу связи (см. ниже) со сколь угодно малой вероятностью ошибки. Именно поэтому предполагалось, что можно полностью отделить $I_{\text{п}}$ от I . Если задаться какой-либо большей вероятностью ошибки, то можно получить I больше, чем в формуле (19).

Не заботясь о строгости доказательства, выражение (19) можно получить из следующих рассуждений. Как показал В. А. Котельников, любая функция времени с полосой частот, ограниченной частотой F_c , может быть однозначно описана $2F_c T$ измерениями за время T . Если сигнал смешан с помехой, то значение амплитуды этой «смеси» равно $\sqrt{P_c + P_{\text{п}}}$ (мощности пропорциональны квадратам амплитуд). Из-за наличия помех различить амплитуды результирующей функции можно только до величины средней амплитуды помехи $\sqrt{P_{\text{п}}}$. Следовательно, число различимых уровней в среднем равно

$$\frac{\sqrt{P_c + P_{\text{п}}}}{\sqrt{P_{\text{п}}}} = \sqrt{1 + \frac{P_c}{P_{\text{п}}}}.$$

Поскольку за время T проходит $2F_c T$ дискретных значений, то количество информации равно

$$I = 2F_c T \log \sqrt{1 + \frac{P_c}{P_{\text{п}}}},$$

откуда непосредственно следует формула (19).

Если средняя мощность сигнала значительно больше средней мощности помехи, то единицей в скобках выражения (19) можно пренебречь, и тогда

$$I \approx F_c T H_c. \quad (20)$$

Таким образом, понятие объема сигнала дает некоторые ограниченные сведения о количестве информации. С другой стороны, для очень малых значений $\frac{P_c}{P_{\text{п}}}$

$$I = F_c T \log \left(1 + \frac{P_c}{P_{\text{п}}} \right) \approx F_c T \frac{P_c}{P_{\text{п}}} \log e \approx 1,44 F_c T \frac{P_c}{P_{\text{п}}}. \quad (20a)$$

Из выражения (19) можно получить формулу, определяющую то максимальное количество информации, которое система способна передать в единицу времени (т. е. максимальную скорость передачи информации)

$$C = \frac{I}{T} = F_c \log \left(1 + \frac{P_c}{P_{\text{п}}} \right), \quad (21)$$

где C — максимальная скорость передачи информации, бит/с.

Величину C иногда называют пропускной способностью системы. При попытке передать по каналу большее количество элементов в единицу времени обязательно появятся искажения, при которых точное восстановление переданного сообщения невозможно.

Как следует из формулы (21), прием информации с максимальной скоростью возможен как при положительном, так и при отрицательном значении превышения, т. е. когда $P_c < P_{\pi}$. Таким образом, хотя при передаче информации нас интересуют не энергетические вопросы, а информационные, полностью отвлечься от энергетических зависимостей не представляется возможным. Практически для получения надежного приема отношение средней мощности сигнала к средней мощности помехи желательно иметь всегда большим единицы, несмотря на то, что существуют специальные методы приема слабых сигналов, при которых это отношение может быть и меньше единицы.

В то же время, как видно из формулы (19), увеличивать количество информации выгоднее за счет времени T или полосы частот F_c , чем за счет увеличения средней мощности сигнала.

В самом деле, при увеличении мощности передатчика величины I и C увеличиваются значительно медленнее, чем отношение сигнала к помехе:

P_c/P_{π}	$\log(1 + P_c/P_{\pi})$
1	1
10	3,5
100	6,7
1000	10,0
10000	13,3

Следовательно, количество информации и максимальная скорость передачи C очень медленно возрастают с увеличением средней мощности сигнала. Поэтому выгоднее для увеличения I и C расширять полосу частот, занимаемую сигналом, а не увеличивать мощность дляужения полосы.

§ 4. Принцип построения системы радиосвязи

Проследим теперь за движением сигнала в системе. После того как сигналы, однозначно отображающие сообщение, возникли, они либо непосредственно, либо пройдя ряд преобразований, передаются по линии связи к приемной стороне, где должны быть преобразованы в сообщение, в идеальном случае полностью тождественное переданному.

Таким образом, система связи состоит из *передающей части* (рис. 7, а), в которую входят источник сообщения и преобразователь сообщения в сигнал, *линии связи* (т. е. физической среды), по которой сигналы с помощью электромагнитных волн распространяются от отправителя к получателю (это может быть двухпроводная линия — воздушная или кабельная, коаксиальный кабель, волновод, поле электромагнитной волны), и *приемной части*, в которой сигнал превращается в сообщение, направляемое к получателю.

На рис. 7, а источник помех выделен лишь для удобства рассмотрения. На самом же деле помехи возникают во всех участках тракта: при преобразовании сообщения в сигнал, при обработке сигналов, при распространении сигналов по линии связи и, наконец, при преобразовании сигнала в сообщение. Таким образом, в реальных условиях принятое сообщение никогда не может быть полностью тождественно переданному. Поэтому можно утверждать, что *количество информации в процессе преобразования сигналов, несущих информацию, не может увеличиваться, оно всегда уменьшается*.

В технике связи различают *линию связи* и *канал связи*. В ряде случаев на передающем конце сообщения от нескольких отправителей преобразуются в сигналы, смешиваются и поступают в линию связи, причем каждое из сообщений передается по своему каналу связи. На

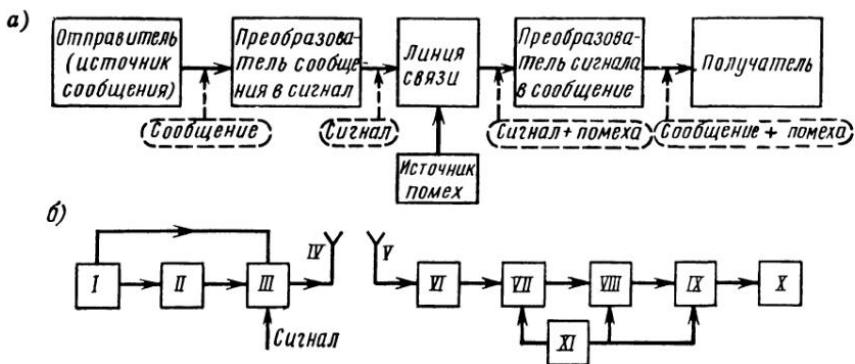


Рис. 7. Принцип построения системы радиосвязи

приемном конце линии сигналы вновь разделяются, преобразуются в независимые сообщения и направляются к своему приемнику. На одной физической линии при этом может быть много каналов, каждый из которых является совокупностью технических средств, обеспечивающих независимую передачу и прием данного сообщения. Теперь удобно вновь вернуться к схеме рис. 7, а и рассмотреть ее, исходя из нескольких иных позиций. Для этого изобразим ее так, как показано на рис. 7, б. Здесь слева — радиопередающее устройство, справа — радиоприемное устройство.

В состав схемы радиопередающего устройства любого назначения входят:

источник электрической энергии (I), от которого производится электропитание передатчика (сеть переменного тока, аккумуляторы и т. п.);

генератор высокой частоты (II), преобразующий электрическую энергию, полученную от первичного источника, в энергию токов высокой частоты;

управляющее устройство (III), предназначенное для управления высокочастотными колебаниями, создаваемыми генератором;

антенна (IV), служащая для излучения электромагнитной энергии.

Рассмотрим более подробно задачи, решаемые каждым из указанных блоков. Электромагнитная волна является сочетанием магнитного и электрического полей, движущихся со скоростью, близкой к скорости света. Любой провод, по которому протекает переменный ток, излучает электромагнитные волны. Величина излучаемой проводом электромагнитной энергии определяется рядом факторов. В частности, она зависит от соотношения между длиной волны (частотой) излучаемых колебаний и геометрическими размерами провода. На низких частотах, соответствующих звуковым колебаниям, излучение достаточно большой мощности затруднительно. Приведем простой пример. Как будет показано в следующих главах, геометрические размеры антенны должны быть порядка части длины волны. Пусть это будет четверть длины волны. Тогда для частоты 50 Гц (длина волны $\lambda = 6000$ км) размер антенны должен был бы быть 1500 км. Техническая нереализуемость такой антенны очевидна.

Кроме того, при одновременной работе нескольких передатчиков, излучающих колебания, соответствующие звуковым частотам (в частности, при передаче телефонного разговора), прием сигналов от желаемого передатчика был бы невозможен из-за помех, создаваемых другими передатчиками. Эти основные причины и приводят к тому, что для радиопередач используются высокочастотные колебания.

Рассмотрим теперь функции, выполняемые управляющим устройством. Для передачи сигналов при помощи колебаний высокой частоты необходимо, чтобы происходило изменение какого-либо из параметров этих колебаний в соответствии с законом сигнала, т. е. в соответствии с передаваемым сообщением. Этот процесс, называемый *модуляцией*, выполняется управляющим устройством (модулятором). К модулятору подводятся периодические, в частном случае, синусоидальные колебания высокой частоты от генератора и электрические сигналы, соответствующие передаваемому сообщению. На выходе модулятора получаются модулированные колебания высокой частоты, т. е. колебания, амплитуда (рис. 8, а), частота (рис. 8, б) или фаза (рис. 8, в) которых изменяются по закону передаваемого сигнала. Такие колебания уже не являются синусоидальными и, следовательно, содержат не одну, а целый спектр высокочастотных составляющих. Таким образом, в процессе модуляции создаются новые частоты.

В ряде случаев мощность модулированных колебаний недостаточна для непосредственного излучения. Тогда эти колебания предварительно усиливаются и лишь затем подводятся к антенне. Антenna преобразовывает энергию переменного тока в энергию электромагнитного поля, которая излучается в виде электромагнитных волн. Очевидно, что ни усилитель мощности, ни антenna не должны создавать новые частоты.

Рассмотрим теперь радиоприемное устройство. Электромагнитные волны, достигающие приемной станции, могут иметь различную интенсивность в зависимости от времени суток, времени года, метеорологических условий и т. п. Однако даже при самых благоприятных обстоятельствах количество энергии, поступающей к приемному устройству, бывает очень малым. Современные радиоприемные устройства настолько чувствительны, что для нормальной работы к их входу достаточно под-

вести мощность порядка 10^{-18} — 10^{-15} Вт. Это эквивалентно потоку видимых лучей, приходящему от лампочки карманного фонаря на расстояние нескольких сот километров.

Одна из задач радиоприемного устройства состоит в том, чтобы уловить электромагнитные волны, т. е. извлечь из дошедших до него электромагнитных колебаний часть энергии и преобразовать ее в энергию переменного тока той же частоты. Все это выполняет приемная антенна (*V* на рис. 7,*б*). Затем нужно отделить желаемый радиосигнал от всех других сигналов и помех, не изменяя его формы. Эту задачу решает избирательное устройство (*VI*), после которого принятый сигнал подводится к усилителю высокой частоты (*VII*), увеличивающему мощность сигнала до величины, необходимой для дальнейших преобразований.

Таким образом, после усилителя высокой частоты получается высокочастотный сигнал (радиосигнал), один из параметров которого меняется по закону переданного сообщения. Однако натуральный сигнал (само сообщение) пока еще отсутствует. Воссоздание натурального сигнала из модулированных колебаний высокой частоты осуществляется детектором (*VIII*). Очевидно, детектор должен работать таким образом, чтобы имелась возможность изменения частотного спектра.

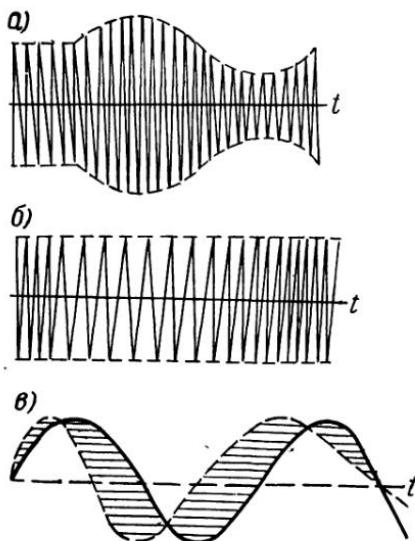


Рис. 8. Модулированные колебания

После детектора обычно располагается усилитель (*IX*), на выходе которого имеется воспроизводящее устройство (*X*) (динамик, телефоны, телеграфный аппарат, электроннолучевая трубка и т. д.). Последнее преобразовывает электрический сигнал в сообщение. Кроме того, имеется источник питания (*XI*).

Из приведенного описания работы радиоприемного устройства видно, что оно состоит из элемента, изменяющего частотный спектр (детектор), и элементов, не меняющих частотный спектр подводимых к ним колебаний. Принципиально необходимым для приема сигналов является только детектор. В самом деле, если бы в данный момент работала лишь одна радиостанция, причем мощность высокочастотных колебаний была бы достаточна для работы устройства, то можно было бы обойтись без избирательного устройства и усилителя высокой частоты. При этом высокочастотные колебания подводятся непосредственно к детектору, а полученные на его выходе сигналы — непосредственно к воспроизводящему устройству (если достаточна мощность полученных после детектора колебаний).

§ 5. Спектры частот, используемые для передачи информации

Одним из наиболее распространенных в практике морской радиосвязи является телеграфный сигнал по коду Морзе. Здесь каждой букве или цифре соответствует определенная комбинация точек и тире. Таким образом, передача информации кодом Морзе выглядит как последовательность коротких и длинных импульсов, разделенных интервалами, равными длительности тире. Очевидно, что при передаче информации чередование точек и тире имеет случайный характер.

Анализом установлено, что при длительной передаче разнообразного текста на одно слово в среднем приходится время, равное 48 точкам, причем 22 точки соответствуют знакам, а 26 — интервалам между элементами кода Морзе и буквами. При расчете спектра здесь обычно не учитывают случайность процесса, а исследуют самый неблагоприятный случай — передачу точек.

Для передачи N стандартных пятибуквенных слов в минуту требуется передать $\frac{N}{60} \cdot 48 = 0,8 N$ точек. Следовательно, длительность периода повторения $T = 2\delta = \frac{2,5}{N}$, причем длительность одной точки равна $\delta = \frac{1,25}{N}$. Если считать, что для удовлетворительной передачи формы сигнала при использовании кода Морзе достаточно сохранить первую и третью гармоники (рис. 9), то $F_1 = 1,2N$. Легко теперь подсчитать, что при передаче 20—25 слов в минуту требуется полоса частот до 30 Гц, а при быстродействующей телеграфии ($N = 300 \div 400$ слов в минуту) — до 500 — 600 Гц.

Приведенные цифры характеризуют лишь минимальные требования, так как на самом деле спектр частот при телеграфировании бесконечен и для учета помех, которые могут создаваться в соседних каналах, приходится рассчитывать не до третьей, а, по крайней мере, до седьмой гармоники. В этом случае полосаываемых частот при медленной работе возрастает до 100—150 Гц, а при быстродействии — до 1500—2000 Гц.

При передаче звука приходится встречаться с сигналами, имеющими весьма сложную структуру и, кроме того, необходимо считаться с особенностями слухового восприятия. Спектр частот, слышимых человеческим ухом, лежит в пределах от 16 до 13 000 Гц (у пожилого человека) и до 22 000 Гц — у ребенка. Следовательно, передавать частоты, лежащие вне диапазона, нецелесообразно. Однако в ряде случаев и этот очень широкий спектр частот передавать не нужно, тем более, что это связано с большими техническими трудностями.

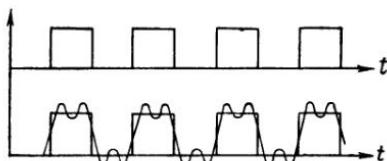


Рис. 9. Форма сигнала при сохранении первой и третьей гармоник

Многочисленными опытами установлено, что наибольшей чувствительностью человеческое ухо обладает в области частот 1000—4000 Гц, а для разборчивости речи требуется полоса частот всего от 300 до 2400 Гц. При этом можно даже узнать собеседника по голосу.

Для передачи музыки нужен значительно более широкий спектр частот.

Для вещания высшего класса принимается полоса частот от 20—30 Гц до 12—14 кГц.

Еще более широкий спектр частот необходим при передаче телевидения существующими методами. Спектр телевизионного сигнала определяется характером передаваемых изображений и свойствами глаза, имеющего ограниченную разрешающую способность. Этим определяется требуемая четкость изображений.

Передача изображений основана на построчном их разложении. По действующему в СССР стандарту число строк равно 625. Вдоль строки необходимо сохранить такую же четкость. Если учесть, что отношение сторон кадра равно $\frac{4}{3}$, то максимальное число передаваемых элементов вдоль строки составляет $\frac{4}{3} \cdot 625 = 833$. Очевидно, что общее число элементов разложения в одном кадре можно получить, умножив 833 на 625, т. е. примерно $5 \cdot 10^6$. Обычно, когда луч попадает на черное поле изображения, в цепи передающей телевизионной трубки возникает электрический импульс, а при попадании луча на белое поле импульс не возникает. Если рассчитывать на наихудший случай передачи изображения типа шахматной доски, то на протяжении каждого кадра надо передать $2,5 \cdot 10^6$ периодов.

Для того чтобы изображение воспринималось глазом слитно, в одну секунду передается 25 кадров. Отсюда легко найти верхнюю частоту спектра телевизионного изображения $f_c = 25 \cdot 2,5 \cdot 10^6 \approx 6$ МГц.

Наряду с быстрым переходом от белого к черному передаваемое изображение может содержать медленные переходы. Это приводит к появлению очень длинных электрических импульсов, вплоть до передачи постоянного тока. Кроме импульсов изображения, в состав телевизионного сигнала входят еще и синхронизирующие импульсы, следующие с частотой 50 Гц. Таким образом, телевизионные сигналы занимают очень широкий спектр частот, примерно от 0 до 6 МГц. Это, в частности, определяет необходимость применения для передачи телевидения диапазона УКВ.

Очень широкий спектр частот используется при передаче радиолокационных сигналов. Радиолокационный передатчик посылает сигналы в виде кратковременных импульсов с длительными паузами. В этом случае полоса частот, занимаемая сигналом, определяется лишь длительностью импульса и составляет от нескольких единиц до нескольких десятков (иногда и сотен) мегагерц.

До сих пор говорилось лишь о ширине спектра натурального сигнала.

Спектр частот, излучаемых передатчиком, т. е. спектр частот высокочастотного сигнала (радиосигнала), зависит от способа модуляции. Об этих вопросах будет сказано в соответствующих главах.

§ 6. Линейные и нелинейные системы

При прохождении различных элементов тракта передачи и приема сигнал искажается. Эти искажения обусловлены рядом причин — инженерным ограничением ширины полосы пропускания частот, неравномерностью в пределах этой полосы, наличием паразитных параметров, шумами и т. д. Прежде чем рассматривать работу некоторых элементов, остановимся на ряде общих вопросов.

Все применяемые на практике электрические системы в зависимости от их свойств можно подразделить на системы линейные и нелинейные. Любое радиотехническое устройство строится из сочетания линейных и нелинейных элементов.

Линейные элементы характеризуются независимостью их параметров от величин тока, протекающего по этим элементам, или подводимого к ним напряжения.

Поскольку рассматриваемые нами параметры линейной системы постоянны¹, зависимость тока от напряжения на ее зажимах является линейной функцией. Так, если электрическая цепь содержит постоянное, не зависящее от тока или напряжения сопротивление R , к которому подведено напряжение u (рис. 10, а), то ток в цепи определяется выражением

$$i = \frac{u}{R} = au.$$

График этой зависимости приведен на рис. 10, б. Если же напряжение u подводится к цепи, содержащей не только активное сопротивление R , но и реактивные элементы, параметры которых не зависят от тока или напряжения, то и в этом случае

$$i = \frac{u}{Z} = a_1 u,$$

где Z — полное сопротивление цепи.

Таким образом, линейные электрические системы характеризуются линейной зависимостью между напряжением и током, т. е. линейной вольтамперной характеристикой.

¹ Мы не будем здесь рассматривать линейные системы, параметры которых являются функцией времени.

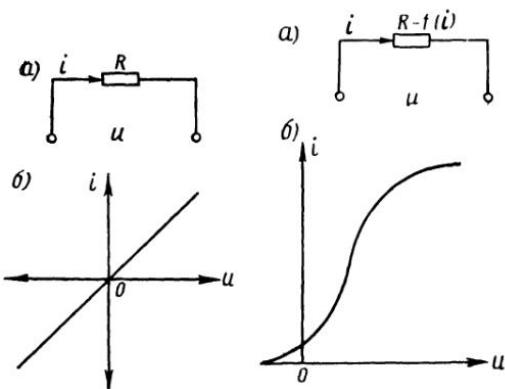


Рис. 10. Вольтамперная характеристика линейного элемента

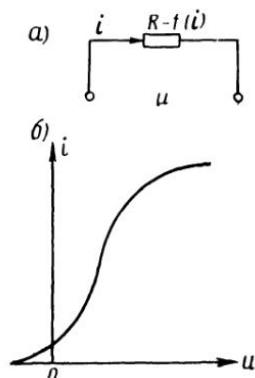


Рис. 11. Вольтамперная характеристика нелинейного элемента

Параметры нелинейных элементов, в отличие от параметров линейных, не остаются постоянными при изменении тока или напряжения, а меняются по определенному, свойственному данному нелинейному элементу закону. Поэтому зависимость между током и напряжением в данном случае является нелинейной функцией.

Так, если элемент обладает сопротивлением, величина которого зависит от протекающего по нему тока (рис. 11, а), т. е. $R = f(i) = R(i)$, то зависимость между напряжением и током выражается законом (рис. 11, б).

$$i = \frac{1}{R(i)} u.$$

Таким образом, нелинейные элементы обладают нелинейной вольт-амперной характеристикой.

Если к входу линейной системы с сопротивлением Z подвести напряжение, являющееся суммой двух синусоидальных колебаний разных частот,

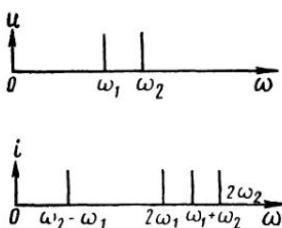


Рис. 12. Спектры напряжения и тока в цепи нелинейного элемента

результаты. Иными словами к линейным системам применим принцип независимости действия.

Если система нелинейная, то зависимость между током и напряжением выражается, как указывалось выше, нелинейной функцией, вид которой определяется физическими свойствами системы. В большинстве случаев выражение для вольтамперной характеристики может быть написано так:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots + a_n u^n,$$

где a — коэффициенты, не зависящие от i или u , причем некоторые из них могут равняться нулю.

Допустим, что к нелинейной цепи, вольтамперная характеристика которой описывается уравнением

$$i = a_2 u^2,$$

подведено напряжение, изменяющееся по закону, заданному выражением (22). Тогда ток в цепи будет равен

$$i = a_2 (U_{1m} \sin \omega_1 t + U_{2m} \sin \omega_2 t)^2.$$

Раскрывая скобки и используя простейшие тригонометрические преобразования, получаем

$$i = \frac{a_2}{2} (U_{1m}^2 + U_{2m}^2) - \frac{a_2}{2} (U_{1m}^2 \cos 2\omega_1 t + U_{2m}^2 \cos 2\omega_2 t) + \\ + a_2 U_{1m} U_{2m} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t].$$

Очевидно, что в данном случае частотный спектр тока существенно отличается от спектра подведенного напряжения. Если каждую из частотных составляющих напряжения или тока показать на графике прямой линией (так называемая спектральная линия), то спектральные составы напряжения и тока, полученные выше, имеют вид, показанный на рис. 12 (соотношения между амплитудами, а также фазовые соотношения, здесь не учитываются).

Следовательно, в нелинейной цепи появляются новые частоты. К этим системам (цепям) принцип независимости действия неприменим. Устройства, предназначенные для генерации высокочастотных колебаний, модуляции и детектирования, в задачу которых входит создание новых частот, должны быть нелинейными.

Г л а в а II

ОДНОЧНЫЙ КОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ КОНТУР

§ 7. Одиночный колебательный контур, находящийся под действием синусоидальной э. д. с.

Широко используемые в радиотехнической практике линейные устройства обычно подразделяются на два основных типа: цепи с сосредоточенными параметрами и цепи с распределенными параметрами.

Параметры цепи называются сосредоточенными, если размеры входящих в нее элементов (R , L , C) малы по сравнению с длиной волны передаваемых колебаний. При этом можно считать, что вся электрическая энергия запасена в конденсаторе C , вся магнитная энергия — в катушке индуктивности L , а все активные потери — в резисторе R .

Если данное основное условие не соблюдается, то цепь называется цепью с распределенными параметрами.

Ниже рассматривается простейшая цепь с сосредоточенными параметрами — одиночный колебательный контур.

Одиночным колебательным контуром называют электрическую цепь, состоящую из катушки индуктивности L , конденсатора C и резистора R со сосредоточенными параметрами (рис. 13). Катушка индуктивности и конденсатор являются элементами, способными накапливать элек-

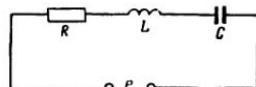


Рис. 13. Последовательный колебательный контур

тромагнитную энергию в то время, как резистор R поглощает электромагнитную энергию.

Электрическая энергия, запасаемая конденсатором C , определяется выражением

$$W_C = \frac{CU^2}{2},$$

где U — постоянное напряжение, приложенное к обкладкам конденсатора.

Магнитная энергия, запасаемая катушкой индуктивности L , может вычисляться по формуле

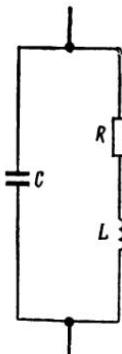


Рис. 14. Параллельный колебательный контур

где I — ток, протекающий по катушке.

В большинстве случаев активное сопротивление R не включается в контур в виде отдельного элемента. Однако и катушка, и конденсатор имеют активные потери, которые обычно представляют в виде потерь, получающихся от протекания тока I по резистору R . Энергия, сообщаемая резистору R , превращается в тепловую энергию и рассеивается затем в пространстве. Величину мощности, рассеиваемой резистором R , по которому протекает ток I , можно определить по формуле

$$P = I^2 R.$$

Элементы R , L и C контура могут быть соединены последовательно (см. рис. 13) или параллельно (рис. 14), образуя соответственно последовательный или параллельный колебательный контур.

Рассмотрим одиночный колебательный контур, показанный на рис. 13.

Как известно из курса электротехники, выражение для сопротивления такого контура имеет вид

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right). \quad (25)$$

Так как Z — величина комплексная, то она может быть выражена следующим образом

$$\left. \begin{aligned} Z &= e^{j\varphi} \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}, \\ \varphi &= \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}. \end{aligned} \right\} \quad (25a)$$

где

В дальнейшем модуль комплексного сопротивления обозначим буквой z , тогда

$$z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

Если рассматриваемый контур подключен к источнику э. д. с. $e = E_m \sin \omega t$, то ток, протекающий в контуре, может быть найден по формуле

$$i = \frac{e}{Z} = \frac{E_m}{Z} \sin \omega t,$$

или

$$i = \frac{E_m}{z} e^{-j\varphi} \sin \omega t. \quad (26)$$

Как видно из выражения (25), при частоте внешней э. д. с.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (27)$$

сопротивление контура равно

$$Z = z = R.$$

В этом случае контур находится в резонансе (резонанс напряжений) с частотой подводимых к нему колебаний и ведет себя как активное сопротивление.

Как следует из формулы (26), амплитуда тока в контуре равна

$$I_m = \frac{E_m}{z}, \quad (28)$$

в случае же резонанса имеем

$$I_m = I_{mp} = \frac{E_m}{R}. \quad (29)$$

Для практики представляет интерес зависимость отношения амплитуды тока в контуре при произвольной частоте ω к амплитуде тока при резонансной частоте. Это отношение, как следует из формул (28) и (29), имеет вид

$$\frac{I_m}{I_{mp}} = \frac{R}{z}. \quad (30)$$

Рассмотрим подробно выражение (30), которое называют уравнением резонансной кривой колебательного контура. Формулу (30) можно записать так:

$$\frac{I_m}{I_{mp}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right)^2}},$$

или

$$\frac{I_m}{I_{mp}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R}\right)^2 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)^2}}. \quad (31)$$

Проанализируем, как ведет себя контур при частотах, близких к резонансной, т. е. при $\omega \approx \omega_0$.

Прежде всего

$$1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} = \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega^2};$$

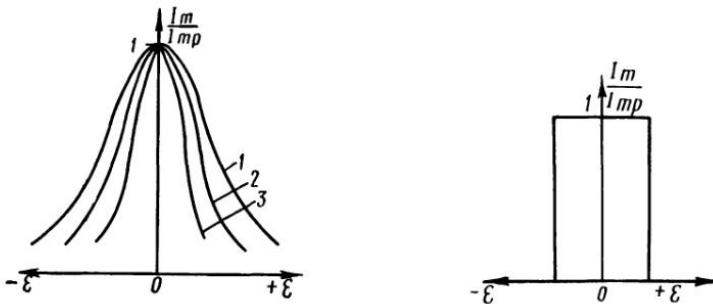


Рис. 15. Резонансные кривые одиночного контура

Рис. 16. Идеализированная резонансная кривая контура

но при $\omega \approx \omega_0$ имеем:

$$\begin{aligned} \omega - \omega_0 &= \Delta\omega; \\ \omega + \omega_0 &\approx 2\omega_0. \end{aligned}$$

Тогда

$$1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = \epsilon. \quad (32)$$

Коэффициент ϵ называется относительной расстройкой. Если теперь обозначить

$$\frac{\omega L}{R} \approx \frac{\omega_0 L}{R} = Q, \quad (33)$$

то выражение (31) примет вид

$$\frac{I_m}{I_{mp}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \epsilon^2}}. \quad (34)$$

Коэффициент Q называется добротностью контура, а произведение $Q\epsilon = v$ называют обобщенной расстройкой. Теперь нетрудно по уравнению (34) построить резонансные кривые (рис. 15) для различных значений Q . Как видно из выражения (34), чем больше добротность контура Q , тем круче должна быть резонансная кривая, так как при этом даже малые расстройки вызывают резкое увеличение знаменателя.

Таким образом, кривая 1 принадлежит контуру, имеющему меньшую величину Q по сравнению с контурами, которым соответствуют кривые 2 и 3.

Эти же кривые можно построить и не в обобщенном масштабе, как это сделано на рис. 15, а в виде зависимости тока в контуре от частоты подводимой э. д. с.

Резонансные кривые колебательного контура являются основными характеристиками, полностью определяющими его свойства в стационарном и переходном режимах.

Как видно из рис. 15, токи, частоты которых близки к резонансной, проходят через контур лучше, чем другие. Целесообразно поэтому ввести весьма важное понятие о полосе пропускания контура.

Если бы резонансная кривая контура была такой, как показано на рис. 16, то тогда полосой пропускания можно было бы назвать полосу частот, в пределах которой контур проводит ток. Вне этой полосы частот ток в контуре не протекает. Однако реально существующая система не может иметь прямоугольной резонансной кривой, и поэтому обычно полосой пропускания контура называют ту полосу частот, в пределах которой ток в контуре не ниже чем $\frac{1}{\sqrt{2}}$ от своего максимального значения при резонансе, т. е. границы полосы пропускания определяются выражением

$$\frac{I_m}{I_{mp}} = \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\varepsilon^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} .$$

Отсюда найдем, что относительная расстройка, соответствующая границам полосы пропускания, равна

$$\varepsilon_n = \pm \frac{1}{Q} .$$

Полоса пропускания контура по самому существу не может быть отрицательной величиной. Поэтому говорят, что относительная полоса пропускания контура, обозначаемая S , численно равна величине, обратной добротности, т. е.

$$S = \frac{1}{Q} . \quad (35)$$

Учитывая, что

$$\varepsilon_n = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{2\Delta f}{f_0} ,$$

легко выразить полосу пропускания контура (в герцах)

$$S = 2\Delta f = \frac{f_0}{Q} . \quad (36)$$

На рис. 17, а показаны границы относительной полосы пропускания контура. На рис. 17, б приведены резонансные кривые контуров,

обладающих различными добротностями Q ($Q_1 < Q_2 < Q_3$). Из формулы (35) и рис. 17, б следует, что полоса пропускания контура тем больше, чем меньше его добротность. Если заданы величины добротности и резонансная частота контура, то тем самым задана и полоса его пропускания. Таким образом, полоса пропускания контура зависит не только от добротности, но и от частоты f_0 . Чем меньше f_0 , тем меньше полоса пропускания, которую можно получить при той же величине добротности. Следовательно, по мере настройки контура на более высокие частоты становится труднее получить узкую полосу пропускания.

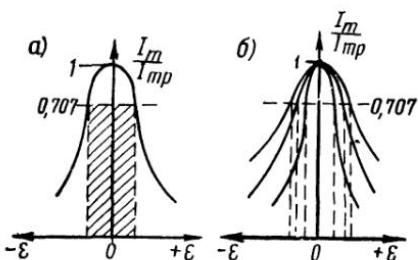


Рис. 17. Полоса пропускания контура

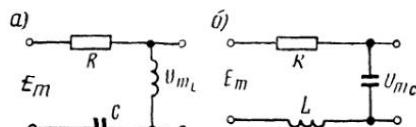


Рис. 18. К определению напряжения на элементах контура

Найдем теперь напряжение на катушке индуктивности L и конденсаторе C контура при резонансе. Для удобства исследования введем понятие о коэффициенте передачи (напряжения) контура $K(j, \omega)$, которым называют отношение напряжения на выходе контура к напряжению на его входе.

Обратимся к рис. 18, а, из которого видно, что

$$K_L(j\omega) = \frac{I j \omega L}{I \left(R + j \omega L + \frac{1}{j \omega C} \right)}.$$

Легко найти теперь модуль этого выражения:

$$\begin{aligned} K_L(\omega) &= \sqrt{\frac{\omega L}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}} = \\ &= \frac{\omega L}{R} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}{R^2}}} . \end{aligned}$$

При небольшой расстройке, т. е. при $\omega \approx \omega_0$, имеем

$$K_L(\omega) \approx \frac{Q}{\sqrt{1+Q^2 \epsilon^2}}, \quad (37)$$

а при резонансе, т. е. при $\omega = \omega_0$,

$$K_L(\omega_0) = \frac{\omega_0 L}{R} = Q. \quad (38)$$

Следовательно, при резонансе коэффициент передачи контура равен его добротности.

Так как $U_L = K_L E_m$, то при резонансе

$$U_{L0} = K_L(\omega_0) E_m = QE_m. \quad (39)$$

Аналогично можно получить модуль коэффициента передачи для контура, показанного на рис. 18, б. При небольшой расстройке

$$K_C(\omega) \approx \frac{Q}{\sqrt{1+Q^2\varepsilon^2}}, \quad (40)$$

а при резонансе ($\varepsilon = 0$)

$$K_C(\omega_0) = Q. \quad (41)$$

Напряжение на конденсаторе при резонансе равно

$$U_C = K_C(\omega_0) E_m = QE_m. \quad (42)$$

Таким образом, при резонансе напряжения на зажимах катушки индуктивности и конденсатора в Q раз больше напряжения, подводимого к контуру.

У применяемых на практике контуров среднего качества величина Q бывает порядка 70—100. Контуры высокого качества имеют добротность 200—250. Следовательно, при резонансе амплитуда напряжения на реактивных элементах контура в десятки и даже сотни раз больше амплитуды подводимого напряжения.

Теперь рассмотрим фазовые характеристики контура, которые представляют зависимость от частоты ω угла сдвига фаз между током в контуре и подводимым к нему напряжением.

Выражение для фазовой характеристики контура можно записать так (см. формулу 25а)

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} = \operatorname{arctg} \left[\frac{\omega L}{R} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \right] \quad (43)$$

или при $\omega \approx \omega_0$

$$\varphi(\omega) \approx \operatorname{arctg} Q\varepsilon. \quad (44)$$

Выражение (44) показывает, что наклон фазовых характеристик определяется добротностью контура Q . Чем больше добротность, тем круче ход фазовых характеристик. При $\varepsilon = 0$ (при резонансе) угол $\varphi = 0$, т. е. контур ведет себя как активное сопротивление R .

При малых и больших (по сравнению с ω_0) значениях частоты ω формула (44) уже несправедлива. В этом случае, обращаясь к форму-

ле (43) и приближая значение ω к нулю и бесконечности, можно легко установить, что фазовый угол стремится к $\pm \frac{\pi}{2}$.

На рис. 19 приведены фазовые характеристики контура при двух значениях добротности Q .

Нам осталось рассмотреть энергетические соотношения в последовательном контуре при резонансе.

Если в контуре действует э. д. с.

$$e = E_m \cos \omega_0 t,$$

то ток в контуре будет равен

$$i = \frac{E_m}{R} \cos \omega_0 t = I_m \cos \omega_0 t.$$

Следовательно, мощность, расходуемая в контуре на активном сопротивлении,

$$P_T = R i^2 = R I_m^2 \cos^2 \omega_0 t.$$

В то же время источник отдает мощность, равную

$$P_0 = ei = \frac{E_m^2}{R} \cos^2 \omega_0 t = I_m^2 R \cos^2 \omega_0 t.$$

Рис. 19. Фазовые характеристики контура

Из сравнения полученных выражений видно, что вся мощность, отдаваемая источником, расходуется на нагревание активного сопротивления контура.

Найдем теперь еще одно весьма важное соотношение. Энергия, расходуемая в контуре на тепло за один период T подводимой э. д. с., может быть подсчитана по формуле

$$W_T = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} P_T dt = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} I_m^2 R \cos^2 \omega_0 t dt = \frac{RI_m^2}{2} \cdot T. \quad (45)$$

Энергия магнитного поля катушки

$$W_L = \frac{LI^2}{2} = \frac{LI_m^2}{2} \cos^2 \omega_0 t. \quad (46)$$

Энергия электрического поля конденсатора

$$W_C = \frac{CU_C^2}{2},$$

где U_C — напряжение на конденсаторе, равное

$$U_C = \frac{I_m}{\omega_0 C} \cos \left(\frac{\pi}{2} - \omega_0 t \right) = \frac{I_m}{\omega_0 C} \sin \omega_0 t.$$

Величина $\frac{\pi}{2}$ введена потому, что напряжение на конденсаторе отстает от тока, протекающего через него, на $\frac{\pi}{2}$.
Таким образом

$$W_C = \frac{CI_m^2}{2\omega_0^2 C^2} \sin^2 \omega_0 t,$$

но

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC},$$

следовательно,

$$W_C = \frac{LI_m^2}{2} \sin^2 \omega_0 t. \quad (47)$$

Как видно из формул (46) и (47), общая энергия электрического и магнитного полей равна

$$W_L + W_C = \frac{LI_m^2}{2} (\sin^2 \omega_0 t + \cos^2 \omega_0 t) = \frac{LI_m^2}{2} \quad (48)$$

и, следовательно, не зависит от времени. Это означает, что источник э. д. с. не расходует мощность на изменение энергии электрического и магнитного полей.

Обращаясь к формулам (45) и (48), можно найти соотношение между энергией, запасенной в контуре при резонансе, и энергией, теряемой в контуре за период подводимых к контуру колебаний

$$\frac{W_L + W_C}{W_T} = \frac{\frac{LI_m^2}{2}}{\frac{RI_m^2}{2} \cdot T} = \frac{L}{RT}.$$

Подставляя значение

$$T = \frac{1}{f_0} = \frac{2\pi}{\omega_0},$$

находим

$$\frac{W_L + W_C}{W_T} = \frac{\omega_0 L}{2\pi R} = \frac{Q}{2\pi}. \quad (49)$$

Таким образом, величина добротности не только определяет характер резонансных кривых и фазовых характеристик контура, но и энергетические соотношения в нем. Следовательно, добротность контура полностью определяет все его свойства в стационарном режиме.

§ 8. Параллельный колебательный контур, находящийся под действием синусоидальной э. д. с.

В радиотехнической аппаратуре наряду с последовательными широко используются и параллельные контуры (см. рис. 14). Как известно, в таком контуре возможен резонанс токов, при котором сопротивление контура будет максимальным.

Сопротивление контура, показанного на рис. 14, для переменного тока может быть определено по формуле

$$Z = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2},$$

где

$$Z_1 = R + j\omega L; \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C},$$

тогда

$$Z = \frac{(R + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{\frac{L}{C} - j \frac{R}{\omega C}}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}. \quad (50)$$

При резонансе

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad \text{и} \quad Z = Z_{\text{ap}} = \frac{\rho^2 - j \frac{R}{\omega_0 C}}{R},$$

где $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ — характеристическое сопротивление контура. Выражение для добротности контура может быть представлено в следующем виде:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\rho}{R}, \quad (51)$$

отсюда

$$R = \frac{\rho}{Q} \quad \text{и} \quad \frac{R}{\omega_0 C} = \frac{\rho^2}{Q}.$$

При этом

$$Z_{\text{ap}} = \frac{\rho^2 \left(1 - j \frac{1}{Q}\right)}{R}.$$

Так как обычно $Q \gg 1$, то можно с достаточной точностью написать

$$Z_{\text{ap}} = z_{\text{ap}} = \frac{\rho^2}{R} = Q\rho = Q^2 R. \quad (52)$$

Иногда это выражение записывают иначе:

$$z_{\text{ep}} = \frac{L}{RC}. \quad (53)$$

Выражения (52) и (53) позволяют вычислить величину эквивалентного сопротивления параллельного колебательного контура при резонансе и показывают, что в этом случае эквивалентное сопротивление контура во много раз больше его активного сопротивления. Это свойство колебательного контура широко используется на практике.

Вернемся теперь к выражению (50) и найдем сопротивление контура при небольших расстройках. Пренебрегая величиной $\frac{R}{\omega C}$ по сравнению с ρ^2 , имеем

$$Z_{\text{e}} = \frac{\rho^2}{R} \cdot \frac{1}{1 + i \frac{\omega L}{R} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right)}.$$

Или так как

$$1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = \varepsilon,$$

получим

$$Z_{\text{e}} \approx \frac{\rho^2}{R} \frac{1}{1 + jQ\varepsilon} = z_{\text{ep}} \frac{1}{1 + jQ\varepsilon}. \quad (54)$$

Таким образом, эквивалентное сопротивление контура при расстройке является величиной комплексной. Модуль эквивалентного сопротивления

$$z_{\text{e}} \approx \frac{\rho^2}{R} \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\varepsilon^2}} = z_{\text{ep}} \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\varepsilon^2}}. \quad (55)$$

Обращаясь теперь к формулам (52) и (55), легко найти выражение для резонансных кривых (по напряжению) параллельного колебательного контура

$$\frac{U_m}{U_{mp}} = \frac{I_m z_{\text{e}}}{I_m z_{\text{ep}}} \approx \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\varepsilon^2}}. \quad (56)$$

Эта формула не отличается от полученного ранее выражения (34) для резонансных кривых последовательного контура. Следовательно, рис. 15, на котором приведены резонансные кривые последовательного контура, справедлив и в данном случае: только по оси ординат откладывается не отношение $\frac{I_m}{I_{mp}}$, а отношение $\frac{U_m}{U_{mp}} = \frac{z_{\text{e}}}{z_{\text{ep}}}$.

Найдем токи в ветвях параллельного контура при резонансе. Если к контуру приложено напряжение $u = U_m \sin \omega_0 t$, то ток в неразветвленной части цепи будет

$$i = \frac{U_m}{z_{\text{ep}}} \sin \omega_0 t.$$

При этом ток в индуктивной ветви равен

$$i_L = \frac{U_m}{R + j\omega_0 L} \sin \omega_0 t = \frac{U_m}{R} \frac{1}{1 + j \frac{\omega_0 L}{R}} \sin \omega_0 t.$$

Так как $Q \gg 1$, то можно записать, что

$$i_L = \frac{U_m}{jQR} \sin \omega_0 t = \frac{U_m}{QR} e^{-j\frac{\pi}{2}} \sin \omega_0 t.$$

Следовательно, амплитуда тока в индуктивной ветви контура равна

$$I_{mL} = \frac{U_m}{QR}.$$

Тогда

$$\frac{I_{mL}}{I_m} = \frac{U_m}{QR} \cdot \frac{Q^2 R}{U_m} = Q.$$

Аналогично может быть найден ток в емкостной ветви

$$i_C = U_m j \omega_0 C \sin \omega_0 t = U_m e^{j\frac{\pi}{2}} \omega_0 C \sin \omega_0 t$$

или

$$I_{mC} = U_m \omega_0 C,$$

тогда

$$\frac{I_{mC}}{I_m} = \frac{U_m \omega_0 C L}{U_m C R} = Q.$$

Таким образом, при резонансе токи в ветвях параллельного контура равны между собой и в Q раз больше, чем ток в неразветвленной цепи.

§ 9. Одиночный контур, находящийся под действием амплитудно-модулированной э. д. с.

Рассмотрим, как передается через одиночный контур амплитудно-модулированный сигнал. При амплитудной модуляции амплитуда синусоидальных колебаний высокой частоты ω изменяется в соответствии с передаваемым сигналом. Если предположить, что предназначеннное для передачи сообщение также является синусоидальным с частотой Ω , то выражение для амплитудно-модулированного сигнала имеет вид

$$u = U_m (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t, \quad (57)$$

причем $\omega \gg \Omega$.

Допустим вначале, что используется последовательный колебательный контур, резонансная частота которого ω_0 совпадает с частотой колебания ω . Подведем к этому контуру напряжение, определяемое формулой (57), и найдем напряжение на индуктивности и емкости. Предста-

вим амплитудно-модулированное колебание в виде суммы синусоидальных составляющих, тогда

$$u = U_m \sin \omega_0 t + \frac{U_m}{2} m \cos (\omega_0 - \Omega) t - \frac{U_m}{2} m \cos (\omega_0 + \Omega) t.$$

Так как контур, на который действует напряжение u , является линейной системой, мы можем, воспользовавшись принципом независимости действия, рассмотреть прохождение через контур каждой из составляющих, а затем сложить полученные результаты.

Поскольку контур настроен на частоту несущей (ω_0), то коэффициент передачи его на этой частоте равен Q . Следовательно, напряжение на индуктивности и на емкости при резонансной частоте равно

$$u_1 = QU_m \sin \omega_0 t.$$

Напряжение при боковых частотах тогда будет

$$u_{2,3} \approx \frac{U_m}{2} m \frac{Q}{\sqrt{1+Q^2 \epsilon^2}} [\cos (\omega_0 - \Omega) t - \cos (\omega_0 + \Omega) t].$$

Значит, напряжение на индуктивности и емкости при действии на контур модулированного напряжения имеет вид

$$\begin{aligned} u_L = u_C \approx u_1 + u_{2,3} &= QU_m \sin \omega_0 t + \frac{U_m}{2} m \frac{Q}{\sqrt{1+Q^2 \epsilon^2}} \times \\ &\times [\cos (\omega_0 - \Omega) t - \cos (\omega_0 + \Omega) t]. \end{aligned}$$

Перейдем к более удобному выражению, которое можно получить, если учесть, что

$$\cos (\omega_0 - \Omega) t - \cos (\omega_0 + \Omega) t = 2 \sin \omega_0 t \sin \Omega t,$$

тогда

$$u_L = u_C \approx QU_m \left[1 + \frac{m}{\sqrt{1+Q^2 \epsilon^2}} \sin \Omega t \right] \sin \omega_0 t. \quad (58)$$

Из сравнения выражений (57) и (58) видно, что при передаче амплитудно-модулированных колебаний через одиночный колебательный контур изменяются амплитуда колебаний и коэффициент модуляции. Амплитуда колебаний увеличится при этом в Q раз, а коэффициент модуляции уменьшится в $\sqrt{1+Q^2 \epsilon^2}$ раз.

Так как коэффициенты передачи параллельного колебательного контура при резонансе и при расстройке такие же, как и соответствующие коэффициенты передачи последовательного контура, то при действии на параллельный контур амплитудно-модулированного тока мы получим аналогичный результат.

§ 10. Установление колебаний в одиночном колебательном контуре

В предыдущих разделах рассматривался контур, находящийся в режиме вынужденных колебаний, при котором происходит непрерывное пополнение энергии от внешнего источника. Иными словами, мы не останавливались на вопросе о том, что происходит в контуре при включении и выключении внешнего источника.

Теперь перейдем к анализу и оценке явлений в контуре, находящемся в свободном режиме, когда однажды подведенная энергия в дальнейшем не пополняется.

Допустим, что конденсатор C контура (рис. 20) был заряжен до некоторого напряжения U_m . Переведем переключатель K из положения 1 в положение 2. При этом конденсатор C начнет разряжаться через катушку индуктивности L и резистор R . Ток разряда благодаря действию э. д. с. самоиндукции будет нарастать постепенно: сначала со зна-

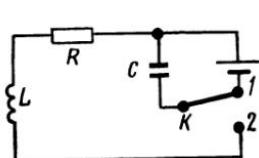


Рис. 20. Иллюстрация процесса установления колебаний в контуре

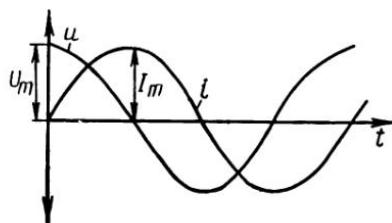


Рис. 21. Ток и напряжение в контуре

чительной скоростью, а по мере разряда конденсатора скорость изменения тока уменьшается, и к моменту, когда напряжение на конденсаторе станет равным нулю, скорость изменения тока также будет равна нулю, а сама величина тока достигнет максимального значения. К этому моменту вся энергия, запасенная в электрическом поле конденсатора, частично израсходуется на нагревание резистора R , а частично передаст в энергию, запасаемую в магнитном поле катушки.

Благодаря э. д. с. самоиндукции ток в катушке не может мгновенно прекратиться, несмотря на то, что причина, вызвавшая его (напряжение на конденсаторе), перестала существовать. Он будет протекать в прежнем направлении, перезаряжая конденсатор. При этом, естественно, напряжение на конденсаторе начнет возрастать, а ток в катушке уменьшаться. Когда вся энергия магнитного поля катушки (за исключением потерь) передаст в энергию электрического поля конденсатора, напряжение на нем возрастет до максимума, а ток в катушке будет равен нулю (рис. 21).

Далее этот процесс повторяется с той лишь разницей, что энергия, запасенная в электрическом поле конденсатора, уменьшается из-за потерь на резисторе R . Для количественной оценки явлений воспользуемся законом Кирхгофа. Напряжение на катушке L будет

$$u_L = L \frac{di}{dt},$$

а напряжение на конденсаторе

$$u_C = -\frac{1}{C} \int i dt,$$

так как

$$i = -\frac{dq}{dt}$$

и

$$u_C = \frac{q}{C}.$$

Тогда, учитывая, что падение напряжения на резисторе R равно $u_R = iR$, имеем

$$L \frac{di}{dt} + iR + \frac{1}{C} \int i dt = 0.$$

Дифференцируя и обозначая

$$\alpha = \frac{R}{2L},$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

найдем после простейших преобразований

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + 2\alpha \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0. \quad (59)$$

Уравнение (59) является однородным дифференциальным уравнением второго порядка с постоянными коэффициентами. Как известно, полный интеграл этого уравнения имеет вид:

$$i = A_1 e^{\gamma_1 t} + A_2 e^{\gamma_2 t}, \quad (60)$$

где A_1 и A_2 — постоянные интегрирования;

γ_1 и γ_2 — корни характеристического уравнения

$$\gamma^2 + 2\alpha\gamma + \omega_0^2 = 0.$$

Из последнего уравнения легко найти

$$\gamma_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} = -\alpha \pm \beta,$$

где

$$\beta = \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}.$$

Легко определить теперь постоянные интегрирования. При $t = 0$ ток $i = 0$ и заряд конденсатора $q = CU_m = q_0$, следовательно,

$$A_1 + A_2 = 0. \quad (61)$$

Кроме того, так как $q = - \int idt$, то интегрируя выражение (60), получим

$$-q = \frac{A_1}{\gamma_1} e^{\gamma_1 t} + \frac{A_2}{\gamma_2} e^{\gamma_2 t}.$$

В начальный момент, т. е. при $t = 0$,

$$-q_0 = \frac{A_1}{\gamma_1} + \frac{A_2}{\gamma_2}. \quad (62)$$

Решая совместно уравнения (61) и (62), находим

$$A_2 = -A_1 = \frac{q_0 \gamma_1 \gamma_2}{\gamma_2 - \gamma_1}.$$

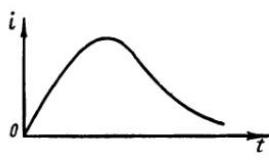


Рис. 22. Ток в контуре при апериодическом разряде конденсатора

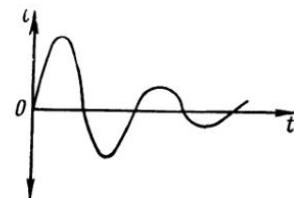


Рис. 23. Ток в контуре при колебательном разряде конденсатора

Подставляя значения γ_1 и γ_2 и учитывая, что $q_0 = CU_0$, имеем

$$A_1 = -A_2 = \frac{U_m}{2\beta L}.$$

Теперь после простых преобразований можно получить

$$i = \frac{U_m}{2\beta L} e^{-\alpha t} (e^{\beta t} - e^{-\beta t}). \quad (63)$$

Как видно из выражения (63), характер процессов в контуре определяется соотношением величин α и ω_0 .

Допустим, что $\alpha > \omega_0$, а это означает, что

$$\frac{R}{2L} > \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

или

$$R > 2\rho \quad (64)$$

или, наконец,

$$Q < \frac{1}{2}. \quad (65)$$

При этом β — вещественная положительная, и, следовательно, как видно из выражения (63), в процессе разряда конденсатора ток не меняет знака. Он сначала нарастает до максимального значения,

а затем спадает до нуля (рис. 22). Такой режим работы контура называется апериодическим.

Из предыдущего видно, что в апериодическом режиме контур будет находиться тогда, когда добротность его чрезвычайно мала, т. е. тогда, когда велики потери.

Если уменьшить величину сопротивления R , то можно добиться выполнения равенства $Q = \frac{1}{2}$. При этом $\beta = 0$, и уравнение (63) дает неопределенность. Раскрывая неопределенность, находим

$$\left. \begin{aligned} \frac{\frac{d}{d\beta} (e^{\beta t} - e^{-\beta t})}{\frac{d\beta}{d\beta}} &= 2t \\ \beta &\rightarrow 0. \end{aligned} \right|$$

Следовательно, из уравнения (63) имеем

$$i = \frac{U_m}{L} t e^{-\alpha t}. \quad (66)$$

Как видно из формулы (66), здесь также наблюдается апериодический режим.

Если продолжать уменьшать сопротивление R , то получим $\alpha < \omega_0$ и β становится величиной мнимой. Обозначим

$$\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}.$$

При этом выражение (63) принимает вид

$$i = \frac{U_m}{2j\omega_1 L} e^{-\alpha t} (e^{i\omega_1 t} - e^{-i\omega_1 t}).$$

Но

$$\frac{e^{i\omega_1 t} - e^{-i\omega_1 t}}{2j} = \sin \omega_1 t,$$

следовательно,

$$i = \frac{U_m}{\omega_1 L} e^{-\alpha t} \sin \omega_1 t. \quad (67)$$

Уравнение (67) показывает, что в этом случае ток, спадая по амплитуде, меняет свое направление ($\sin \omega_1 t$ меняет знак с изменением t). Следовательно, разряд конденсатора имеет колебательный характер (рис. 23).

В большинстве случаев $\alpha \ll \omega_0$ или, иными словами,

$$Q \gg \frac{1}{2}. \quad (68)$$

При выполнении неравенства (68) выражение (67) принимает вид

$$i \approx \frac{U_m}{\omega_0 L} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t. \quad (69)$$

А так как

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} ,$$

то

$$i \approx \frac{U_m}{QR} e^{-\left(\frac{\omega_0}{2Q}\right)t} \sin \omega_0 t. \quad (70)$$

Легко видеть, что колебания в контуре затухают тем быстрее, чем меньше добротность контура Q .

Иногда для характеристики нарастания или спадания колебаний в контуре вводят понятие о постоянной времени. Постоянной времени контура называют величину

$$\tau = \frac{1}{\alpha} = \frac{2Q}{\omega_0} . \quad (71)$$

Так как полоса пропускания контура $S_\omega = \frac{\omega_0}{Q}$, то

$$\tau = \frac{2}{S_\omega} . \quad (72)$$

Следовательно, полоса пропускания контура обратно пропорциональна его постоянной времени.

Обычно считают, что процесс в контуре устанавливается по истечении времени, равного примерно трем τ . Это значит, что

$$t_{\text{уст}} \approx 3\tau = \frac{6Q}{\omega_0} = \frac{6}{S_\omega} . \quad (73)$$

Таким образом, добротность контура характеризует полностью режим не только вынужденных, но и свободных колебаний.

Глава III

СВЯЗАННЫЕ СИСТЕМЫ

§ 11. Виды связи и коэффициент связи

В радиотехнических устройствах наряду с одиночными колебательными контурами широко применяются связанные системы. В этих системах контур, возбуждаемый источником энергии (первый контур), взаимодействует с другим (или другими) контуром (вторым), передавая ему часть своей энергии и, в свою очередь, испытывает его влияние.

Два контура могут быть взаимосвязаны, если между ними имеется элемент связи.

В зависимости от характера этого элемента существуют следующие виды связи:

а) индуктивная связь (рис. 24, а), при которой элементом связи является взаимоиндукция M (связь за счет общего магнитного поля). При индуктивной связи, подводимая к первому контуру, э. д. с. E , вызовет в нем ток I_1 , создающий магнитное поле вокруг катушки L_1 . Благодаря близости катушки L_1 к катушке L_2 силовые линии поля, пересекая витки катушки L_2 , индуцируют в ней э. д. с. взаимоиндукции. Эта э. д. с. вызывает во втором контуре ток I_2 , который, в свою очередь, будет влиять на ток первого контура.

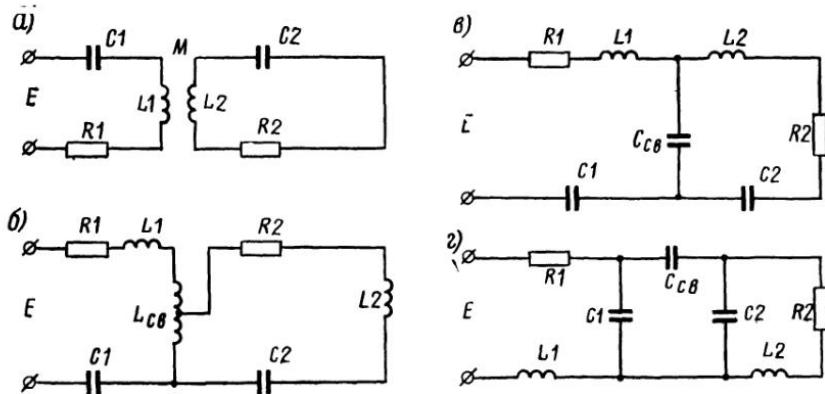


Рис. 24. Связанные колебательные контуры

Для оценки взаимного влияния контуров удобно ввести коэффициент связи. Можно показать, что для двух индуктивно связанных контуров коэффициент связи определяется выражением

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (74)$$

где L_1 и L_2 — индуктивности катушек L_1 и L_2 .

Умножая числитель и знаменатель формулы (74) на ω , имеем

$$k = \frac{\omega M}{\sqrt{\omega L_1 \omega L_2}} = \frac{X_{cb}}{\sqrt{X_1 X_2}}. \quad (75)$$

Заметим, что в полученной формуле (75) характер реактивных сопротивлений X_{cb} , X_1 и X_2 должен быть одинаков, т. е. если X_{cb} — индуктивное, то X_1 и X_2 должны быть индуктивными.

Обычно коэффициент связи выражается в процентах.

Если катушки навиты на общий каркас, то даже при сближении их вплотную $k < 40 \div 50\%$. К своему предельному значению ($k = 100\%$) коэффициент связи приблизится только в том случае, когда катушки будут намотаны на общем стальном сердечнике;

б) автотрансформаторная связь (рис. 24, б), при которой общим элементом связи контуров является индуктивность L_{cb} , входящая в оба контура,

Здесь:

$$X_{\text{св}} = \omega L_{\text{св}}; \quad X_1 = \omega (L_1 + L_{\text{св}}); \quad X_2 = \omega (L_2 + L_{\text{св}}).$$

Подставляя эти значения реактивных сопротивлений в формулу (75), получаем

$$k = \frac{L_{\text{св}}}{\sqrt{(L_1 + L_{\text{св}})(L_2 + L_{\text{св}})}}; \quad (76)$$

в) емкостная связь (рис. 24, б), при которой общим элементом связи между контурами является емкость $C_{\text{св}}$ (связь за счет общего электрического поля), входящая в состав первого и второго контуров. Коэффициент связи может быть вычислен следующим образом. В данном случае:

$$X_{\text{св}} = \frac{1}{\omega C_{\text{св}}}; \quad X_1 = \frac{1}{\omega C_1}; \quad X_2 = \frac{1}{\omega C_2};$$

где

$$C_1 = \frac{C_1 C_{\text{св}}}{C_1 + C_{\text{св}}}; \quad C_2 = \frac{C_2 C_{\text{св}}}{C_2 + C_{\text{св}}}.$$

Подставляя указанные значения реактивных сопротивлений в формулу (75), получаем

$$k = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_{\text{св}}}. \quad (77)$$

Кроме рассмотренного вида емкостной связи, называемой иногда внутриемкостной, существует другой ее вид (рис. 24, г), иногда называемый внешнеемкостной связью. Здесь также общим элементом служит емкость $C_{\text{св}}$, но она уже не входит ни в один из контуров. Коэффициент этой связи определяется выражением

$$k = \frac{C_{\text{св}}}{\sqrt{(C_1 + C_{\text{св}})(C_2 + C_{\text{св}})}}. \quad (78)$$

§ 12. Настройка связанных систем

Рассмотрим теперь влияние настройки контуров связанных систем на протекающие в них процессы. Допустим, что к первому контуру подведено напряжение E от генератора, причем контур этот индуктивно связан со вторым контуром. Тогда уравнения, описывающие поведение связанной системы, будут иметь вид:

$$\left. \begin{aligned} I_1(R_1 + jX_1) + I_2 j\omega M &= E; \\ I_2(R_2 + jX_2) + I_1 j\omega M &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (79)$$

Вычислим из второго уравнения (79) выражение для тока I_2

$$I_2 = -jI_1 \frac{\omega M}{R_2 + jX_2}. \quad (80)$$

Подставляя формулу (80) в систему (79), имеем

$$I_1 = \frac{E}{Z_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2}}, \quad (81)$$

где

$$Z_1 = R_1 + jX_1; \quad Z_2 = R_2 + jX_2.$$

Это выражение можно написать в виде

$$I_1 = \frac{E}{\left(R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} R_2 \right) + j \left(X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2 \right)}, \quad (82)$$

где

$$Z_2^2 = R_2^2 + X_2^2.$$

Обозначим

$$R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} R_2 = R_{1\alpha}; \quad X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2 = X_{1\alpha},$$

тогда

$$I_1 = \frac{E}{R_{1\alpha} + jX_{1\alpha}}. \quad (83)$$

Как видно из выражения (82), ток в первом контуре зависит не только от параметров этого контура, но и от параметров связанного с ним второго контура. Поскольку во втором контуре также имеется активное сопротивление, на котором расходуется часть энергии, то при наличии связи между контурами от источника э. д. с. отбирается энергия, необходимая для восполнения потерь как в первом, так и во втором контуре. Увеличение энергии, потребляемой от источника э. д. с., равносильно тому, что второй контур вносит в первый добавочное сопротивление

$$R_{1\text{вн}} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} R_2 = n^2 R_2. \quad (84)$$

Кроме того, влияние второго контура проявляется в том, что в первом контуре наводится э. д. с., изменяющая в нем сдвиг фаз между током и напряжением. Это равносильно внесению в первый контур реактивного сопротивления

$$X_{1\text{вн}} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2 = n^2 X_2. \quad (85)$$

Очевидно, что эквивалентное активное сопротивление $R_{1\alpha}$ всегда больше собственного активного сопротивления R_1 на величину вносимого сопротивления $R_{1\text{вн}}$. Эквивалентное реактивное сопротивление

$X_{1\alpha}$ может быть больше или меньше собственного реактивного сопротивления контура X_1 , так как знак вносимого реактивного сопротивления $X_{1\text{вн}}$ зависит от частоты.

Таким образом, по отношению к генератору E связанная система ведет себя как одиночный контур с параметрами $R_{1\alpha}$ и $X_{1\alpha}$ (рис. 25). Если настроить первый контур в резонанс так, чтобы $X_{1\alpha}$ было равно 0, то

$$I_{1\alpha} = \frac{E}{R_{1\alpha}}.$$

Для вычисления резонансной частоты обратимся к выражению (82), из которого можно получить следующее условие резонанса: $X_1 - X_{1\text{вн}} = 0$. Значит, резонанс в системе при настройке первого контура возможен в том случае, когда собственное и вносимое реактивные сопротивления равны по величине и знаку. Обращаясь к формуле (85), можно написать условие резонанса в виде $X_1 - n^2 X_2 = 0$. Раскрывая это выражение, т. е. подставляя в него значения X_1 , X_2 , n , и производя простые преобразования, найдем

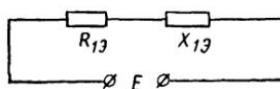


Рис. 25 Эквивалентная схема

$$\varepsilon_1 - k^2 \frac{\varepsilon_2^2 Q_2^2}{1 + Q_2^2 \varepsilon_2^2} = 0,$$

где ε_1 и ε_2 — относительные расстройки первого и второго контуров.

Если контуры одинаковы, т. е. $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon$ и $Q_1 = Q_2 = Q$, то условие резонанса примет вид

$$\varepsilon \left(1 - \frac{k^2 Q^2}{1 + Q^2 \varepsilon^2} \right) = 0.$$

Одно из решений этого уравнения будет

$$\varepsilon_1 = 0, \quad (86)$$

а два других решения получаются из выражения

$$\varepsilon_{II, III} = \pm \sqrt{k^2 - \frac{1}{Q^2}} = \pm \frac{1}{Q} \sqrt{k^2 Q^2 - 1}. \quad (87)$$

При этом, как видно из выражения (87), два решения возможны в том случае, если

$$k > \frac{1}{Q}. \quad (88)$$

Связь, удовлетворяющая условию (88), называется связью выше критической. При такой связи, как следует из неравенства (88), в системе возможны два резонанса: один на частоте

$$\omega_{II} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q} \sqrt{k^2 Q^2 - 1}}},$$

а второй на частоте

$$\omega_{III} = -\frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \frac{1}{Q} \sqrt{k^2 Q^2 - 1}}}.$$

При очень сильной связи ($k \gg \frac{1}{Q}$) выражения для резонансных частот упрощаются:

$$\omega_{II} \approx \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}}; \quad \omega_{III} \approx \frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}}. \quad (89)$$

Частоты ω_{II} и ω_{III} называются частотами связи. При связи ниже критической, т. е. при $k < \frac{1}{Q}$ или $k^2 Q^2 < 1$, частоты ω_{II} и ω_{III} получаются мнимыми. В этом случае, а также при критической связи ($k = \frac{1}{Q}$) справедливо решение (86), откуда легко получить

$$1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} = 0$$

или

$$\omega_1 = \omega_0. \quad (90)$$

Таким образом, при связи ниже или равной критической связанный система имеет один резонанс.

Аналогичный результат можно было бы получить, настраивая не первый, а второй контур. Резонансы, получаемые при настройке одного из контуров, называются частными резонансами.

Можно показать, что ток во втором контуре при первом частном резонансе равен

$$I'_{2m} = \frac{E \omega M}{z_2 (R_1 + n_1^2 R_2)}, \quad (91)$$

а при втором частном резонансе (т. е. при настройке второго контура):

$$\left. \begin{array}{l} I''_{1m} = \frac{E}{R_2 + n_2^2 R_1}; \\ I''_{2m} = \frac{E \omega M}{z_1 (R_2 + n_2^2 R_1)}. \end{array} \right\} \quad (92)$$

Если, кроме настройки одного из контуров, подобрать еще оптимальную связь, то при

$$M_{opt 1} = \frac{z_2}{\omega} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

имеем

$$I_{2mm} = \frac{E}{2 \sqrt{R_1 R_2}}. \quad (93)$$

Такую же величину тока можно получить при настройке второго контура и оптимальной связи

$$M_{\text{опт 2}} = \frac{z_1}{\omega} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}.$$

Резонансы, полученные при настройке одного из контуров и оптимальной связи, называются сложными.

Наконец, можно настроить оба контура и подобрать оптимальную связь

$$M_{\text{опт}} = \frac{1}{\omega} \sqrt{R_1 R_2}.$$

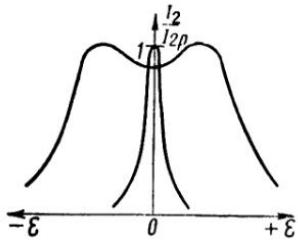


Рис. 26 Резонансные кривые связанный системы

при сложном и полном резонансах. Однако во втором случае величина оптимального коэффициента взаимоиндукции меньше, что для ряда практических применений более удобно.

Можно показать, что при связи ниже критической уравнение резонансных кривых связанный системы имеет вид

$$\frac{I_2}{I_{2m}} = \sqrt{\frac{(1+k^2 Q^2)^2}{(1+k^2 Q^2)^2 + 2\epsilon^2 Q^2 (1-k^2 Q^2) + \epsilon^4 Q^4}}. \quad (94)$$

При связи выше критической имеем

$$\frac{I_2}{I_{2mm}} = \sqrt{\frac{4k^2 Q^2}{(1+k^2 Q^2)^2 + 2\epsilon^2 Q^2 (1-k^2 Q^2) + \epsilon^4 Q^4}}. \quad (95)$$

На рис. 26 приведены резонансные кривые связанный системы, подсчитанные по формулам (94) и (95).

Относительная полоса пропускания связанный системы при связи ниже критической определяется по формуле

$$S_0 = \frac{1}{Q} \sqrt{k^2 Q^2 - 1 + \sqrt{2 [1 + (kQ)^4]}}, \quad (96)$$

а при связи выше критической — по формуле

$$S_0 = \frac{1}{Q} \sqrt{k^2 Q^2 - 1 + 2kQ}. \quad (97)$$

Очевидно, что при связи выше критической относительная полоса пропускания связанный системы больше, чем при связи ниже критической. Мало того, приравнивая выражение (96) величине $\frac{1}{Q}$ и помня, что

относительная полоса пропускания одиночного контура равна $\frac{1}{Q}$, можно показать, что при $k < 0,67 \frac{1}{Q}$ полоса пропускания связанной системы меньше полосы пропускания одиночного контура.

Глава IV

ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ И ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ЦЕПИ

§ 13. Дифференцирующие цепи

Дифференцирующей называется электрическая цепь, напряжение на выходе которой пропорционально первой производной по времени от входного напряжения, т. е.

$$u_{\text{вых}} = a \frac{du_{\text{вх}}}{dt},$$

где a — коэффициент пропорциональности.

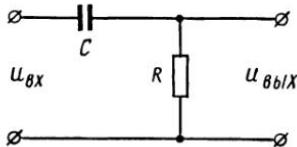


Рис. 27. Дифференцирующая цепь

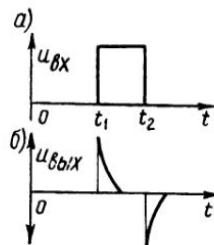


Рис. 28. Напряжение на входе и выходе дифференцирующей цепи

Дифференцирующая цепь (рис. 27) в большинстве случаев состоит из резистора R и конденсатора C , параметры, которых выбираются таким образом, чтобы активное сопротивление R было бы во много раз меньше емкостного сопротивления.

Напряжения на входе и на выходе цепи связаны соотношением

$$u_{\text{вх}} = u_{\text{вых}} + u_C. \quad (98)$$

Но

$$u_{\text{вых}} = iR \text{ и } i = C \frac{du_C}{dt},$$

значит

$$u_{\text{вых}} = RC \frac{du_C}{dt}.$$

Из выражения (98) имеем

$$u_C = u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} - iR.$$

Если

$$iR \ll u_{\text{вх}}, \text{ то } u_{\text{вх}} \approx u_C \text{ и } u_{\text{вых}} \approx RC \frac{du_{\text{вх}}}{dt}. \quad (99)$$

Точность дифференцирования тем больше, чем меньше постоянная времени RC дифферентирующей цепи по сравнению с длительностью импульса на входе. Если к дифферентирующей цепи подвести напряжение синусоидальной формы, то выходное напряжение также будет синусоидальным, но со сдвигом фазы и меньшей амплитудой. Иными словами, поскольку дифферентирующая цепь является линейной системой с постоянными параметрами, она не меняет спектрального состава подводимого к ней колебания.

Если входное напряжение имеет прямоугольную форму, то, поскольку оно состоит из бесчисленного количества синусоидальных составляющих, изменение закона амплитуд и фаз этих составляющих приводит к изменению формы выходного напряжения по сравнению с формой входного.

Если в момент t_1 в входу дифферентирующей цепи подвести импульс напряжения прямоугольной формы (рис. 28, а), то ток заряда конденсатора скачком достигнет максимального значения, а напряжение на конденсаторе будет равно нулю. Как следует из выражения (98), при этом $u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}}$, т. е. в этот момент напряжение на выходе равно напряжению на входе. Далее конденсатор C заряжается по экспоненциальному закону

$$u_C = u_{\text{вх}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right),$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени дифферентирующей цепи.

Обращаясь к выражению (98), имеем

$$u_{\text{вх}} = u_{\text{вых}} + u_{\text{вх}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right),$$

следовательно,

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} - u_{\text{вх}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) = u_{\text{вх}} e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (100)$$

Таким образом, по мере заряда конденсатора C напряжение на выходе будет убывать (рис. 28, б) по закону, определяемому формулой (100). За время, меньшее чем от t_1 до t_2 , конденсатор полностью зарядится, а напряжение на выходе цепи при этом будет равно нулю. В момент t_2 , когда входное напряжение скачком достигает нуля, начнется разряд конденсатора. Как следует из формулы (98), напряжение

$$u_{\text{вых}} = -u_C \approx -u_{\text{вх}},$$

т. е. напряжение по величине примерно равно входному.

Поскольку направление тока разряда конденсатора C обратно направлению тока заряда, выходное напряжение имеет при этом знак, обратный знаку входного. По мере разряда конденсатора напряжение на выходе цепи уменьшается по экспоненциальному закону, стремясь к нулю.

Как следует из приведенного описания работы дифференцирующей цепи, форма и величина напряжения на выходе определяются постоянной времени цепи. Если, как это было и в предыдущих рассуждениях, постоянная времени τ мала по сравнению с длительностью импульса на входе цепи, то на выходе получаются два остроконечных импульса, длительность которых можно определить по формуле

$$\delta \approx 3\tau. \quad (101)$$

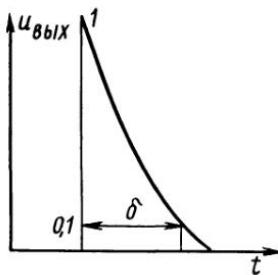


Рис. 29. К определению длительности дифференцированного импульса

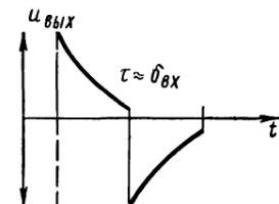
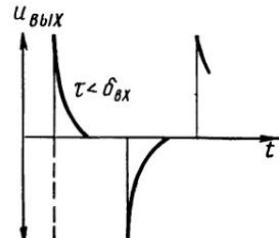
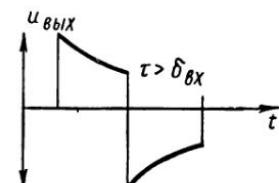


Рис. 30. Импульсы на выходе дифференцирующей цепи



Здесь δ подсчитывается на уровне 0,1 от максимального значения (рис. 29).

При увеличении постоянной времени цепи форма выходного напряжения все меньше отличается от формы входного (рис. 30).

Дифференцирующие цепи применяются для преобразования импульсов большой длительности в остроконечные импульсы малой длительности.

§ 14. Интегрирующие цепи

Интегрирующей называется электрическая цепь, напряжение на выходе которой пропорционально интегралу от входного напряжения, т. е.

$$u_{\text{вых}} = b \int u_{\text{вх}} dt,$$

где b — коэффициент пропорциональности.

Так как интегрирующая цепь состоит из двух линейных элементов R и C (рис. 31), то она не меняет спектрального состава подводимого к ней колебания. Однако соотношения между амплитудами и между фазами составляющих спектра соответственно на входе и на выходе цепи различны, чем и обусловлено изменение формы выходного напряжения по сравнению с формой входного.

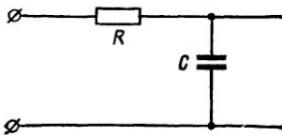


Рис. 31. Интегрирующая цепь

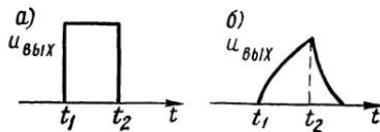


Рис. 32. Импульсы на входе и выходе интегрирующей цепи

Напряжение $u_{\text{вых}}$ на выходе интегрирующей цепи связано с входным напряжением $u_{\text{вх}}$ выражением $u_{\text{вх}} = u_R + u_{\text{вых}}$. При этом $u_R = iR$ и $u_{\text{вых}} = \frac{1}{C} \int idt$.

Следовательно,

$$u_{\text{вх}} = iR + \frac{1}{C} \int idt. \quad (102)$$

При очень большом R можно получить $u_R \gg u_{\text{вых}}$, тогда $u_{\text{вх}} \approx \approx iR$ и $i \approx \frac{U_{\text{вх}}}{R}$; значит

$$u_{\text{вых}} \approx \frac{1}{RC} \int u_{\text{вх}} dt = \frac{1}{\tau} \int u_{\text{вх}} dt. \quad (103)$$

Очевидно, что если на вход интегрирующей цепи подано синусоидальное напряжение, то и на выходе ее мы получим синусоидальное напряжение с измененными амплитудой и фазой. Если же к входу интегрирующей цепи подвести напряжение прямоугольной формы (рис. 32, а), то в момент t_1 напряжение на конденсаторе будет равно нулю. Затем конденсатор начнет заряжаться, и напряжение на нем, а следовательно, и на выходе цепи будет меняться (рис. 32, б) по закону

$$u_{C1} = u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right),$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени цепи.

В момент t_2 напряжение на входе скачком достигает нуля, и конденсатор C начинает разряжаться по закону

$$u_{C2} = u_{\text{вых}} = u_{Cm} e^{-\frac{t-t_2}{\tau}},$$

Рис. 33. Напряжение на выходе интегрирующей цепи

Очевидно, что форма напряжения на выходе интегрирующей цепи зависит от соотношения между ее постоянной времени и длительностью напряжения, подведенного к входу цепи. При постоянной времени τ , большой по сравнению с длительностью импульса входного напряжения, форма выходного напряжения будет близка к треугольной. При малой постоянной времени форма выходного напряжения близка к форме входного.

На рис. 33 приведены формы напряжений на выходе интегрирующей цепи при различных соотношениях между постоянной времени цепи и длительностью входного прямоугольного напряжения.

Отметим, что максимальное значение выходного напряжения падает с увеличением постоянной времени цепи (напомним, что у дифференцирующей цепи наблюдалось обратное соотношение).

Интегрирующие цепи используются для преобразования импульсов малой длительности в импульсы большой длительности, а также для получения напряжения пилообразной формы.

Глава V

ДЛИННЫЕ ЛИНИИ

§ 15. Параметры длинных линий

Рассмотрим электрические цепи с распределенными параметрами, т. е. такие цепи, геометрические размеры которых соизмеримы или больше длины волн передаваемых электромагнитных колебаний. Эти цепи обычно называют длинными линиями. Длинные линии, предназначенные для передачи электромагнитной энергии от передатчика к антенне или от антенны к входу приемника, называются фидерами (или фидерными линиями). В зависимости от назначения длина фидерных линий может колебаться от единиц метров до десятков и даже сотен километров. В то же время в радиотехнической практике широко используются сравнительно небольшие отрезки длинных линий.

Процессы, протекающие в длинной линии при передаче электромагнитной энергии, можно представить следующим образом. При подключении генератора к входным зажимам линии между проводами возникает электрическое поле, которое создает движение электронов, сопровождаемое появлением магнитного поля. Следовательно, напряжение и ток в линии связаны с существованием электромагнитного поля, силовые линии которого окружают проводники. В движущемся электромагнитном поле и заключена передаваемая вдоль линии энергия.

Для анализа процессов в длинных линиях следовало бы пользоваться уравнениями электромагнитного поля. Однако такое решение задачи в ряде случаев сложно для инженерной практики. Поэтому за-

дачу часто упрощают, не учитывая излучения и считая, что отношение размеров линии к длине волны невелико.

Всякая длинная линия имеет распределенные по длине индуктивность L , емкость между проводами C , активное сопротивление R и активную проводимость между проводами G , наличие которой обусловлено несовершенством изоляции.

Если параметры линии равномерно распределены по длине¹, то, обозначая соответствующие величины на единицу длины через L_1 , C_1 , R_1 и G_1 , имеем для линии длиной l

$$L = L_1 l; \quad C = C_1 l; \quad R = R_1 l; \quad G = G_1 l.$$

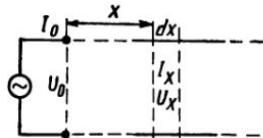


Рис. 34. Длинная линия

Обычно L_1 , C_1 , R_1 и G_1 называют первичными (или погонными) параметрами линии.

Допустим, что к входу бесконечно длинной линии подключен генератор синусоидальной э. д. с., создающий на входных зажимах линии напряжение U_0 (рис. 34). Выделим на расстоянии x от начала линии отрезок dx , напряжение на котором будет U_x , а ток, ответвляющийся через него, — I_x . Очевидно, что падение напряжения на участке dx можно подсчитать по формуле

$$dU_x = -I_x (R_1 + j\omega L_1) dx.$$

Аналогично на этом участке можно найти уменьшение тока, вызванное наличием параллельной проводимости

$$dI_x = -U_x (G_1 + j\omega C_1) dx.$$

Дифференцируя первое уравнение и подставляя в него значение производной $\frac{dI_x}{dx}$ из второго уравнения, найдем

$$\frac{d^2 U_x}{dx^2} + \gamma^2 U_x = 0, \quad (104)$$

где

$$\gamma^2 = (R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1). \quad (105)$$

Коэффициент γ называется постоянной распространения. Точно также может быть получено уравнение для тока

$$\frac{d^2 I_x}{dx^2} + \gamma^2 I_x = 0. \quad (106)$$

Уравнения (104) и (106) описывают процессы распространения электромагнитной энергии вдоль длинной линии при действии на ее входе синусоидальной э. д. с. с частотой ω .

¹ Такую цепь называют линией с равномерно распределенными параметрами.

Если потери в линии относительно малы (это обычно бывает при высокой частоте), т. е. $R_1 \ll \omega L$ и $G_1 \ll \omega C_1$, то как следует из уравнения (105),

$$\gamma^2 \approx -\omega^2 L_1 C_1.$$

Вводя обозначение

$$a = \omega \sqrt{L_1 C_1} = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (107)$$

получим решение уравнений в виде

$$\left. \begin{aligned} U_0 &= U_x \cos \alpha x + j I_x z_c \sin \alpha x; \\ I_0 &= I_x \cos \alpha x + j \frac{U_x}{z_c} \sin \alpha x, \end{aligned} \right\} \quad (108)$$

где

$$z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Коэффициент z_c называется волновым сопротивлением линии, а α — фазовой постоянной, причем λ — длина волны колебаний, передаваемых вдоль линии.

Иногда величины α и z_c называются вторичными параметрами линии. Легко видеть, что вторичные параметры линии зависят только от первичных параметров и от частоты.

В случае распространения электромагнитной энергии вдоль бесконечно длинной линии можно считать, что каждый элемент линии, в каком бы сечении ее ни рассматривать, нагружен на точно такой же элемент, имеющий волновое сопротивление z_c . При этом

$$I_x = \frac{U_x}{z_c},$$

и, следовательно, из уравнений (108) можно получить

$$\left. \begin{aligned} U_0 &= U_x (\cos \alpha x + j \sin \alpha x) = U_x e^{j\alpha x}; \\ I_0 &= I_x (\cos \alpha x + j \sin \alpha x) = I_x e^{j\alpha x}. \end{aligned} \right\} \quad (109)$$

Отсюда видно, что

$$\frac{U_0}{I_0} = \frac{U_x}{I_x} = z_c. \quad (110)$$

Следовательно, отношение напряжения к току в любой точке бесконечно длинной линии есть величина постоянная, равная волновому сопротивлению. Это означает, что волновое сопротивление является сопротивлением, которое длинная линия оказывает распространению волны напряжения или тока вдоль нее.

§ 16. Распространение электромагнитной энергии вдоль длинной линии

Скорость распространения электромагнитной энергии вдоль линии конечна, т. е. токи и напряжения передаются из одной точки линии к другой не мгновенно, а с некоторой конечной скоростью v , причем распространение их вдоль линии имеет волновой характер. Именно поэтому ток или напряжение в любой точке линии меняются не только во времени, но в любой момент отличаются от величины тока (напряжения) в соседних точках.

При распространении электромагнитной энергии вдоль бесконечно длинной линии отношение между напряжением и током равно волновому сопротивлению (величине вещественной), поэтому можно утверждать, что волны напряжения и тока по всей длине находятся в фазе. Определим скорость распространения электромагнитной энергии вдоль линии.

Как следует из формулы (107),

$$\lambda = \frac{2\pi}{\omega \sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{f \sqrt{L_1 C_1}}.$$
$$\text{Но } \lambda = vT = \frac{v}{f},$$

где T — период колебаний.

Значит

$$v = \lambda f = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}. \quad (111)$$

Таким образом, скорость распространения электромагнитных колебаний вдоль линии полностью определяется ее первичными параметрами. Если диэлектриком, разделяющим провода линии, является воздух, то v почти равно скорости света. У линий с другим диэлектриком скорость распространения v меньше за счет более высоких значений L_1 и C_1 .

Отметим, что скорость v есть скорость распространения заданной фазы волны, поэтому она называется фазовой скоростью. В рассматриваемой линии фазовая скорость равна скорости распространения электромагнитной энергии. Ниже будет показано, что существуют такие цепи с распределенными постоянными, где фазовая скорость и скорость распространения электромагнитной энергии различны.

§ 17. Длинная линия при различных нагрузках на конце

Рассмотрим линии конечной длины. Допустим, что мы разрезали линию бесконечной длины и в конце отрезка включили резистор с сопротивлением R_n , равным волновому, т. е. $R_n = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$.

Так как сопротивление, которое оказывает длинная линия распространению электромагнитной волны, равно волновому, то это равно-

значно тому, что данный отрезок нагружен на бесконечно длинную линию, имеющую аналогичное волновое сопротивление $z_c = R_n$. В таком отрезке электромагнитная энергия, создаваемая генератором в начале линии, распространяется со скоростью v к нагрузке в виде падающей или так называемой бегущей волны и полностью поглощается нагрузкой. Если же сопротивление нагрузки не равно волновому сопротивлению линии, то электромагнитная энергия уже не вся поглощается нагрузкой, а частично отражается от нее и в виде отраженной волны распространяется от нагрузки к генератору со скоростью v .

Рассмотрим физические процессы, протекающие в длинных линиях при различных нагрузках на конце.

Сопротивление нагрузки равно нулю (короткозамкнутая линия). В этом случае волны напряжения и тока, создаваемые генератором, дойдут со скоростью v до конца линии. Так как здесь отсутствует потребитель энергии, то, отразившись, волны напряжения и тока будут распространяться от конца линии к ее началу, причем, складываясь с падающими, они образуют стоячие волны. В короткозамкнутой линии без потерь амплитуды падающей и отраженной волн тока (напряжения) равны, поэтому в точках минимума (узлах) ток и напряжение равны нулю, а в точках максимума (пучностях) ток и напряжение равны удвоенному амплитудному значению падающих волн.

Обратимся к основным уравнениям (108). При длине линии $x = l$ имеем ($U_l = 0$):

$$\left. \begin{aligned} U_0 &= jI_l z_c \sin \alpha l; \\ I_0 &= I_l \cos \alpha l. \end{aligned} \right\} \quad (112)$$

Если считать, что ток в конце линии изменяется по синусоидальному закону, т. е.

$$I_l = I_{l \max} e^{j\omega t},$$

то, обращаясь к уравнениям (112), получим:

$$\left. \begin{aligned} U_0 &= jI_{l \max} z_c e^{j\omega t} \sin \alpha l; \\ I_0 &= I_{l \max} e^{j\omega t} \cos \alpha l. \end{aligned} \right.$$

Но

$$j = e^{-j\frac{\pi}{2}}.$$

Следовательно,

$$\left. \begin{aligned} U_0 &= I_{l \max} z_c e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)} \sin \alpha l, \\ I_0 &= I_{l \max} e^{j\omega t} \cos \alpha l. \end{aligned} \right.$$

Эти выражения показывают, что ток и напряжение в короткозамкнутой линии без потерь сдвинуты между собой на угол $\frac{\pi}{2}$, причем фазовый угол напряжения или тока не зависит от длины линии. Последнее означает, что энергия вдоль линии не распространяется.

Здесь наблюдается лишь переход от максимума электрической энергии в пучности напряжения в максимум магнитной энергии в пучности тока. Подобный результат возможен лишь при отсутствии бегущей волны. На самом же деле в реальной линии имеются потери на распределенном сопротивлении R и, следовательно, всегда имеется (может быть и очень небольшая) бегущая волна.

Вернемся вновь к выражению (112), из которого легко получить отношение напряжения к току в начале линии — входное сопротивление,

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U_0}{I_0} = Z_0 = jz_c \operatorname{tg} \alpha l. \quad (113)$$

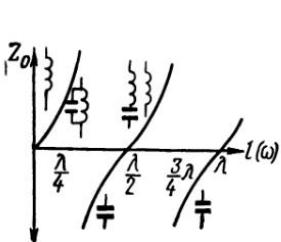


Рис. 35. Частотная зависимость входного сопротивления разомкнутой линии

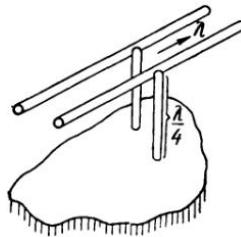


Рис. 36. Четырехвольновой изолятор

Таким образом, входное сопротивление короткозамкнутой линии изменяется в зависимости от длины по закону тангенса (рис. 35). Так как

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega \sqrt{L_1 C_1},$$

то можно написать, что

$$Z_0 = iz_c \operatorname{tg} (\omega l \sqrt{L_1 C_1}). \quad (114)$$

Это означает, что законы изменения входного сопротивления линии от длины и от частоты одинаковы.

Из выражения (113) видно, что при $l = \frac{\lambda}{4}, \frac{3}{4}\lambda$ и т. д. входное сопротивление линии бесконечно велико. Это точки узлов тока и пучностей напряжения. При $l = \frac{\lambda}{2}; \lambda$ и т. д. входное сопротивление линии равно нулю. Это точки узлов напряжения и пучностей тока (см. рис. 35).

Как видно из рис. 35, у короткозамкнутой линии длиной $l < \frac{\lambda}{4}$ входное сопротивление положительное и при этом оно возрастает с ростом частоты, т. е. линия имеет характер индуктивности. При $l = \frac{\lambda}{4}$ линия ведет себя как параллельный колебательный контур. С ростом длины линии свойства ее меняются:

при $\frac{\lambda}{4} < l < \frac{\lambda}{2}$ входное сопротивление линии имеет емкостный характер;
при $l = \frac{\lambda}{2}$ она приобретает свойства последовательного колебательного контура и т. д.

Приведенные особенности линии определили и возможности ее применения. Так, линия, длина которой $l < \frac{\lambda}{4}$, используется в качестве индуктивности контуров, причем в УКВ диапазоне, где она обычно применяется, геометрические размеры ее получаются достаточно малыми и практически весьма просто реализуемыми.

Линии, длиной $l = \frac{\lambda}{4}$, применяются в качестве металлических изоляторов (рис. 36). Это объясняется тем, что входное сопротивление короткозамкнутой четвертьволновой линии очень велико.

Это же обстоятельство позволяет использовать четвертьволновой короткозамкнутый отрезок линии в качестве параллельного колебательного контура, добротность Q которого доходит до 10 000 (напомним, что у обычных колебательных контуров добротность Q не превышает 100—200).

Сопротивление нагрузки равно бесконечности (разомкнутая линия). В этом случае волны напряжения и тока, дошедшие до конца линии, так же, как и в предыдущем случае, отразятся и будут распространяться от конца линии к ее началу, образуя вместе с падающими стоячую волну.

Обращаясь к уравнению (108), имеем ($I_l = 0$):

$$\left. \begin{aligned} U_0 &= U_l \cos \alpha l; \\ I_0 &= j \frac{U_l}{z_C} \sin \alpha l. \end{aligned} \right\} \quad (115)$$

Если считать, что напряжение в конце линии изменяется по синусоидальному закону, т. е.

$$U_l = U_{l \max} e^{j\omega t},$$

то согласно уравнениям (115), имеем:

$$U_0 = U_{l \max} e^{j\omega t} \cos \alpha l;$$

$$I_0 = j \frac{U_{l \max}}{z_C} e^{j\omega t} \sin \alpha l$$

или

$$U_0 = U_{l \max} e^{j\omega t} \cos \alpha l;$$

$$I_0 = \frac{U_{l \max}}{z_C} e^{j\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)} \sin \alpha l.$$

Следовательно, и в разомкнутой линии без потерь ток и напряжение сдвинуты на угол $\frac{\pi}{2}$, причем фазовый угол напряжения и тока не зависит от длины линии, т. е. энергия вдоль линии не распространяется.

Входное сопротивление разомкнутой линии, определяемое из уравнений (115), равно

$$\left. \begin{aligned} Z_{\text{вх}} &= Z_{\infty} = -jz_C \operatorname{ctg} \alpha l; \\ \text{или} \\ Z_{\infty} &= -jz_C \operatorname{ctg} (\omega l \sqrt{L_1 C_1}). \end{aligned} \right\} \quad (116)$$

Закон изменения входного сопротивления разомкнутой линии в функции от длины линии или частоты подводимых колебаний приведен на рис. 37. Из рис. 37 видно, что линия длиной $l < \frac{\lambda}{4}$ ведет себя как емкостное сопротивление; при $l = \frac{\lambda}{4}$ линия эквивалентна последовательному колебательному контуру. При дальнейшем увеличении длины линия может рассматриваться как индуктивность, параллельный контур и т. д.

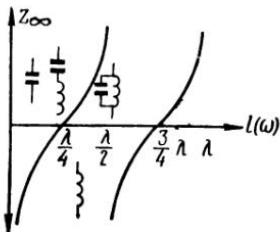


Рис. 37. Частотная зависимость входного сопротивления короткозамкнутой линии

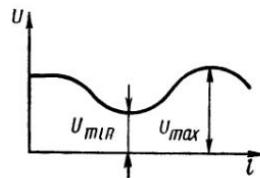


Рис. 38. К определению коэффициента бегущей волны

Указанные выше особенности поведения разомкнутой линии определяют возможность использования ее в качестве емкости, последовательного контура, фильтра и т. д.

При передаче вдоль линий электромагнитной энергии ее стремятся нагружить на сопротивление z_h , равное волновому, т. е. согласовать ее с нагрузкой. Так как обычно невозможно иметь точное согласование линии с нагрузкой, то наряду с бегущей в линии наблюдается стоячая волна. Для оценки качества согласования часто вводят так называемый коэффициент отражения p , которым обозначают отношение напряжения (или тока) отраженной волны к напряжению (или току) падающей волны в месте отражения.

Можно показать, что коэффициент отражения

$$p = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}} = \frac{z_h - z_C}{z_h + z_C}. \quad (117)$$

Иногда для определения соотношения между амплитудами бегущей и стоячей волн пользуются понятием коэффициента бегущей волны,

под которым подразумевают отношение минимального значения напряжения (или тока) к максимальному его значению (рис. 38)

$$K_{\text{бв}} = \frac{U_{\min}}{U_{\max}} = \frac{I_{\min}}{I_{\max}} . \quad (118)$$

При $U_{\min} = U_{\max}$ коэффициент бегущей волны равен единице, т. е. стоячая волна отсутствует.

§ 18. Конструктивное выполнение фидерных линий

Наиболее простым является так называемый открытый фидер, представляющий собой открытую линию, состоящую из двух параллельных (обычно медных) проводников. Расстояние между проводниками на всем протяжении линии неизменно благодаря применению опорных изоляторов, выполняемых из специальных высокочастотных керамических материалов. Первичные параметры и волновое сопротивление такого фидера определяются по формулам (рис. 39):

$$\left. \begin{aligned} L &= 0,921 \cdot 10^{-6} \lg \frac{n}{r} \Gamma \cdot \text{м}; \\ C &= \frac{12}{\lg \frac{n}{r}} 10^{-12} \Phi \cdot \text{м}; \\ R &= 8,4 \cdot 10^{-6} \frac{\sqrt{f}}{r} \text{ Ом} \cdot \text{м}; \\ z_C &= \sqrt{\frac{L}{C}} = 276 \lg \frac{n}{r} \text{ Ом } (r \ll n), \end{aligned} \right\} \quad (119)$$

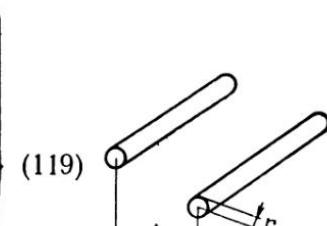


Рис. 39. Двухпроводная открытая линия

где n — расстояние между центрами проводов;

r — радиус провода (n и r измеряются в одинаковых единицах);
 f — рабочая частота в герцах (при подсчете величины R радиус провода r измеряется в сантиметрах).

В практически выполнимых линиях $\frac{n}{r} \geqslant 5$, поэтому обычно $z_C \geqslant 200$ Ом. Наиболее часто $z_C \approx 400 \div 600$ Ом.

Единственное достоинство открытого фидера — его простота. Однако открытым фидерам присущ ряд серьезных недостатков, основным из которых является излучение фидером электромагнитной энергии вдоль всей его длины. Это излучение, резко возрастающее с укорочением длины волны, снижает коэффициент полезного действия и ухудшает диаграмму направленности антенны, питаемой таким фидером.

От основного недостатка, присущего открытой линии, свободна экранированная линия, выполняемая обычно в виде двухпроводного кабеля, в котором проводники разделены сплошным слоем твердого, но гибкого диэлектрика. Такая линия (рис. 40) состоит из: двух про-

водников *a*; диэлектрика *b*, экрана-оплетки из тонкой медной проволоки *в* и защитной оболочки *г*, выполняемой обычно из специальной пластмассы.

Благодаря применению экрана потери на излучение получаются весьма небольшими, однако с ростом частоты значительно возрастают диэлектрические потери, что ограничивает использование экранированного кабеля дециметровым диапазоном волн.

Волновое сопротивление экранированного кабеля может быть подсчитано по формуле

$$z_C = \frac{276}{\sqrt{\epsilon}} \lg \frac{2n}{d} \left(\frac{R^2 - n^2}{D^2 + n^2} \right), \quad (120)$$

где ϵ — табличное значение диэлектрической проницаемости использованного в кабеле диэлектрика;
n — расстояние между осями проводов;
d — диаметр проводов;
D — внутренний диаметр экранирующей оболочки.



Рис. 40. Двухпроводная кабельная линия

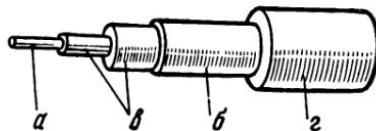


Рис. 41. Коаксиальная линия

Очень широко применяются коаксиальные кабели (рис. 41), состоящие из внутреннего привода *a*, коаксиально расположенного внешнего проводника *b*, твердого высокочастотного диэлектрика *в*, защитного покрытия *г*, выполняемого из специального (обычно винилового) пластического материала. В большинстве случаев в качестве диэлектрика используется полиэтилен, имеющий диэлектрическую проницаемость $\epsilon = 2,3$ и тангенс угла потерь $(2 \div 4) \cdot 10^{-4}$. Внешний проводник выполняется в виде оплетки из тонких голых медных проволок.

Первичные параметры и волновое сопротивление коаксиальной линии выражаются через размеры следующим образом:

$$\begin{aligned} L &= 0,461 \cdot 10^{-6} \lg \frac{D}{d}; \quad C = \frac{24,1\epsilon}{\lg \frac{D}{d}} 10^{-12}; \\ R &= \frac{100\rho}{2\pi\delta} \left(\frac{2}{D} + \frac{2}{d} \right); \\ z_C &= \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \lg \frac{D}{d}; \quad \delta = \sqrt{\frac{\rho}{2\pi\omega}}, \end{aligned} \quad (121)$$

где *L* — распределенная по длине индуктивность, Г·м;
C — емкость между проводами, Ф·м;

R — активное сопротивление между проводами Ом·м;
 z_c — волновое сопротивление линии, Ом;
 ρ — удельное сопротивление проводников, Ом/см;
 δ — глубина поверхностного эффекта, см;
 D и d — диаметры внешнего и внутреннего проводников, см.

Следует заметить, что основные потери в коаксиальном кабеле обусловлены сопротивлением R , которое из-за поверхностного эффекта весьма велико в диапазоне достаточно коротких радиоволн.

С ростом частоты затухание в кабеле возрастает пропорционально квадратному корню из частоты. Наименьшее затухание соответствует оптимальному значению $\frac{D}{d} \approx 3,6$. При этом получаем волновое сопротивление, равное примерно 75 Ом.

Для передачи максимально возможного напряжения необходимо обеспечить возможно меньший градиент напряжения внутри кабеля. В коаксиальном кабеле градиент имеет наименьшую величину при $\frac{D}{d} = e = 2,71828$, что соответствует волновому сопротивлению $z_c = 60$ Ом. Однако передаваемая мощность будет максимальна, если волновое сопротивление и сопротивление нагрузки будут иметь каждое по 30 Ом.

Таким образом, существуют три оптимальных значения волнового сопротивления коаксиального кабеля: 30 Ом — по максимуму мощности, 60 Ом — по максимуму напряжения и 75 Ом — по минимуму затухания.

В большинстве случаев используются коаксиальные кабели, волновое сопротивление которых находится в пределах 50—100 Ом.

Глава VI

ВОЛНОВОДЫ И ОБЪЕМНЫЕ РЕЗОНАТОРЫ

§ 19. Волноводы

С укорочением длины волны передаваемых вдоль фидера электромагнитных колебаний приходится отказываться от коаксиального кабеля, так как уже в дециметровом и тем более в сантиметровом диапазонах волн потери в нем резко возрастают. Потери в коаксиальной линии изменяются обратно пропорционально диаметрам проводников. Таким образом, преобладающим является затухание, связанное с наличием внутреннего проводника. Естественно поэтому стремление отказаться от внутреннего проводника и создать систему в виде полой трубы.

Такая труба, выполненная из хорошо проводящего материала и являющаяся граничной поверхностью для электромагнитных волн, называется волноводом. Волноводы представляют собой особый тип длинных линий.

Для того чтобы понять механизм распространения электромагнитной энергии вдоль волновода, допустим, что имеется плоская электромагнитная волна, у которой электрический вектор E и магнитный H колеблются синусоидально по амплитуде, оставаясь под прямым углом друг к другу. Направление распространения энергии показано вектором S (рис. 42, a), перпендикулярным E и H .

Внесем в поле две параллельные плоскости из идеально проводящего материала (рис. 42, b), причем расположим их так, чтобы они были перпендикулярны электрическому вектору E . В этом случае структура поля не нарушается, так как электрический вектор остается перпендикулярным к проводникам, а магнитный — тангенциальным. Однако

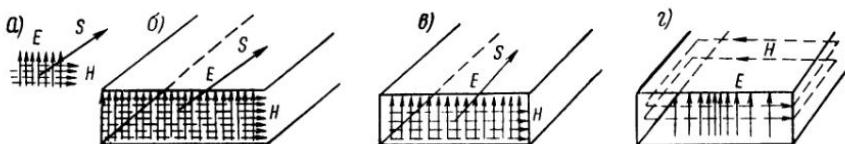


Рис. 42. Электромагнитное поле в волноводе

если теперь внести в поле еще две плоскости, перпендикулярные к предыдущим, т. е. завершить построение волновода (рис. 42, c), то плоская электромагнитная волна существовать уже не сможет, так как электрический вектор не может быть перпендикулярен одновременно к обеим парам плоскостей. Точно так же магнитный вектор не может быть тангенциален обеим парам.

Следовательно, поскольку требование перпендикулярности и тангенциальности остается в силе, электрическое поле на боковых стенах должно исчезать, синусоидально возрастаю к центру волновода.

Для того чтобы магнитные линии оставались тангенциальными к боковым стенкам, они должны быть замкнутыми прямоугольными контурами (рис. 42, c).

Очевидно, что введение боковых стенок искажило плоскую волну, превратив ее в новый тип (TE), называемый поперечно-электрической волной (электрическое поле здесь чисто поперечное, а магнитное имеет составляющую, направленную вдоль оси волновода). В волноводе можно создать и другой тип волны — поперечно-магнитную волну (TM), у которой магнитная составляющая лежит в плоскости, перпендикулярной оси волновода, а электрическое поле имеет составляющую, направленную вдоль оси волновода.

Волны TE и TM могут быть представлены в виде суммы двух плоских волн, каждая из которых распространяется под углом к боковым стенкам, отражаясь то от одной, то от другой стенки.

Рассмотрим подробней процесс распространения электромагнитных волн в волноводе. Допустим, что на идеальную отражающую плоскость (рис. 43) падает плоская электромагнитная волна, поляризованная таким образом, что векторы электрического поля расположены

перпендикулярно плоскости чертежа. Луч 1 достигает при этом плоскости и отражается в виде луча 2. В точке a , очевидно, горизонтальная составляющая электрического поля равна нулю, т. е. $E_1 + E_2 = 0$. Следовательно, при отражении волны происходит изменение фазы на 180° .

Отраженная волна встретится с прямой волной в некоторой точке δ_1 , в которой векторы напряженности электрического поля обеих волн совпадают по величине и противоположны по фазе. Значит в точке δ_1 результирующее поле равно нулю.

Рассматривая аналогично другие падающие и отраженные лучи, легко видеть, что через получающиеся точки $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \dots$ проходит поверхность нулевого уровня напряженности электрического поля. Поэтому, если расположить здесь проводящую плоскость, характер движения радиоволн в пространстве между этими плоскостями останется таким же, как он был раньше.

Аналогичный результат можно было бы получить, если рассматривать состояние поля в точках d_1, d_2, \dots и в любых других точках, расположенных на расстояниях, кратных b .

Для того чтобы в точке δ_1 фазы отраженного и падающего лучей были противоположными, путь $X_1 + X_2$, пройденный лучом, должен быть кратным длине волны, т. е.

$$X_1 + X_2 = n\lambda.$$

Расстояние между стенками волновода будет минимальным в том случае, когда $X_1 + X_2 = \lambda$.

Но

$$X_2 = \frac{b}{\cos \theta}; \quad X_1 = X_2 \cos 2\theta,$$

следовательно,

$$\frac{b}{\cos \theta} \cos 2\theta + \frac{b}{\cos \theta} = \lambda.$$

Учитывая, что $1 + \cos 2\theta = 2 \cos^2 \theta$, получаем

$$\lambda = 2b \cos \theta. \quad (122)$$

Поскольку максимальное значение $\cos \theta = 1$, легко найти критическую длину волны λ_{kp}

$$\lambda_{kp} = 2b. \quad (123)$$

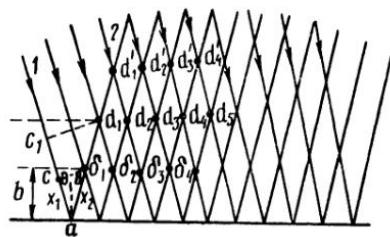


Рис. 43. Отражение волн идеальной отражающей поверхностью

Если $\lambda \geq \lambda_{\text{кр}}$, то электромагнитная энергия не распространяется вдоль волновода, а отражается от одной стенки к другой.

Так как электромагнитная энергия распространяется вдоль волновода по ломанным линиям, то скорость движения энергии вдоль волновода меньше скорости света. Эта скорость (u), называемая групповой, равна проекции скорости наклонного луча, т. е. вектора скорости света c .

Как видно из рис. 44,

$$u = c \sin \theta = c \sqrt{1 - \cos^2 \theta}.$$

Но

$$\cos \theta = \frac{\lambda}{2b} = \frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}},$$

следовательно,

$$u = c \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}. \quad (124)$$

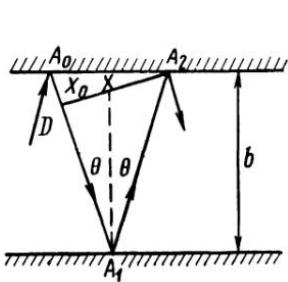


Рис. 44. К определению фазовой скорости

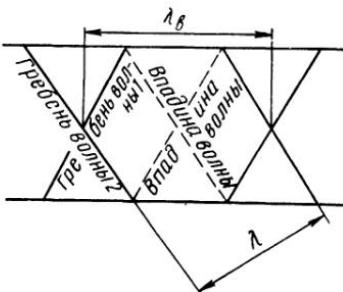


Рис. 45. К определению длины волны в волноводе

Выражение (124) показывает, что при $\lambda = \lambda_{\text{кр}}$ групповая скорость равна нулю, т. е. энергия вдоль волновода не передается.

При распространении энергии по волноводу поверхность равной фазы результирующей волны движется со скоростью, отличающейся от групповой. Эту скорость называют фазовой скоростью.

Для определения фазовой скорости v обратимся к рис. 44 и допустим, что за время t волна из точки A_0 переместилась в точку A_2 , пройдя путь $A_0A_1A_2$. Часть этого пути DA_1A_2 равна длине волны. Следовательно, изменение фазы происходит на величину, пропорциональную отрезку A_0D (X_0) и равную

$$\varphi = 2\pi \frac{X_0}{\lambda} = 2\pi f \frac{X_0}{c}.$$

Вдоль оси волновода за время t электромагнитная волна продвигается на величину, равную отрезку X (A_0A_2), следовательно:

$$\varphi = 2\pi f t = 2\pi f \frac{X}{v}; \quad 2\pi f \frac{X}{v} = 2\pi f \frac{X_0}{c}$$

или

$$v = \frac{X}{X_0} c, \quad \text{но} \quad \frac{X_0}{X} = \cos(90^\circ - \theta) = \sin \theta,$$

значит

$$v = \frac{c}{\sin \theta} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{kp}}\right)^2}}. \quad (125)$$

Так как $\lambda < \lambda_{kp}$, то очевидно, что фазовая скорость больше скорости света. В то же время, учитывая выражение (124), имеем $vu = c^2$, т. е. фазовая и групповая скорости связаны обратной зависимостью.

Представление о зигзагообразных волнах позволяет определить длину волны результирующего процесса, т. е. расстояние между двумя соседними гребнями (рис. 45). Длина волны зигзагообразного процесса вдоль его траектории остается такой же, как и в свободном пространстве, т. е.

$$\lambda = \frac{c}{f}.$$

Длина волны в волноводе определяется как

$$\lambda_b = \frac{v}{f},$$

но

$$f = \frac{c}{\lambda}.$$

Следовательно,

$$\lambda_b = \lambda \frac{v}{c}$$

или

$$\lambda_b = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{kp}}\right)^2}}. \quad (126)$$

Это выражение показывает, что длина волны в волноводе больше чем длина волны той же частоты в свободном пространстве λ , причем по мере приближения λ к λ_{kp} длина волны в волноводе увеличивается.

Кроме рассмотренного здесь прямоугольного волновода, на практике применяются круглые волноводы и волноводы, имеющие другой профиль поперечного сечения. Как уже говорилось выше, в прямоугольном и других типах волноводов возможны волны с иной структурой поля. Выражения (124), (125) и (126) применимы ко всем типам волн и ко всем типам волноводов. На рис. 46 показаны электрические и магнитные поля различных поперечно-электрических волн в прямо-

угольном и круглом волноводах. Цифровые индексы при буквенном обозначении типа волны указывают число стоячих полуволн поля, укладываемыхся вдоль сторон волновода, причем первый индекс относится обычно к стороне a , а второй — к стороне b . Индекс «нуль» означает отсутствие изменения поля вдоль соответствующей стороны поперечного сечения.

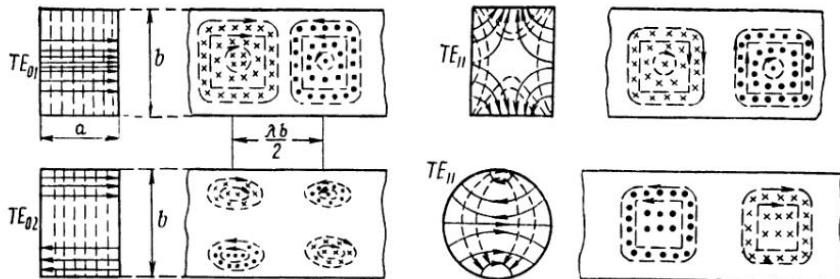


Рис. 46. Электрические и магнитные поля в волноводе

Во всех предыдущих рассуждениях предполагалось, что стенки волновода обладают идеальной проводимостью. Практически стенки волноводов имеют конечную проводимость. Это приводит к поглощению части энергии, затрачиваемой на нагревание стенок.

Наименьшее затухание энергии в волноводах получается у волн низших и простейших типов, и оно резко возрастает у волн сложной структуры. Из волн простейших типов наименьшим затуханием обладает поперечно-электрическая волна TE_{10} .

На рис. 47 приведены кривые затухания β в прямоугольных волноводах для наиболее употребительных типов волн. Здесь же пунктиром показана зависимость затухания от частоты для двухпроводной линии.

Как видно из рис. 47, затухание двухпроводной линий растет с увеличением частоты. Затухание же для данных типов волн в волноводе имеет резко выраженный минимум и значительно возрастает с приближением частоты к критической.

Поскольку при прочих равных условиях наименьшее затухание дает в волноводе волна типа TE_{10} , ее наиболее часто применяют на практике. Волна типа TE_{10} имеет и ряд других преимуществ, обусловливаемых, в частности, тем, что, критическая длина волны зависит в данном случае только от одного из размеров прямоугольного волновода. Это позволяет выбрать второй размер волновода произвольно, обычно настолько малым, насколько это допускается передаваемой вдоль волновода мощностью.

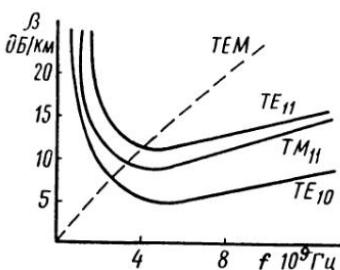


Рис. 47. Частотная зависимость затухания в волноводе

Кроме того, при малой величине одного из размеров прямоугольного волновода устраняется возможность возникновения в нем волн высших порядков.

§ 20. Объемные резонаторы

Рассматривая длинные линии, мы видели, что разомкнутые и короткозамкнутые отрезки их обладают свойствами настроенных контуров. Аналогичные свойства имеют и отрезки волноводов, замкнутые на обоих концах. Такие колебательные системы, называемые объемными резонаторами, широко применяются в диапазоне сантиметровых волн, где не только обычные колебательные контуры с сосредоточенными параметрами, но и отрезки длинных линий становятся уже практически неприменимыми из-за больших потерь.

Для того чтобы яснее представить себе работу объемного резонатора, обратимся к короткозамкнутой длинной линии, питаемой генератором на резонансной частоте. В этом случае максимальное значение тока и, следовательно, наибольшая напряженность магнитного поля находятся в середине короткозамыкающей стороны линии, а максимум напряжения и наибольшая напряженность электрического поля расположены у генератора, т. е. на входе линии.

Соединяя параллельно несколько подобных линий (рис. 48), мы соответственно увеличим напряженности магнитного и электрического

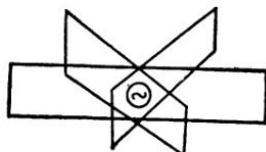


Рис. 48. К построению объемного резонатора

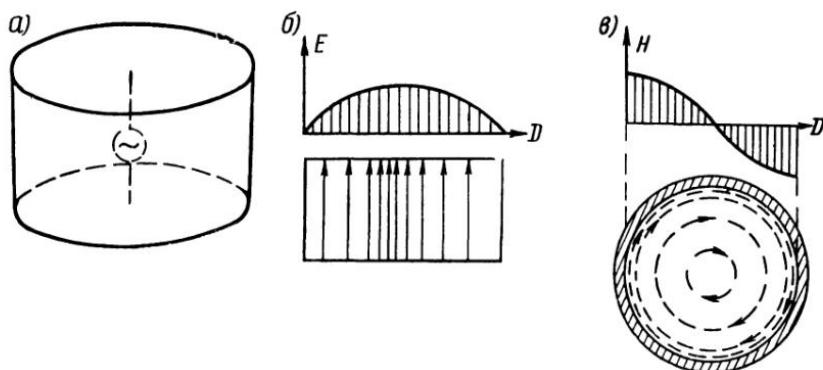


Рис. 49. Распределение силовых линий в объемном резонаторе

полей внутри системы. При увеличении числа параллельно соединенных линий создается сплошная замкнутая система в форме цилиндра, по оси которого включен генератор (рис. 49, a). Очевидно, что здесь получается максимум напряженности электрического поля, силовые линии которого соединяют основания.

Распределение электрических силовых линий по диаметру цилиндра приведено на рис. 49, б, из которого видно, что вдоль диаметра образуется стоячая полуволна. По окружности цилиндра напряженность электрического поля равна нулю.

На рис. 49, в показано магнитное поле в объемном резонаторе, густота силовых линий которого максимальна у образующих цилиндра и минимальна на оси. Здесь же приведено распределение напряженности магнитного поля вдоль диаметра.

При возбуждении стоячих волн в объемном резонаторе резонанс наступает на частоте f_0 (собственная длина волны λ_0). Этую частоту можно вычислить из условия кратности при резонансе длины l резонатора (замкнутого волновода) половине длины λ_B стоячей волны вдоль оси

$$l = n \frac{\lambda_B}{2}, \quad (127)$$

где n — любое целое число, а

$$\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{kp}}\right)^2}},$$

следовательно,

$$\lambda_0 = \lambda = \frac{2l}{\sqrt{n^2 + \left(\frac{2l}{\lambda_{kp}}\right)^2}}.$$

Так, если объемный резонатор представляет куб, у которого $l = b = a$, то поскольку при $n = 1$ величина $\lambda_{kp} = 2b$, имеем:

$$\lambda_0 = \frac{2b}{\sqrt{1 + \left(\frac{2b}{2b}\right)^2}} = b\sqrt{2} \quad (128)$$

и

$$f_0 = \frac{c}{\lambda_0} = \frac{3 \cdot 10^4}{b\sqrt{2}}, \quad (129)$$

где f_0 — в мегагерцах; b — в сантиметрах.

Можно показать, что добротность объемного резонатора выражается формулой

$$Q = \frac{V}{\delta g},$$

где V — объем;

g — площадь внутренней поверхности;

δ — глубина поверхностного эффекта.

Из этой формулы видно, что добротность резонатора тем больше, чем больше соотношение между объемом и поверхностью. Поскольку при неизменной форме с возрастанием размеров объем увеличивается

быстрее, чем поверхность, большие резонаторы имеют большую величину добротности. Практически объемные резонаторы имеют очень большие Q . Так, если объемный резонатор в форме куба со стороной $b = 10$ см выполнен из меди (при 3000 Мгц $\delta = 1,2 \cdot 10^{-4}$ см), то, поскольку у него отношение $\frac{v}{g}$ составляет 1,6, получаем

$$Q \approx \frac{1,6}{1,2} \cdot 10^4 = 13\,300.$$

При $b = 50$ см резонатор имел бы добротность $Q = 65\,000$.

Г л а в а VII

АНТЕННЫ

§ 21. Симметричный вибратор

Антеннное устройство является одним из основных элементов радиопередающей и радиоприемной станций. По назначению антенны разделяются на передающие, приемные, а также комбинированные приемно-передающие.

Передающие антенны преобразуют энергию токов высокой частоты передатчика в электромагнитную энергию и излучают эту энергию в окружающее пространство в виде электромагнитных волн или радиоволн. Приемные антенны извлекают энергию электромагнитных волн из окружающего пространства и, преобразуя ее в энергию токов высокой частоты, подают на вход приемного устройства.

Ввиду того, что антенны являются обратимыми преобразователями электромагнитной энергии, очень часто одну и ту же antennу используют как для передачи, так и для приема радиосигналов.

По направленности характеристики излучения антенны подразделяются на антенны направленного действия и антенны ненаправленного действия.

Антенна представляет открытый колебательный контур, настроенный на заданную частоту. Простейшей antennой является так называемый симметричный вибратор, отличающийся геометрической симметрией. Симметричным вибратором является изолированный с обоих концов проводник, питаемый током высокой частоты в центральной своей части (рис. 50). Он может быть получен из разомкнутой двухпроводной линии при разведении ее концов на 180° . Известно, что в линии, разомкнутой на конце, в результате сложения падающей и отраженной волн устанавливается стоячая волна тока и напряжения. При стоячих волнах амплитуды тока и напряжения вдоль линии меняются от нуля до максимума; при этом в точках, где амплитуда напряжения равна

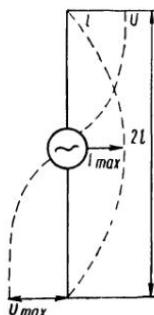


Рис. 50. Полуволновой симметричный вибратор

нулю, амплитуда тока максимальна, наоборот, в точках с максимальной амплитудой напряжения амплитуда тока равна нулю. Расстояние вдоль линии между соседними нулевой амплитудой тока и нулевой амплитудой напряжения равно одной четверти длины волны. Следовательно, для работы на собственной волне λ_0 длина $2l$ симметричного вибратора должна быть равна $2l = \frac{\lambda_0}{2}$. Поэтому антенна, изображенная на рис.50, называется полуволновым симметричным вибратором. Симметричные антенны, как правило, применяются на коротких и ультракоротких волнах. Питание симметричных антенн, т. е. подводка энергии от генератора токов высокой частоты к антенне или соединение антennы с входом приемника, производится с помощью симметричной фидерной линии.

§ 22. Вертикальная заземленная (штыревая) антenna

При работе на средних и длинных волнах антенные типа «симметричный вибратор» практически не пригодны, так как требуемые размеры антенн слишком велики. Размещение такой антенны в судовых условиях оказывается невозможным. По этой причине на волнах, превышающих несколько десятков метров, применяются заземленные, или

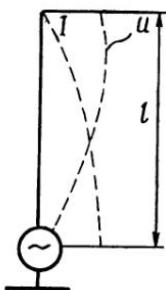


Рис. 51. Заземленная антenna

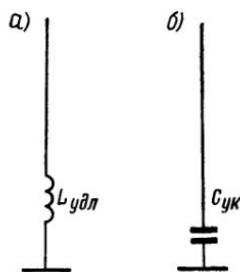


Рис. 52. Управление длиной волны антennы

несимметричные, антенные. Один конец провода такой антенны изолируется, а второй через элементы связи с передатчиком или приемником заземляется, например, соединяется с корпусом судна (рис. 51). Так как земля является проводником электрического тока, то она заменяет собой вторую половину антенны. Из рис. 51 следует, что вдоль заземленного провода антенны укладывается одна четвертая часть волны тока или напряжения, следовательно, собственная длина волны такой антенны будет равна $\lambda_0 = 4l$, т. е. длина провода для устройства антennы должна быть в два раза меньше, чем для незаземленной антены. Но даже в этом случае требуемая длина провода антены не всегда может быть размещена на судне. Кроме того, одна и та же антenna должна использоваться при работе на различных волнах. Поэтому для рабо-

ты антенны на волнах, отличающихся от ее собственной длины волны, антенну настраивают, включая в нее реактивные элементы (катушку индуктивности или конденсатор).

Если в antennу последовательно включить катушку индуктивности (рис. 52, а), то общая индуктивность antennого контура возрастает, и antennа будет настроена на более длинную волну, чем собственная. Величина индуктивности $L_{удл}$ катушки, потребной для включения в antennу, определяется по формуле

$$L_{удл} = 7,31 \cdot 10^{-2} \lg \left(\frac{l}{r} \right) \operatorname{ctg}(\alpha l),$$

где $L_{удл}$ — индуктивность катушки, мкГ;

l — длина провода antennы, м;

r — радиус провода, м;

$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda}$ — фазовая постоянная, $^{\circ}/\text{м}$.

λ — рабочая длина волны, м;

Если последовательно с antennой включается конденсатор (рис. 52, б), то общая емкость antennы уменьшается, и antennа будет настроена на более короткую волну, чем собственная длина волны antennы. Величина емкости $C_{ук}$ конденсатора для настройки antennы на волну λ определяется по формуле

$$C_{ук} = 3,84 \frac{\operatorname{ctg} \left(\alpha l - \frac{\pi}{2} \right)}{\lg \frac{l}{r}},$$

где $C_{ук}$ — емкость конденсатора, пФ.

§ 23. Понятие о действующей высоте antennы

Ввиду того, что величина тока в проводе antennы по ее длине не одинакова, а изменяется от точки к точке, подсчет мощности, излучаемой antennой, производится с помощью разбивки вертикальной antennы на большое число малых отрезков, величина тока вдоль которых считается постоянной. Тогда общая мощность, излучаемая antennой, будет определяться как сумма мощностей, излучаемых всеми отрезками. Мощность, излучаемая отдельным отрезком, равна

$$\Delta P_{\Sigma} = 40 (\Delta I \alpha \Delta l)^2,$$

где ΔI — величина тока в отдельном отрезке.

Δl — длина отдельного отрезка;

Тогда мощность, излучаемая заземленной вертикальной antennой, определяется выражением

$$P_{\Sigma} = \sum \Delta P_{\Sigma} = \sum 40 (\Delta I \alpha \Delta l)^2 = 40 \alpha^2 \sum (\Delta I \Delta l)^2$$

или в дифференциальной форме

$$P_{\Sigma} = \int_0^l dP_{\Sigma} = \int_0^l 40 (I_l \alpha dI)^2 = 40 \alpha^2 \int_0^l (I_l dI)^2.$$

Интеграл $\int_0^l I_t dl$ называется здесь моментом тока, который равен площади фигуры, изображающей распределение тока вдоль провода вертикальной заземленной антенны. В целях упрощения расчетов площадь этой фигуры заменяют равновеликим прямоугольником, основание которого равно основанию фигуры или величине тока у основания антенны (рис. 53, а). Высота равновеликого прямоугольника называется действующей высотой h_d антенны.

Действующая высота h_d вертикальной антенны меньше ее геометрической высоты l . Например, для вертикальной заземленной антенны, работающей на собственной волне (без включения удлинительной катушки или укорачивающего конденсатора), действующая высота будет равна

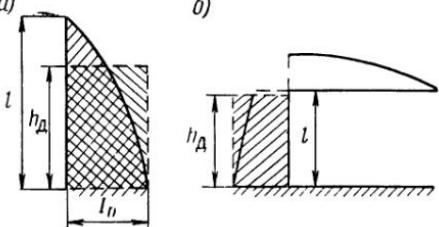


Рис. 53. Действующая высота антennы

$$h_d = \frac{2l}{\pi} \approx 0,64l.$$

Зная действующую высоту антennы, можно определить момент тока

$$\int_0^l I_t dl = I_A h_d,$$

где I_A — величина тока у основания антennы, А;

h_d — действующая высота антennы, м.

Отсюда мощность, излучаемая антennой, будет равна

$$P_{\Sigma} = I_A (40\alpha^2 h_d^2).$$

Выражение в скобках имеет размерность сопротивления и называется сопротивлением излучения антennы

$$R_{\Sigma} = 40\alpha^2 h_d^2 = 160 \left(\frac{\pi h_d}{\lambda} \right)^2 \text{ или } R_{\Sigma} = 1600 \left(\frac{h_d}{\lambda} \right)^2.$$

Следовательно, при данной величине тока I_A у основания антennы и длине рабочей волны λ излучаемая мощность будет тем больше, чем больше действующая высота антennы. Увеличение действующей высоты антennы при данной геометрической высоте l достигается применением горизонтального провода, который присоединяется к вертикальному проводу антennы (рис. 53, б). В этом случае ток у верхнего конца вертикальной части антennы будет больше нуля, его распределение оказывается более равномерным и действующая высота антennы увеличится. Вертикальный провод, являющийся по-прежнему основной излучающей частью антennы, присоединяется либо к концу горизонтального провода, образуя Г-образную антенну (рис. 54, а), либо к середине горизонтального провода, образуя Т-образную антенну (рис. 54, б). При одинаковой длине вертикального и горизонтального проводов

и при одной и той же рабочей длине волны Г-образная антenna имеет большую действующую высоту.

В судовых условиях выбор типа антенн зависит от принятого расположения радиорубки относительно мачт. Если требуется иметь антенну сравнительно малой длины (антенны коротких волн, прием-

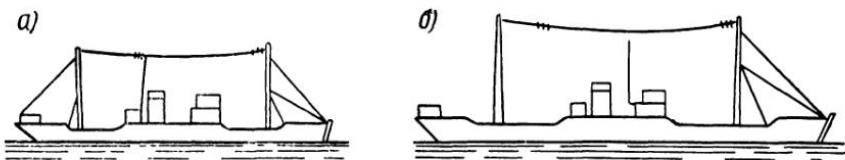


Рис. 54. Г-образная и Т-образная антennы

ные антennы) или если судно имеет только одну используемую для антennы мачту, иногда применяют антennы наклонного типа (рис. 55). На малых судах при небольшом разносе между мачтами для удлинения собственной волны антennы увеличивают ее емкость, применяя многолучевые антennы, которые могут быть Г-образного (а) или Т-образного (б) типа (рис. 56). Мощность P_A , подводимая к антenne, расходуется не только на излучение в пространство, значительная часть ее затрачивается на потери в проводах антennы, в морской воде, в корпусе судна, в изоляторах и различных проводниках, окружающих антенну. Особенно растут потери в металлических частях судна или в такелаже, если те или другие настроены на рабочую волну.

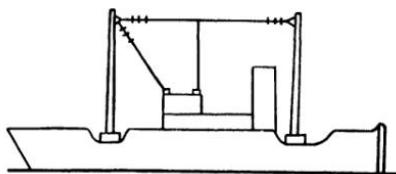


Рис. 55. Наклонная антenna

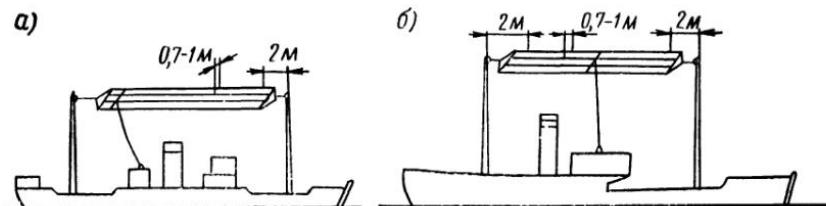


Рис. 56. Многолучевые антennы

Полное сопротивление антennы складывается из сопротивления излучения R_Σ и сопротивления потерь R_p . Мощность в антenne можно выразить как произведение квадрата действующего значения тока у основания антennы на полное сопротивление антennы $P_A = I_\text{A}^2 R_A = I_\text{A}^2 (R_\Sigma + R_p)$. Эффективность работы передающей антennы определяется ее коэффициентом полезного действия η_A , под которым

понимают отношение излучаемой мощности P_{Σ} ко всей мощности P_A , подводимой к антенне

$$\eta_A = \frac{P_{\Sigma}}{P_A} = \frac{I_A^2 R_{\Sigma}}{I_A^2 (R_{\Sigma} + R_{\Pi})} = \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R_{\Pi}}.$$

Следовательно, увеличение к. п. д. антенны достигается увеличением сопротивления излучения антенны и уменьшением сопротивления потерь.

§ 24. Приемные антенны

Если на антенну воздействует электромагнитное поле, то в антенне наводится переменная э. д. с., частота которой равна частоте изменения воздействующего поля. Величина наводимой э. д. с. будет зависеть от напряженности поля и высоты провода антенны.

Распределение напряжения в приемной антенне будет таким же, как и у передающей антенны. Поэтому численная величина напряжения в приемной антенне определяется как произведение напряженности электромагнитного поля сигнала у антенны на действующую высоту приемной антенны $E_A = Eh_d$, причем последняя определяется так же, как действующая высота передающей антенны.

Под действием напряжения в цепи приемной антенны возникает ток, величина которого будет равна

$$I_A = \frac{E_A}{Z_A},$$

где Z_A — полное сопротивление антенны, включая сопротивление излучения.

Основанием для выражения параметров приемной антенны через параметры передающей антенны является теорема взаимности антенн: если э. д. с. первой антенны E_1 возбуждает во второй антенне ток $I_{2,1}$, а э. д. с. второй антенны E_2 возбуждает в первой антенне ток $I_{1,2}$, то в случае равенства э. д. с. $E_1 = E_2$ токи также равны $I_{2,1} = I_{1,2}$. Свойство взаимности позволяет одну и ту же антенну использовать как передающую, так и приемную.

Основным требованием, предъявляемым к приемным антеннам является наличие достаточной действующей высоты.

§ 25. Направленность действия антенны

Электромагнитные волны излучаются антенной в различных направлениях неравномерно, т. е. антenna имеет свойства направленного излучения, которые характеризуются коэффициентом направленного действия и диаграммой (характеристикой) направленности.

Коэффициент направленного действия G показывает, во сколько раз мощность $P_{\Sigma\max}$ в направлении максимального излучения больше

среднего значения мощности $P_{\Sigma_{cp}}$, излучаемой по всем направлениям, т. е.

$$G = \frac{P_{\Sigma_{max}}}{P_{\Sigma_{cp}}}.$$

Распределение в пространстве электромагнитного поля или мощности, создаваемых антенной, выражается диаграммой направленности антennы. Диаграмма (характеристика) направленности антennы характеризуется графиком относительного изменения мощности или напряженности поля, создаваемых антенной в разных направлениях, но на одинаковом расстоянии от нее. Этот график может быть построен как в полярных, так и в прямоугольных координатах. Диаграмма направленности симметричного вибратора в экваториальной и меридиальной плоскостях, построенная в полярных координатах, имеет форму тороида вращения (рис. 57). Из рис. 57 следует, что в направлении оси симметричного вибратора излучения энергии не происходит, тогда как в направлениях, перпендикулярных к оси, излучение будет максимальным. Диаграмму направленности антennы часто изображают также и в прямоугольных координатах, пользуясь для удобства вычислений обратными относительными величинами напряженности поля $\frac{E_{max}}{E(\phi)}$ или мощности $\frac{P_{max}}{P(\phi)}$, выраженнымми в децибеллах и найденными по формулам:

$$N = 10 \lg \frac{P_{max}}{P(\phi)} \text{ и } N = 20 \lg \frac{E_{max}}{E(\phi)},$$

имея в виду, что

$$\left(\frac{E_{max}}{E(\phi)} \right)^2 = \frac{P_{max}}{P(\phi)}.$$

Величина N откладывается по оси ординат (рис. 58) и в этом случае выражается в децибеллах как функция от угла, т. е. $N(\phi)$. Ширина диаграммы направленности определяется углом раствора диаграммы направленности α по точкам половинной мощности (на уровне $0,5P_{max}$ или $0,7 E_{max}$), или на 3 дБ ниже максимума главного лепестка. Качество диаграммы направленности антennы оценивается, кроме угла α , интенсивностью боковых лепестков, которая применением соответствующей конструкции антены уменьшается до минимума.

Иногда для определения диаграммы направленности находят значения относительных величин $\frac{E(\phi)}{E_{max}}$ или $\frac{P(\phi)}{P_{max}}$. Очевидно, что при значении угла ϕ , соответствующем направлению максимального излучения эти отношения будут равны единице, а для всех других направле-

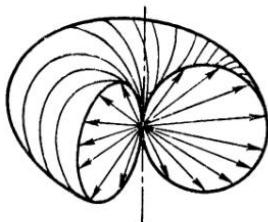


Рис. 57 Диаграмма направленности симметричного вибратора

ний — меньше единицы. Подобную диаграмму направленности (рис. 59), у которой максимум принят за единицу, называют нормированной. Величина $E(\varphi)$ для нормированной диаграммы направленности полуволнового симметричного вибратора описывается следующим уравнением:

$$\frac{E(\varphi)}{E_{\max}} = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \varphi\right)}{\sin \varphi}.$$

Если имеем два симметричных полуволновых вибратора 1 и 2 (рис. 60), расположенных на расстоянии $d = \frac{\lambda}{2}$ и питаемых синфазно

одинаковыми по величине токами, то такая система из двух антенн в отличие от одной антенны имеет направленность в экваториальной плоскости. Например, в направлении $\varphi = 0^\circ$ и $\varphi = 180^\circ$ поле вибратора 1

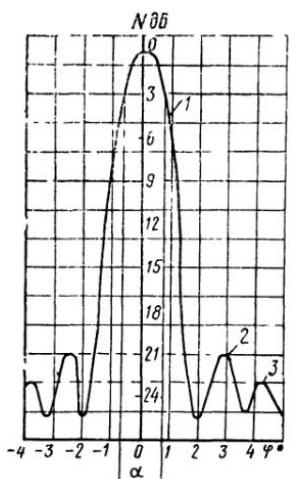


Рис. 58. Диаграмма направленности антенны в прямоугольных координатах:

1 — главный лепесток; 2 — первый боковой лепесток; 3 — второй боковой лепесток

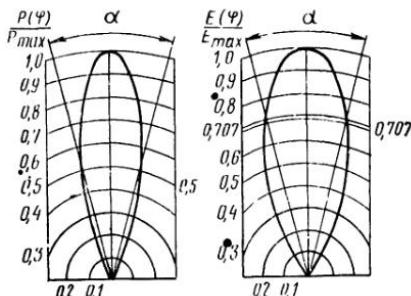


Рис. 59. Диаграмма направленности антенны в полярных координатах

сдвинуто относительно поля вибратора 2 на угол $\frac{2\pi}{\lambda} d = \frac{2\pi\lambda}{\lambda_2} = \pi = 180^\circ$, т. е. в этих направлениях поля вибраторов 1 и 2 оказываются в противофазе и взаимно уничтожаются. В направлениях $\varphi = 90^\circ$ и $\varphi = 270^\circ$ поля вибраторов складываются, и результирующее поле равно удвоенному значению полей каждого из вибраторов. Уравнение нормированной диаграммы в этом случае будет

$$\frac{E(\varphi)}{E_{\max}} = \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \varphi\right).$$

Сама же диаграмма в полярных координатах показана на рис. 60. В заключение рассмотрим случай, когда два симметричных полуволновых вибратора расположены на расстоянии один от другого $d = \frac{\lambda}{4}$ и ток во втором вибраторе опережает ток первого вибратора на угол $\frac{\pi}{2}$

(рис. 61.). Если бы токи в обоих вибраторах совпадали по фазе, то в направлении $\varphi = 0^\circ$ поле вибратора 2 запаздывало бы на угол $\frac{\pi}{2}$. Но так как ток во втором вибраторе опережает по фазе ток в первом вибраторе на угол $\frac{\pi}{2}$, то указанное запаздывание компенсируется. В результате поля обоих вибраторов в направлении $\varphi = 0^\circ$ оказываются в фазе и, следовательно, напряженность поля в этом направлении удваивается. В направлении $\varphi = 180^\circ$ поле вибратора 1 и поле вибратора 2 оказы-

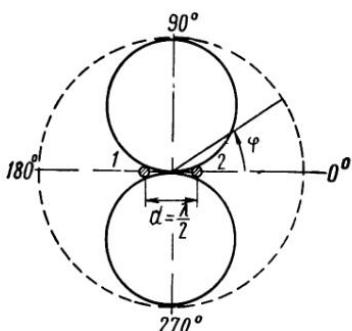


Рис. 60. Диаграмма направленности двух синфазных вибраторов

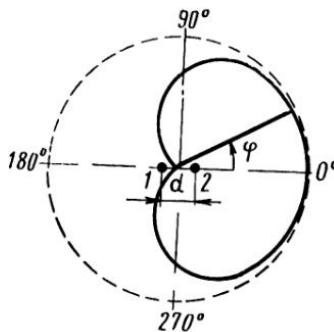


Рис. 61. Однонаправленное излучение

ваются в противофазе, и излучения энергии в этом направлении не будет. В результате уравнение диаграммы

$$\frac{E(\varphi)}{E_{\max}} = \cos \left[\frac{\pi}{4} (1 - \cos \varphi) \right].$$

В этом случае получаем однонаправленное излучение (рис. 61). Первый вибратор является рефлектором по отношению ко второму. Рефлектор может быть активным и пассивным. Активным рефлектором называется вибратор, питаемый непосредственно от передатчика, а пассивным, если токи в нем возбуждаются полем самой антенны.

Глава VIII

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

§ 26. Основные сведения о распространении радиоволн

Электромагнитная энергия, излучаемая антенной радиопередатчика, распространяясь в пространстве с очень большой скоростью, приблизительно равной скорости света в вакууме ($3 \cdot 10^8$ м/с), может быть принята на значительном расстоянии от передающей радиостанции.

Энергия, излучаемая передающей антенной, распространяется двумя путями: непосредственно вдоль земной поверхности (поверх-

ностная волна) и под углом к поверхности земли (пространственная волна).

Распространение поверхностных радиоволн на большие расстояния происходит за счет дифракции, т. е. способности радиоволн огибать кривизну земли. Явление дифракции наблюдается тогда, когда высота препятствия меньше или соизмерима с длиной волны. Дифракция проявляется тем больше, чем больше длина волны по сравнению с линейными размерами поверхности, на которую падают электромагнитные волны.

Энергия пространственных радиоволн достигает ионизированных слоев атмосферы — ионосфера, отражается от нее и вновь попадает на поверхность земли.

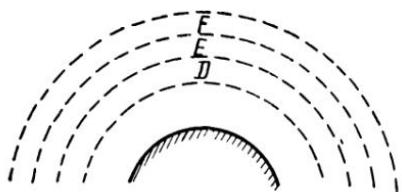


Рис. 62. Распределение слоев ионосферы

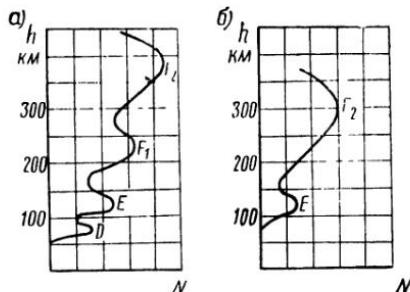


Рис. 63. График средней высоты расположения слоев ионосферы

Поскольку распространение поверхностных волн обусловливается дифракцией, на их дальность действия влияет состав почвы и рельеф местности, над которой происходит распространение. Так как земля является одновременно плохим проводником и плохим диэлектриком, то энергия поверхностных радиоволн в значительной степени ею поглощается. Поэтому, а также вследствие происходящего рассеяния электромагнитной энергии в пространстве с увеличением расстояния от передающей радиостанции напряженность электромагнитного поля постепенно убывает.

Потери энергии в земле, растительности и во всякого рода поверхностных объектах (зданиях и т. п.) будут тем больше, чем выше частота колебаний (короче волна). При распространении радиоволн над морской поверхностью потери электромагнитной энергии уменьшаются. Это происходит по двум причинам: во-первых, морская вода обладает лучшей проводимостью (меньшим сопротивлением), чем земля; во-вторых, на морской поверхности отсутствуют разного рода объекты, способствующие значительной потере энергии.

Отражение пространственных радиоволн происходит благодаря наличию в верхних слоях атмосферы свободных зарядов — электронов и ионов. Эти заряды появляются в результате действия солнечных лучей на верхние слои атмосферы. Под действием солнца часть атомов газа, входящих в состав воздуха, расщепляется на свободные электро-

ны и положительные ионы. Процесс этот называется ионизацией, а часть атмосферы, где имеются свободные электроны и ионы, — ионосферой.

Ионизированный воздух является полупроводником и влияет на распространение радиоволн. Степень ионизации, под которой подразумевается количество свободных электронов в одном кубическом сантиметре объема воздуха, зависит от расстояния до земли, от времени суток и времени года.

В нижних слоях атмосферы под действием солнечного излучения ионизируется только небольшая часть входящих в состав атмосферы газов. Ионизированная область атмосферы — ионосфера — простирается от высоты 50 км до верхней границы атмосферы, находящейся на высоте 1000—2000 км. Можно считать, что ионосфера состоит из трех максимумов ионизации, называемых условно слоями и обозначаемых буквами *D*, *E* и *F* (рис. 62).

Наиболее близко от земли (на высоте 50—60 км) находится слой *D*, существующий только днем. Степень ионизации слоя *D* невелика. Это происходит потому, что солнечная энергия доходит до нижних слоев воздуха ослабленной и не может создать заметной ионизации. Значительное давление в нижних слоях способствует, кроме того, обратному процессу: соединению электронов и ионов в нейтральные молекулы воздуха.

На высоте 90—120 км расположен слой *E*, проводимость которого выше слоя *D*. Объясняется это более высокой степенью ионизации слоя *E* из-за большей интенсивности действия солнечных лучей и большей разреженности (меньшее давление).

На высоте 200—400 км расположен слой *F*, который сохраняется и ночью, так как большая разреженность воздуха предотвращает частое взаимное столкновение электронов и ионов и образование нейтральных молекул воздуха. Разумеется, что между этими слоями атмосферы нет резких границ и переход от одного слоя к другому осуществляется постепенно.

В дневные часы, когда на атмосферу действует солнечное излучение, в ней образуются четыре максимума ионизации, называемые соответственно слоями *D*, *E*, *F₁* и *F₂*.

На рис. 63, *a* показаны средние высоты *h* расположения этих слоев днем в зависимости от электронной концентрации *N*. С наступлением темноты ионизация атмосферы не сразу исчезает, а постепенно. Особенно велика эта инерция для слоев *E* и *F₂*, ионизация которых снижается медленно и существует в течение всей ночи. Слои *D* и *F₁* теряют ионизацию сразу после захода солнца. На рис. 63, *b* показано распределение ионизации по высоте атмосферы в ночные времена.

Как уже отмечалось, в неионизированном воздухе радиоволны распространяются со скоростью, приблизительно равной $3 \cdot 10^8$ м/с. В ионизированном воздухе радиоволны имеют меньшую скорость распространения. Эта скорость уменьшается с увеличением концентрации электронов.

Ввиду того, что степень ионизации атмосферы изменяется с высотой, ионосфера по отношению к распространяющимся в ней радиоволнам ведет себя как неоднородная среда.

Попадая в ионосферу, радиоволны подвергаются ее влиянию, которое будет двояким: во-первых, благодаря неоднородности ионосферы изменяется направление распространения радиоволн и, во-вторых, происходит поглощение энергии радиоволн. Попадающий в ионосферу луч искривляется и при определенных условиях испытывает полное внутреннее отражение, вновь попадая на поверхность земли. Чем ниже частота и меньше угол α наклона луча и чем больше степень ионизации, тем больше преломление, т. е. тем сильнее искривляется путь радиоволны, попавших в ионосферу.

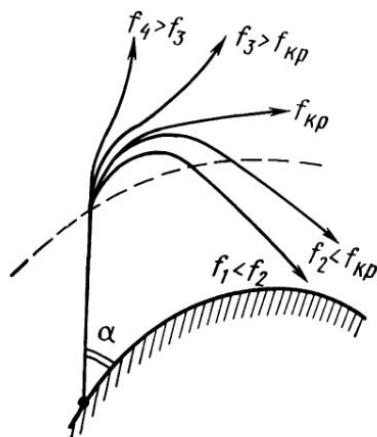


Рис. 64. Отражение от ионосферы радиоволн различных частот

Поглощение или затухание энергии радиоволн в ионосфере объясняется тем, что заряженные частицы ионосферы, приходя в колебательное движение, сталкиваются между собой и превращают энергию электромагнитного поля, вызывающего их движение, в тепловую энергию, выделяющуюся при столкновении частиц. С удлинением волн (понижением частоты) длина пути движения заряженных частиц увеличивается, столкновения происходят чаще и потери (поглощение) энергии будут больше.

При данных значениях угла α возвышения луча и степени ионизации слоя ионосферы отражение радиоволн будет происходить только в том случае, если частота не будет превышать некоторого определенного значения, называемого критической частотой f_{kp} . Волны, частота которых больше критической, не отражаются от ионизированного слоя, а пронизывают этот слой (рис. 64). Например, как показали исследования, радиоволны короче 10 м (частота выше 30 МГц) не способны отражаться от ионосферы даже в дневные часы, когда ионизация атмосферы максимальна.

Таблица 1

Наименование диапазона	Длина волны, м	Частота, Гц
Длинные волны	> 3000	$< 10^6$
Средние волны	3000—200	$10^5 — 1,5 \cdot 10^6$
Промежуточные волны	200—50	$1,5 \cdot 10^6 — 6 \cdot 10^6$
Короткие волны	50—10	$6 \cdot 10^6 — 3 \cdot 10^7$
Ультракороткие волны метровые . . .	10—1	$3 \cdot 10^7 — 3 \cdot 10^8$
То же, дециметровые	1—0,1	$3 \cdot 10^8 — 3 \cdot 10^9$
» сантиметровые	0,1—0,01	$3 \cdot 10^9 — 3 \cdot 10^{10}$
» миллиметровые	0,01—0,001	$3 \cdot 10^{10} — 3 \cdot 10^{11}$

В связи с тем, что на особенность распространения радиоволн влияет частота (длина волны), радиоволны принято разделять условно на отдельные диапазоны. Такая разбивка радиоволн приведена в табл. 1.

§ 27. Распространение длинных волн

Длинные волны имеют малые потери энергии в почве и легко огибают поверхность земли. В связи с этим такие волны действуют на значительном расстоянии от передатчика. Частоты диапазона длинных волн значительно меньше критических частот даже для более низких слоев ионосферы, вследствие чего длинные волны как днем, так и ночью легко отражаются от самых низких слоев ионосферы.

В дневное время отражение происходит от слабо ионизированного слоя D . В этом слое луч заметно затухает из-за большой плотности и недостаточной ионизации среды.

Ночью, когда слой D почти полностью исчезает, энергия длинных волн отражается от слоя E , имеющего лучшую проводимость и, следовательно, создающего меньшие потери. Благодаря этому в ночное время дальность действия длинноволновых радиостанций несколько возрастает.

Характерной особенностью длинных волн является постоянство условий распространения. Все периодические и нерегулярные процессы в ионосфере, как-то: одиннадцатилетний период солнечной активности, ионосферные возмущения, метеорологические условия — не оказывают существенного влияния на процессы распространения длинных радиоволн. Только суточные колебания ионизации практически несколько влияют на условия их распространения. Таковы преимущества диапазона длинных волн.

§ 28. Распространение средних волн

Распространение средних волн связано с заметным поглощением энергии землей и ионосферой. В связи с этим дальность действия поверхности лука даже при передатчике большой мощности и наиболее длинных волнах данного поддиапазона не превышает 2000—2500 км.

При приеме радиосигналов средневолнового диапазона в дневное время на расстоянии до 500—1000 км пространственных волн почти не обнаруживается. Это объясняется сильным поглощением луча в ионосфере, лежащей ниже слоя E (слой D). В ночное время отражение энергии происходит от слоя E , имеющего лучшую проводимость, чем слой D . Таким образом, средневолновой диапазон радиоволн характеризуется следующими особенностями: в дневное время прием сигналов на расстоянии 500—1000 км возможен только за счет энергии поверхностных волн, в ночное время прием радиосигналов осуществляется за счет поверхностных и пространственных волн.

На условия распространения средних волн влияет также время года. Последнее обстоятельство объясняется тем, что, во-первых, поглощение средних волн при отражении от ионосферы в летние месяцы

несколько больше, чем в зимние, и, во-вторых, в летние месяцы заметно возрастает влияние атмосферных помех. Известно, что качество приема радиосигналов определяется не абсолютным значением напряженности поля радиоволн, а отношением напряженности поля сигнала к напряженности поля помех.

Это отношение при прочих равных условиях в зимние месяцы будет больше, чем в летние. Остальные факторы — одиннадцатилетний период солнечной активности, ионосферные возмущения и прочее — заметного влияния на условия распространения средних волн не оказывают.

§ 29. Распространение коротких волн

Распространение коротких волн происходит так же, как волн длинных и средних, с помощью поверхностного и пространственного лучей. Энергия поверхностного луча в диапазоне коротких волн быстрее убывает с расстоянием вследствие больших потерь в земле, чем при длинных и средних волнах. Поэтому дальность распространения поверхностных коротких волн практически лежит в пределах до нескольких десятков, иногда немногих сотен километров.

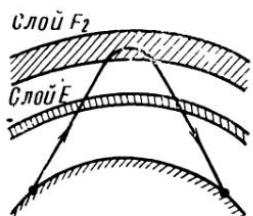


Рис. 65. Распространение коротких волн

волны слой E называют поглощающим, а слой F_2 — отражающим.

На условия распространения коротких радиоволн большое влияние оказывают время суток, время года, одиннадцатилетний период солнечной активности и географическое расположение линий радиосвязи.

Наиболее короткие волны ($10 \div 25$ м) пригодны для связи в дневное время, когда ионизация слоя F_2 максимальна и эти волны будут отражаться от слоя F_2 .

Работать на волнах $10 \div 25$ м в ночное время не рекомендуется, так как вследствие уменьшения ионизации слоя F_2 после захода солнца критическая частота понижается и волны $10 \div 25$ м отражаться не будут. В ночное время для осуществления связи необходимо перейти на более длинные волны $35 \div 70$ м.

Работа на волнах $35 \div 70$ м в дневное время принципиально возможна, так как эти волны будут отражаться от слоя F_2 , но вследствие увеличенной ионизации слоя E днем поглощение этих волн велико, отчего напряженность поля в месте приема может оказаться недостаточной.

В связи с изложенным волны $10 \div 25$ м называются дневными, а волны $35 \div 70$ м — ночных. Волны $25 \div 35$ м называют промежуточными.

В зимнее время в ночные часы ионизация уменьшается, поэтому для связи в это время применяют более длинные волны, чем в летние месяцы.

При увеличении солнечной активности особенно сильно возрастает ионизация слоя F_2 , и поэтому для радиосвязи желательно применять более короткие волны, так как при этом уменьшается поглощение волн слоем E .

При осуществлении связи на большие расстояния, когда наблюдается неодинаковая освещенность, выбор длины волны производится по состоянию ионизации наиболее темной области. Причем в этом случае должна быть выбрана наиболее короткая волна, которая может отразиться в наименее ионизированной точке отражения.

Особенность распространения коротких волн зависит также от возникновения особых явлений, к которым относятся замирание радиосигналов и наличие зон молчания; радиосвязь может также нарушаться из-за возмущений в ионосфере.

Явление замирания сигналов заключается в том, что напряженность поля, а следовательно, и сила сигналов в точке приема непрерывно и при этом беспорядочно изменяются. Основной причиной этого является взаимодействие в пункте приема нескольких отраженных от ионосферы лучей.

Например, если в пункт приема попадают два луча (рис. 66), один из которых претерпел однократное отражение от ионосферы, а второй — двукратное, то ввиду различного пути, пройденного лучами, фазы их могут оказаться различными. В частности, если фазы лучей будут отличаться один от другого на 180° , то результирующее поле будет уменьшаться. Если при этом случайно фазы полей окажутся одинаковыми, то поле будет увеличиваться.

Ввиду того, что состояние ионосферы под действием различных факторов (воздушные течения, флюктуации электронной концентрации и прочее) не остается постоянным, пути, проходимые лучами, а следовательно, и их фазы в пункте приема непрерывно изменяются. Это, в свою очередь, вызывает беспорядочное изменение результирующего поля.

Благодаря сильному поглощению землей энергии поверхностного луча при осуществляющей на коротких волнах связи может создаться промежуток (*ab*), куда не достигают поверхностные и не попадают пространственные волны (рис. 67). Этот промежуток называется зоной молчания. Ширина зоны молчания не является величиной постоянной и зависит от длины волны, времени суток и от мощности радиопередатчика.

С уменьшением длины волны ширина зоны молчания увеличивается, так как более короткие волны проникают глубже в ионосферу и отражаются от нее на землю на больших расстояниях. Энергия же поверхностных волн из-за увеличения потерь в земле быстро затухает.

Мощность радиопередатчика влияет на дальность действия поверхностной волны. С увеличением мощности дальность действия поверхностной волны увеличивается, а ширина зоны молчания уменьшается, и наоборот.

Кроме перечисленных явлений, а также периодического изменения слышимости, зависящей от времени суток и времени года, наблюдается изменение слышимости, а зачастую и пропадание приема в связи с возникновением магнитных и ионосферных возмущений (бурь). Основной причиной нарушения связи являются процессы, происходящие в слое F_2 во время ионосферных возмущений. Например, во время наиболее сильных ионосферных возмущений слой F_2 может оказаться полностью разрушенным, и тогда короткие волны перестают отражаться от ионосферы. Из-за этого связь прерывается иногда на многие часы.

Как показывают практические наблюдения, начало ионосферных возмущений сопровождается возрастанием поглощения коротких волн. При этом сила принимаемых сигналов уменьшается, становятся

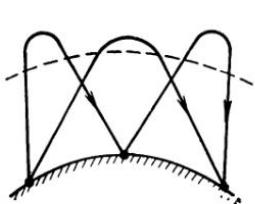


Рис. 66. Сложение волн при однократном и двухкратном отражении от ионосферы

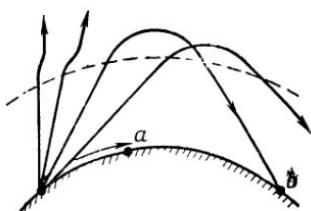


Рис. 67. Образование зоны молчания

более заметными замирания и т. д. В дальнейшем прохождение сигналов может вовсе прекратиться, и тогда для поддержания связи придется переходить на более длинные волны.

Наибольшее число ионосферных возмущений происходит вблизи магнитных полюсов. По мере удаления от магнитных полюсов интенсивность ионосферных возмущений ослабляется.

§ 30. Распространение ультракоротких волн

Ультракороткие волны, как правило, применяются для связи в пределах прямой видимости. Объясняется это тем, что отражение ультракоротких волн от ионосферы происходит лишь при повышении электронной концентрации слоя F_2 в годы максимума солнечной деятельности, а также происходит оно за счет рассеяния радиоволн на неоднородностях ионосферы. За пределами прямой видимости напряженность поля ультракоротких волн заметно уменьшается, так как дифракция в этом диапазоне оказывается очень слабо.

На дальность действия ультракоротких волн влияет высота установки антенны передатчика и антенны приемника. Дальность действия в километрах может быть определена по обычной формуле дальности видимости

$$D = 3,57 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}),$$

где h_1 — высота передающей антенны, м;

h_2 — высота приемной антенны, м.

Как показал академик Б. А. Введенский, на небольших расстояниях (значительно меньших, чем дальность прямой видимости) поле сигнала складывается в любой точке из двух волн: прямой волны и волны, отраженной от земной (морской) поверхности. В зависимости от разности хода (разности пути) прямой и отраженной волн результирующее поле в месте приема может оказаться меньше или больше каждого из составляющих полей. Если, например, разность хода прямой и отраженной волн меньше полуволны или составляет целое число волн, то результирующее поле в точке приема может уменьшиться до нуля. Если же разность хода составляет целое число полуволн, то результирующее поле будет удваиваться.

Распространение ультракоротких волн происходит в нижних слоях атмосферы — тропосфере. Влияние тропосферы на распространение ультракоротких волн оказывается двояким образом: во-первых, радиоволны распространяются непрямолинейно и при определенных условиях погоды наблюдается атмосферная рефракция, т. е. искривление луча; во-вторых, тропосферой рассеивается и поглощается энергия сантиметровых и особенно миллиметровых радиоволн.

Основными преимуществами ультракоротких волн являются:

возможность одновременной работы без взаимных помех большого количества радиостанций;

отсутствие нарушений связи во время ионосферных возмущений, что обеспечивает надежную радиосвязь в сложных условиях;

отсутствие атмосферных помех, кроме помех, вызываемых космическими шумами и шумами солнца;

возможность создания остронаправленных антенн при сравнительно малых размерах.

Глава IX

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ИОННЫЕ ПРИБОРЫ

§ 31. Двухэлектродная лампа

Приборы, работа которых основана на использовании потока свободных электронов, протекающих в вакууме, называются электронными.

Простейшим электронным прибором является двухэлектродная лампа, называемая диодом. Диод состоит из стеклянного, металлического или керамического баллона, из которого выкачен воздух. Внутри баллона помещаются два электрода — катод и анод. Катод служит источником свободных электронов. Простейший катод сделан из тонкой металлической нити, концы которой выводятся из баллона наружу и соединяются со специальными контактами — ножками, расположенным на цоколе лампы. Простейший анод устроен в виде цилиндра, окружающего катод. Для соединения с внешней цепью анод также имеет вывод наружу. На рис. 68 показано расположение электродов в баллоне и условное обозначение двухэлектродной лампы на схеме.

При прохождении тока металлическая нить нагревается, отчего увеличивается скорость движения полусвободных электронов в металле. При определенной величине этой скорости кинетическая энергия электронов становится достаточной для того, чтобы электроны могли преодолеть удерживающие их силы и отделиться от катода. Это явление называется термоэлектронной эмиссией, а ток, полученный при излучении электронов катодом, называют током эмиссии. Величина тока эмиссии I_e может быть определена по формуле

$$I_e = S_k A T^2 e^{-\frac{b}{T}}, \quad (130)$$

где S_k — активная поверхность катода, см^2 ;

T — температура нагрева катода в кельвинах;

A — коэффициент, зависящий от материала катода, от химической чистоты его поверхности и от других факторов;

b — коэффициент пропорциональности, характеризующий работу выхода электрона из металла.

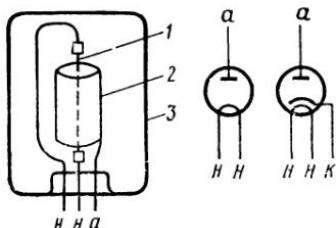


Рис. 68. Двухэлектродная лампа и ее схематическое изображение:

1 — катод; 2 — анод; 3 — баллон

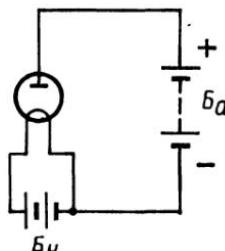


Рис. 69. Схема включения двухэлектродной лампы

На анод подается положительное относительно катода напряжение, т. е. между катодом и анодом лампы создается разность потенциалов. Под действием этого напряжения электроны попадают на анод и замыкаются через внешнюю цепь обратно на катод.

Если на анод подать отрицательное относительно катода напряжение, то электроны под влиянием отрицательного электрического поля будут отталкиваться от анода и возвращаться обратно на катод, следовательно, ток через лампу проходить не будет.

Схема включения двухэлектродной лампы показана на рис. 69. Диод имеет две самостоятельные замкнутые цепи: цепь накала и цепь анода. Цепь накала состоит из батареи B_H и самого катода. Ток накала протекает от плюса батареи B_H через катод к минусу батареи. Цепь анода заключает в себе анодную батарею B_a и промежуточный анод — катод лампы. Так как направление тока условно принято считать обратным направлению движения электронов, то ток, проходящий в анодной цепи лампы (анодный ток), направлен от плюса анодной батареи к аноду и далее через лампу и катод на минус анодной батареи.

Величина тока в анодной цепи диода определяется количеством электронов, поступающих на анод в единицу времени, и она зависит от двух факторов: тока эмиссии катода, т. е. количества электронов, испускаемых катодом в единицу времени, и от напряжения на аноде. При отсутствии на аноде положительного напряжения электроны, вылетевшие из катода, быстро теряют свою скорость. Это объясняется взаимным отталкиванием одноименно заряженных частиц. Электроны, потерявшие скорость, заполняют пространство вокруг катода, образуя отрицательно заряженное «облако»; называемое пространственным зарядом, который создает препятствие электронам, летящим к аноду.

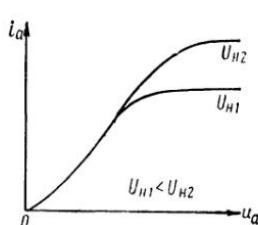


Рис. 70. Статическая характеристика двухэлектродной лампы

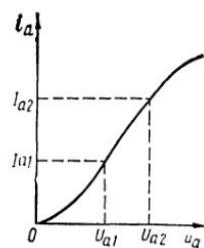


Рис. 71. Вычисление параметров лампы по характеристикам

При небольших напряжениях на аноде сквозь электронное «облако» проходят к аноду лишь электроны с большой начальной скоростью, и поэтому величина анодного тока будет незначительной. По мере повышения напряжения анод начинает притягивать все большее количество электронов, и от этого анодный ток увеличивается. Когда все электроны, испускаемые катодом, будут попадать на анод, то, несмотря на дальнейшее повышение анодного напряжения, анодный ток увеличиваться не будет. Это соответствует режиму, называемому насыщением. Очевидно, что величина анодного тока при насыщении будет равна току эмиссии катода.

Вакуум внутри баллона лампы необходим для того, чтобы электроны не сталкивались с частицами воздуха и не теряли свою скорость прежде чем они достигнут анода. Кроме того, наличие воздуха внутри баллона может вызвать сгорание катода, поскольку нагретый до высокой температуры катод вступит в реакцию с кислородом воздуха. Степень вакуума в лампе обычно определяется не количеством частиц воздуха, оставшихся в единице объема, а так называемой средней длиной свободного пролета, под которой подразумевается некоторое среднее расстояние, пробегаемое электроном от одного столкновения с частицами воздуха до другого. Величина вакуума должна быть такой, чтобы длина свободного пролета превышала расстояние между электродами. Это соответствует вакууму $10^{-6} - 10^{-7}$ мм рт. ст.

Свойства двухэлектродной лампы определяются ее статическими характеристиками. Основной является анодная статическая характеристика диода. Она представляет график зависимости анодного тока лампы от напряжения на аноде при постоянном напряжении накала.

Статические характеристики лампы определяются экспериментальным путем. На рис. 70 показаны две анодные статические характеристики, снятые при различных напряжениях накала U_n .

При увеличении анодного напряжения U_a анодный ток постепенно возрастает, пока не достигнет насыщения. При дальнейшем увеличении напряжения накала увеличивается температура катода, вследствие чего эмиссия и ток насыщения возрастают. Качество электронной лампы характеризуется ее статическими параметрами, т. е. постоянными величинами, присущими тому или иному типу лампы.

Основными параметрами диода являются внутреннее сопротивление переменному току — дифференциальное сопротивление R_i и крутизна статической характеристики S . Внутреннее сопротивление переменному току есть отношение малого изменения напряжения (du_a) к изменению тока (di_a) через лампу

$$R_i = \frac{du_a}{di_a}.$$

Приближенно сопротивление R_i можно вычислить по характеристике лампы (рис. 71), если вместо дифференциалов брать малые конечные приращения тока и напряжения Δi_a и Δu_a . Тогда величина R_i будет равна

$$R_i = \frac{du_a}{di_a} \approx \frac{\Delta u_a}{\Delta i_a} = \frac{u_{a2} - u_{a1}}{I_{a2} - I_{a1}}.$$

Крутизна характеристики S является величиной, обратной внутреннему сопротивлению,

$$S = \frac{1}{R_i} = \frac{di_a}{du_a}.$$

Ее иногда называют дифференциальной проводимостью диода для переменного тока, и она может быть определена подобно внутреннему сопротивлению на основании характеристики.

В некоторых случаях встречается необходимость в определении величины сопротивления диода постоянному току R_0 . Это сопротивление есть отношение напряжения U_a , приложенного между катодом и анодом лампы, к анодному току I_a , протекающему через лампу,

$$R_0 = \frac{U_a}{I_a}.$$

Величина R_0 зависит от выбора рабочей точки на характеристике и в общем случае не равна сопротивлению R_i .

Параметры ламп указываются в заводских паспортах ламп, а также приводятся в справочниках.

§ 32. Устройство катодов и анодов электронных ламп

Катод обеспечивает необходимую величину электронной эмиссии. К катоду предъявляются следующие требования: он должен быть механически достаточно прочным, тугоплавким, давать устойчивую эмиссию электронов и быть экономичным. Параметром катода, характеризующим его эмиссионную способность, является удельная эмиссия j_e (в mA/cm^2), т. е. величина тока эмиссии, получаемого с единицы поверхности катода. На основании выражения (130) имеем

$$j_e = \frac{I_e}{S_k} = AT^2 e^{-\frac{b}{T}}.$$

Следовательно, удельная эмиссия тем больше, чем больше температура катода и меньше работа выхода (меньше коэффициент b). Экономичность катода характеризуется коэффициентом эффективности H , показывающим, сколько миллиампер тока эмиссии дает катод при затрате одного ватта мощности на его нагрев ($\text{mA}/\text{Вт}$):

$$H = \frac{I_e}{P_k},$$

где P_k — мощность, расходуемая на нагрев катода.

В лампах с высоким анодным напряжением применяются катоды из тугоплавкого металла — вольфрама. Вольфрамовые катоды имеют хорошие механические свойства и дают устойчивую эмиссию. В лампах со сравнительно низким анодным напряжением, например в малых кенотронах и приемно-усилительных лампах, вольфрамовые катоды не применяют из-за малой их экономичности $H = 2 \div 10 \text{ mA}/\text{Вт}$. Экономичность катода повышают, уменьшая работу выхода электронов из металла. Для этого проволоку катода покрывают тонким слоем другого металла, который заряжается положительно относительно основного металла. Под действием положительного заряда поверхности катода облегчается выход электронов и ток эмиссии катода при затрате той же мощности на его нагрев увеличивается. Такие катоды называются активированными или сложными. Из числа сложных катодов наиболее распространены оксидные.

Оксидный катод представляет собой слой окислов бария, стронция и кальция, нанесенный на металлическое основание (керн, или подложка) из никеля или вольфрама. Рабочая температура оксидного катода составляет $1000 \div 1150^\circ\text{C}$, в то время как вольфрамовый катод имеет рабочую температуру около 2500°C . В результате при той же самой удельной эмиссии, что и у вольфрамовых катодов, эффективность оксидных катодов доходит до $H = 60 \div 100 \text{ mA}/\text{Вт}$.

В мощных лампах применяются катоды прямого накала зигзагообразной формы (рис. 72).

Подогревный катод, предложенный академиком А. А. Чернышевым, принципиально отличается от катодов прямого накала тем, что он нагревается не проходящим по нему током, а от специальной нити подогрева, через которую пропускается ток.

Подогревный катод (рис. 73) состоит из никелевого цилиндра, покрытого снаружи оксидным слоем. Внутри цилиндра находится нить подогрева (подогреватель), свитая в спираль бифилярного типа для устранения магнитного поля вокруг катода. Подогреватель покрывается слоем теплостойкого изолирующего материала. Через нить подогрева пропускается переменный ток.

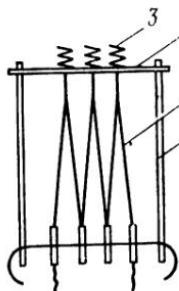


Рис. 72. Катод прямого накала:

1 — нить накала — катод; 2 — крепежные стойки; 3 — амортизационные пружины; 4 — изолятор (слюда или керамика)

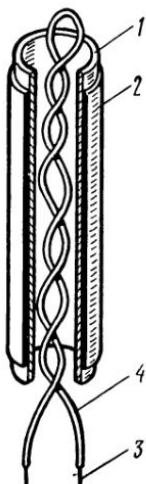


Рис. 73. Подогревный катод:

1 — металлический цилиндр (основание катода); 2 — оксидный слой; 3 — нить подогрева; 4 — теплостойкий изолирующий слой на нити накала

Аноды ламп малой мощности изготавливаются из никеля. Аноды более мощных ламп, нагревающиеся при работе до высокой температуры, изготавливаются из тугоплавких металлов — молибдена и тантала.

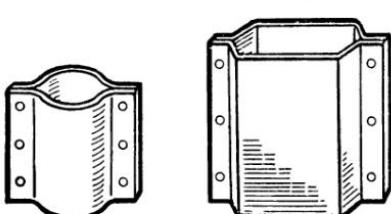


Рис. 74. Конструкция анодов

Потеря энергии на нагревание анода характеризуется мощностью, рассеиваемой на аноде лампы. Она зависит от приложенного напряжения и величины протекающего анодного тока $P_a = I_a U_a$. В зависи-

мости от температуры анода и его конструкции потери энергии могут быть различными. Нагревание анода при работе лампы происходит за счет выделения тепла электронами, попадающими на анод с большой скоростью, а также за счет теплоотдачи катода.

Допустимая температура ограничивается тем, что при чрезмерном разогреве анода из него выделяются газы, вызывающие выход лампы из строя.

ности от материала анода, его размеров и конструкции для каждого типа лампы устанавливается допустимая мощность рассеивания на аноде. Чтобы чрезмерно не увеличивать габариты ламп, принимают меры для повышения теплоотдачи анода. Для этого поверхность анода подвергают специальной обработке (чернению) или применяют радиаторы в виде ребер с внешних сторон анода (рис. 74) и т. д.

§ 33. Применение двухэлектродных ламп

Двухэлектродные лампы широко применяются для выпрямления переменного тока в маломощных выпрямительных устройствах и для детектирования в радиоприемниках и ламповых вольтметрах. Устройства для преобразования переменного тока в постоянный с помощью диода называются кенотронными выпрямителями, а диод, специально сконструированный для этой цели, называется кенотроном. Простейшая схема кенотронного выпрямителя изображена на рис. 75, а. Выпрямитель содержит трансформатор Tr и кенотрон L . Трансформатор имеет три обмотки: первичную обмотку, соединенную с источником

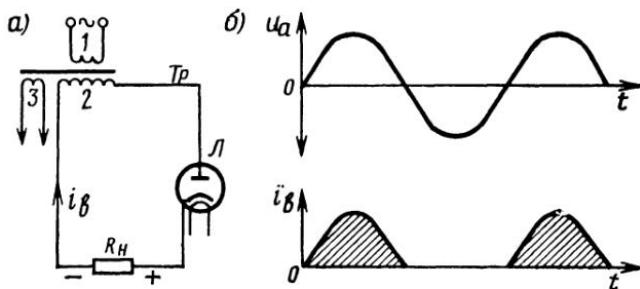


Рис. 75. Однополупериодный кенотронный выпрямитель

переменного тока; вторичную повышающую, один из концов которой соединяется с анодом кенотрона, а второй — с отрицательным зажимом выходной цепи выпрямителя, и вторичную понижающую, или накальную обмотку, которая питает переменным током нить накала лампы кенотрона. При воздействии на анод положительного полупериода переменного напряжения через лампу в направлении от анода к катоду и далее через сопротивление R_h нагрузки выпрямителя потечет ток. В течение второго полупериода, когда напряжение на аноде будет отрицательным, анодный ток отсутствует.

Графическое изображение процесса выпрямления представлено на рассмотренной схеме рис. 75, б. Из этого рисунка следует, что выпрямитель «резает» отрицательные полупериоды переменного тока. На выходе его получается пульсирующий ток, т. е. ток, меняющийся по величине, но остающийся неизменным по направлению. Поскольку в рассмотренной схеме используется только один полупериод переменного напряжения, эта схема называется однополупериодной.

На практике большее распространение находит двухполупериодный выпрямитель, принципиальная схема которого изображена на рис. 76, а. Здесь применяются специальные выпрямительные лампы с двумя анодами (двуаханодные кенотроны) или два отдельных кенотрона. Прохождение тока в двухполупериодной схеме такое же, как и в однополупериодной. Особенность работы схемы заключается в том, что повышающая обмотка разделена пополам и каждый полупериод переменного напряжения работает только одна половина этой обмотки вместе с соединенным с нею анодом лампы. На рис. 76, б представлен график напряжений и тока в двухполупериодном выпрямителе. В результате использования обоих полупериодов переменного напряжения

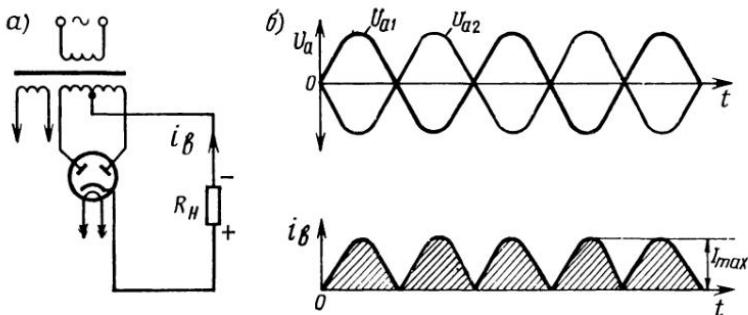


Рис. 76. Двухполупериодный кенотронный выпрямитель

величина суммарного выпрямленного тока в двухполупериодной схеме получается большей, и импульсы тока следуют непрерывно один за другим

Ток проходит внутри выпрямительной лампы от анода к катоду, а во внешней цепи — от катода через нагрузку выпрямителя к повышающей обмотке. Следовательно, плюсом выпрямителя является катод лампы, а минусом — второй конец повышающей обмотки у однополупериодных выпрямителей или средняя точка повышающей обмотки у двухполупериодных выпрямителей.

Выпрямители дают на выходе пульсирующий ток, который создает на нагрузке пульсирующее напряжение. Пульсирующий ток является суммой постоянной составляющей и переменных составляющих, кратных частоте выпрямленного переменного тока. Например, если разложить на составляющие пульсирующий ток, полученный от двухполупериодного выпрямителя (рис. 76, б), то можно получить

$$I_0 = 0,636 I_{max} \text{ и } I_2 = 0,424 I_{max},$$

где I_0 — постоянная составляющая;

I_{max} — максимальное значение выпрямленного тока;

I_2 — амплитуда переменной составляющей, частота которой в два раза больше, чем частота переменного тока, питающего выпрямитель.

Величина пульсаций выпрямленного тока характеризуется коэффициентом пульсаций, который равен

$$K_{\text{п}} = \frac{I_2}{I_0} \cdot 100 \%$$

Для питания ламп, электроннолучевых трубок и других элементов радиоустройств необходим постоянный ток с очень небольшим коэффициентом пульсаций, не превышающим $K_{\text{п}} = 1 \div 2\%$, в то время как коэффициент пульсаций двухполупериодного выпрямителя, например, имеет величину

$$K_{\text{п}} = \frac{I_2}{I_0} \cdot 100 = \frac{0,424 I_{\text{max}}}{0,636 I_{\text{max}}} \cdot 100 = 66 \%$$

Для уменьшения или сглаживания пульсаций в выпрямителях применяют специальные фильтры, называемые сглаживающими. Простейшим фильтром является конденсатор большой емкости C_{Φ} , включаемый параллельно нагрузке (рис. 77). Такой фильтр называется емкостным. Принцип действия его основан на том, что для переменной составляющей пульсирующего тока сопротивление конденсатора $X_{C\Phi} = \frac{1}{\omega_{\text{п}} C_{\Phi}}$ невелико, а поэтому переменная составляющая замыкается через этот конденсатор помимо нагрузки. Степень фильтрации определяется коэффициентом сглаживания, который выражается отношением коэффициента пульсаций, на входе фильтра $K_{\text{п.вх}}$ к коэффициенту пульсаций $K_{\text{п.вых}}$ на выходе

$$q = \frac{K_{\text{п.вх}}}{K_{\text{п.вых}}}.$$

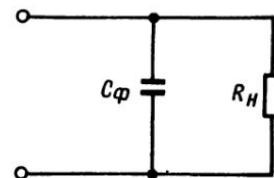


Рис. 77. Емкостный сглаживающий фильтр

Больший коэффициент сглаживания дают индуктивно-емкостные фильтры (рис. 78) Г-образного (а) или П-образного (б) типов. Эти фильтры, кроме конденсаторов C_{Φ} , содержат еще дроссель L_{Φ} , который увеличивает сопротивление переменной составляющей и в то же время пропускает постоянную составляющую.

Коэффициент сглаживания для однозвездного Г-образного фильтра равен $q = 2\pi f_{\text{п}} L_{\Phi} C_{\Phi}$, где $f_{\text{п}}$ — частота переменной составляющей пульсирующего тока. Следовательно, чем больше емкость C_{Φ} и индуктивность L_{Φ} фильтра, тем эффективнее будет сглаживание пульсаций. Однако собственная частота контура фильтра $\omega_{\Phi} = \frac{1}{\sqrt{L_{\Phi} C_{\Phi}}}$ должна быть значительно ниже частоты $\omega_{\text{п}}$ пульсации. В противном случае за счет резонансных свойств фильтра пульсации тока могут заметно возрасти.

Иногда при малых значениях тока нагрузки применяют реостатно-емкостные фильтры, у которых дроссель заменяется резистором R_{Φ} . Это позволяет уменьшить массу и габариты фильтра, хотя коэффициент сглаживания будет меньше, чем при использовании индуктивно-емкостных фильтров.

В некоторых выпрямителях элементы фильтра входят непосредственно в схему выпрямления, например в радиолокационных установках для получения высокого постоянного напряжения широко применяют кенотронные выпрямители с удвоением напряжения (рис. 79). Кроме высоковольтного трансформатора T_p (низковольтная обмотка питания накала ламп на схеме не показана) и двух кенотронов $L1$ и $L2$, схема содержит два конденсатора одинаковой емкости $C1$ и $C2$. Принцип работы схемы состоит в следующем. За полупериод перемен-

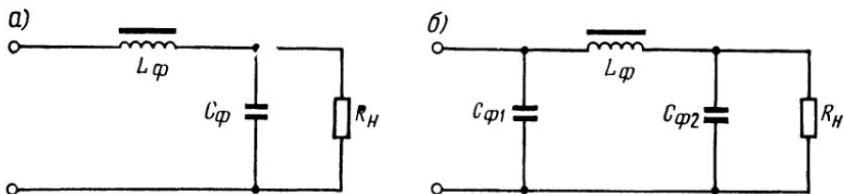


Рис. 78. Индуктивно-емкостный фильтр

ного напряжения, когда на аноде кенотрона $L1$ будет положительное напряжение, ток проходит через $L1$, заряжается конденсатор $C1$. За второй полупериод, когда положительное напряжение подается на кенотрон $L2$, заряжается конденсатор $C2$. Нагрузка выпрямителя в виде резистора R_H подключается параллельно двум последовательно включенным конденсаторам $C1$ и $C2$.

Следовательно, напряжение на зажимах нагрузки будет равно удвоенному значению напряжения, развиваемого вторичной обмоткой трансформатора.

При выборе типа кенотрона для выпрямителя обращают внимание на то, чтобы кенотрон обеспечивал заданную величину максимального и среднего значения выпрямленного тока, без снижения его срока службы и выдержал без пробоя определенную величину амплитуды обратного напряжения в момент, когда кенотрон не проводит. Особен-

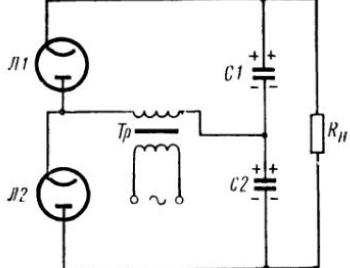


Рис. 79. Кенотронный выпрямитель с удвоением напряжения

но это относится к лампам, работающим в схемах двухполупериодных выпрямителей и в схемах выпрямителей с удвоением напряжения. В двухполупериодной схеме выпрямителя величина обратного напряжения между катодом и анодом лампы равна амплитуде напряжения всей вторичной обмотки трансформатора. В схеме с удвоением напряжения амплитуда обратного напряжения на каждом из кенотронов будет равна удвоенному значению амплитуды напряжения трансформатора. Применяемые в радиоэлектронной аппаратуре кенотроны бывают двух категорий: маломощные, предназначенные для питания приемно-усилительных ламп, и высоковольтные, рассчитанные на высокие напряжения.

§ 34. Трехэлектродная лампа

Устройство трехэлектродной лампы и ее условное обозначение на схемах показано на рис. 80. Трехэлектродная лампа, или триод, кроме катода и анода, имеет третий электрод — сетку, которая помещается между катодом и анодом.

Сетка имеет вид тонкой проволочной спирали, окружающей катод, и служит для управления анодным током лампы, а поэтому называется управляющей сеткой.

При работе лампы, когда на анод подано положительное напряжение, электроны проходят к аноду лампы через отверстия сетки. Если на сетку подать напряжение, отрицательное относительно катода, то сетка будет противодействовать движению электронов к аноду,

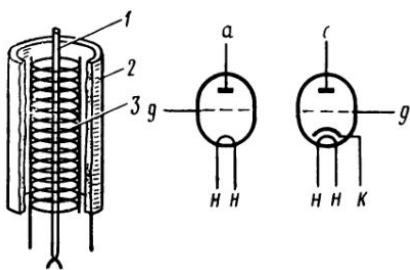


Рис. 80. Устройство и условные обозначения трехэлектродной лампы:
1 — подогревный катод; 2 — анод; 3 — витки сетки

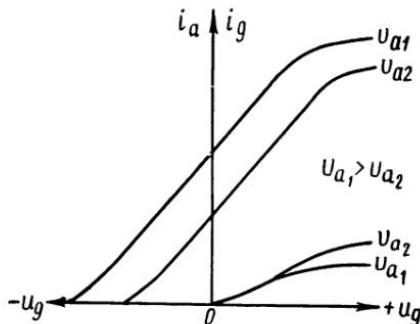


Рис. 81. Анодно-сеточная статическая характеристика трехэлектродной лампы

отчего анодный ток уменьшится. При большом отрицательном напряжении на сетке электроны сквозь нее пройти не смогут, анодный ток упадет до нуля. Лампа в этом случае окажется запертой. Это отрицательное напряжение на сетке, при котором прекращается анодный ток через лампу, называется напряжением запирания лампы.

Если же сетку лампы зарядить положительно, т. е. подать на нее напряжение, положительное относительно катода, то положительное поле сетки складываясь с положительным полем анода, будет ускорять движение электронов к аноду, и анодный ток увеличится. Одновременно часть электронов будет попадать на сетку, отчего возникнет ток в ее цепи (сеточный ток).

Зависимость анодного тока от напряжения на сетке и на аноде изображают графически при помощи статических характеристик. Трехэлектродная лампа имеет две характеристики: анодно-сеточную и анодную.

Анодно-сеточная характеристика показывает зависимость анодного тока от напряжения на сетке, при постоянном анодном напряжении $i_a = f(U_g) u_a = \text{const}$. На рис. 81 показана анодно-сеточная характеристика трехэлектродной лампы, снятая для двух анодных напря-

жений: $U_{a1} > U_{a2}$. Из рисунка следует, что с увеличением анодного напряжения при тех же напряжениях на сетке анодный ток увеличивается, а сеточный ток уменьшается.

Анодная статическая характеристика представляет зависимость анодного тока от анодного напряжения при постоянном напряжении на сетке $i_a = f(U_a)$, $u_g = \text{const}$ (рис. 82). Из представленного на рисунке семейства анодных характеристик видно, что наличие на сетке отрицательного напряжения сдвигает анодную характеристику вправо, поскольку возрастание анодного тока начинается не от нулевого потенциала на аноде, а только после подачи на анод положительного напряжения, достаточного для преодоления электронами отталкивающего действия сетки.

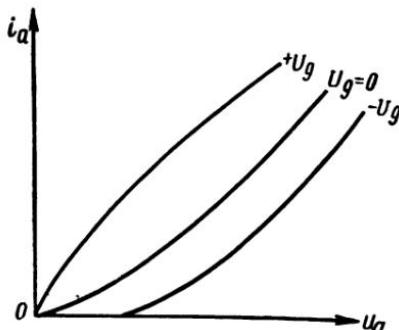


Рис. 82. Анодная статическая характеристика трехэлектродной лампы

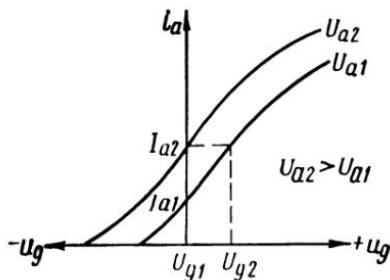


Рис. 83. Определение параметров трехэлектродной лампы по характеристике

Любая из рассмотренных выше характеристик позволяет сделать вывод, что ток в анодной цепи триода зависит от напряжений на аноде и на сетке. Количественная оценка влияния анодного и сеточного напряжений на величину анодного тока может быть произведена при помощи статических параметров трехэлектродной лампы, определяющих ее качество.

Основными статическими параметрами триода являются крутизна характеристики S , внутреннее сопротивление переменному току R_i , коэффициент усиления μ .

Крутизна характеристики (мА/В) это параметр, показывающий степень влияния сеточного напряжения на анодный ток в лампе, при постоянном анодном напряжении

$$S = \frac{di_a}{du_g} \Big|_{U_a=\text{const}} = \frac{\partial i_a}{\partial u_g}.$$

Крутизна может быть найдена по характеристике (рис. 83)

$$S = \frac{\Delta i_a}{\Delta u_g} = \frac{I_{a2} - I_{a1}}{U_{g2} - U_{g1}}.$$

В зависимости от типа лампы крутизна S для триода составляет 1 — 10 мА/В.

Внутреннее сопротивление триода переменному току (в омах) равно

$$R_t = \left| \frac{du_a}{di_a} \right|_{U_g = \text{const}} = \left| \frac{\partial u_a}{\partial i_a} \right|.$$

Определяется внутреннее сопротивление из характеристики (см. рис. 83) как отношение

$$R_t = \frac{\Delta u_a}{\Delta i_a} = \frac{U_{a2} - U_{a1}}{I_{a2} - I_{a1}}.$$

Для триодов приемно-усилительной группы внутреннее сопротивление $R_t = 0,5 \div 100$ кОм.

Коэффициент усиления — число, показывающее, во сколько раз изменение напряжения на сетке действует сильнее на анодный ток, чем такое же изменение анодного напряжения. Этот коэффициент определяется выражением

$$\mu = \left| \frac{du_a}{du_g} \right|_{i_a = \text{const}} = \left| \frac{\partial u_a}{\partial u_g} \right|.$$

Численно μ равно отношению изменений анодного напряжения и напряжения на сетке, вызывающих одинаковое приращение анодного тока (рис. 83)

$$\mu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g} = \frac{U_{a2} - U_{a1}}{U_{g2} - U_{g1}}.$$

Коэффициент усиления всегда больше единицы и для триодов приемно-усилительной группы составляет $\mu = 10 \div 100$.

Более сильное действие на анодный ток сеточного напряжения по сравнению с анодным напряжением объясняется тем, что сетка находится ближе к катоду, чем анод, и ее поле действует сильнее на электроны, вылетающие из катода, чем поле анода.

Вместо коэффициента усиления иногда используют другой параметр, называемый проницаемостью D . Проницаемость есть величина, обратная коэффициенту усиления

$$D = \frac{1}{\mu} = \left| \frac{du_g}{du_a} \right|_{i_a = \text{const}} = \left| \frac{\partial u_g}{\partial u_a} \right|.$$

Проницаемость показывает, какая часть силовых линий поля анода проникает через сетку на катод. Чем гуще сетка, тем величина проницаемости будет меньше, а коэффициент усиления больше. Рассмотренные параметры триода находятся между собой во взаимосвязи, выражаемой определенным соотношением. Поскольку анодный ток i_a в общем случае является функцией анодного и сеточного напряжения, т. е. $i_a = f(U_a, U_g)$, то полный дифференциал анодного тока будет равен

$$di_a = \left(\frac{\partial i_a}{\partial u_a} \right) du_a + \left(\frac{\partial i_a}{\partial u_g} \right) du_g, \quad (131)$$

так как

$$\left| \frac{\partial i_a}{\partial u_a} \right|_{U_g = \text{const}} = \frac{1}{R_i}$$

и

$$\left| \frac{\partial i_a}{\partial u_g} \right|_{U_a = \text{const}} = S,$$

то для случая постоянства $i_a = \text{const}$ уравнение (131) получает вид

$$0 = \frac{1}{R_i} du_a + S du_g.$$

Отсюда $SR_i = \mu$ или, учитывая, что $\mu = \frac{1}{D}$, получим

$$SR_i D = 1. \quad (132)$$

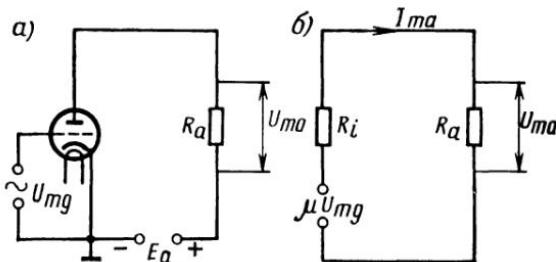


Рис. 84. Усилитель на трехэлектродной лампе:
а — принципиальная схема;
б — эквивалентная схема

Формула (132) называется внутренним уравнением трехэлектродной лампы. Практическая ценность этой формулы состоит в том, что она позволяет по двум известным параметрам находить третий.

Трехэлектродная лампа широко используется как усилитель и генератор электрических колебаний различной формы и частоты.

Рассмотрим работу триода в качестве усилителя переменного напряжения. Принципиальная схема такого усилителя изображена на рис. 84, а. Переменное напряжение с амплитудой U_{mg} , подаваемое на сетку, вызывает изменение анодного тока. В результате в анодной цепи лампы протекает пульсирующий ток, состоящий из постоянной составляющей тока I_0 и переменной составляющей тока с амплитудой I_{ma} (рис. 85).

Рис. 85. Изменение анодного тока под действием переменного напряжения на сетке

Переменная составляющая тока, проходя через сопротивление R_a , являющееся нагрузкой усилительной лампы, выделяет на этом сопротивлении напряжение, амплитуда которого равна

$$U_{ma} = I_{ma} R_a.$$

Отношение выходного напряжения усилителя U_{ma} к входному U_{mg} является коэффициентом усиления каскада.

Влияние параметров лампы и других элементов схемы на величину коэффициента усиления K видно из эквивалентной схемы анодной цепи усилителя (рис. 84, б). На вход этой схемы подается напряжение μU_{mg} , причем сомножитель μ учитывает пересчет напряжения сетки на анод лампы. По закону Ома ток

$$I_{ma} = \frac{\mu U_{mg}}{R_i + R_a}.$$

Напряжение на сопротивлении нагрузки R_a

$$U_{ma} = I_{ma} R_a.$$

Подставляя вместо I_{ma} его значение, получим

$$U_{ma} = \mu \frac{U_{mg} R_a}{R_i + R_a}.$$

Тогда коэффициент усиления каскада будет равен

$$K = \frac{U_{ma}}{U_{mg}} = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a}.$$

Полученная формула показывает, что усиление каскада зависит от параметров лампы: коэффициента усиления μ и внутреннего сопротивления R_i , а также от величины нагрузочного сопротивления R_a .

Несмотря на очень ценные свойства, трехэлектродная лампа имеет ряд недостатков, к которым относятся следующие:

- 1) сравнительно малый коэффициент усиления;
- 2) значительная емкость между анодом и управляющей сеткой, что ограничивает применение триодов в каскадах усилителей высокой частоты;
- 3) сравнительно малая величина внутреннего сопротивления. В связи с этим, если в качестве нагрузки лампы применяется параллельный колебательный контур, лампа, шунтируя контур, может значительно уменьшить его добротность.

§ 35. Четырехэлектродные и пятиэлектродные лампы

Четырехэлектродная лампа, или тетрод, имеет вторую, так называемую экранирующую сетку, которая располагается между анодом и управляющей (первой) сеткой.

Силовые электрические линии поля анода проникают к катоду через обе сетки, в результате чего проницаемость D значительно уменьшается, а коэффициент усиления μ возрастает. Благодаря наличию экранирующей сетки электрическое поле между анодом и управляющей сеткой уменьшается, отчего соответственно уменьшается и емкость анод — управляющая сетка.

Схема включения тетрода показана на рис. 86. Кроме катода и анода, положительное напряжение подается также на экранирующую сетку для того, чтобы эта сетка не уменьшала величины анодного тока, а помогала аноду притягивать электроны. Часть электронного потока этой лампы будет попадать на экранирующую сетку. Следовательно, в цепи экранирующей сетки также появится ток.

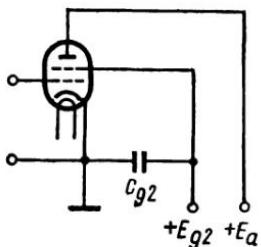


Рис. 86. Схема включения четырехэлектродной лампы

сетки, это явление, называемое вторичной эмиссией, на работе лампы не отразится, поскольку вторичные электроны вновь будут притягиваться анодом. Если же, как это бывает при работе лампы, напряжение на аноде окажется в некоторые моменты ниже напряже-

ния экранирующей сетки, то вторичные электроны будут притягиваться этой сеткой. В результате между анодом и экранирующей сеткой возникнет ток, противоположный по направлению анодному току лампы. Общий анодный ток при этом начнет уменьшаться, а ток в цепи экранной сетки будет расти. Характеристика лампы будет искажена. Связано это с тем, что электроны, попадая с большой скоростью на анод, выбивают с его поверхности вторичные электроны.

При напряжении на аноде, превышающем напряжение экранирующей

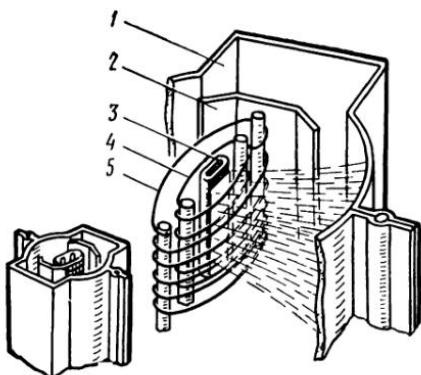


Рис. 87. Устройство лучевого тетрода:
1 — анод; 2 — экранирующая пластина;
3 — катод; 4 — управляющая сетка;
5 — экранирующая сетка

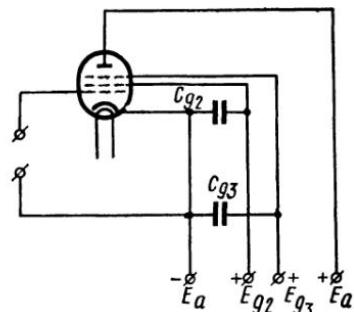


Рис. 88. Схема включения пентода

ния экранирующей сетки, то вторичные электроны будут притягиваться этой сеткой. В результате между анодом и экранирующей сеткой возникнет ток, противоположный по направлению анодному току лампы. Общий анодный ток при этом начнет уменьшаться, а ток в цепи экранной сетки будет расти. Характеристика лампы будет искажена. Явление это называется динатронным эффектом.

Динатронный эффект устраняется специальной конструкцией четырехэлектродных ламп (лучевые тетроды) или же применяется третья сетка, которая называется противодинатронной, или защитной. Такая лампа имеет пять электродов и называется пятиэлектродной лампой или пентодом.

У лучевых тетродов между экранирующей сеткой и анодом имеются специальные экраны (рис. 87), электрически соединенные с катодом. Эти экраны изменяют поле таким образом, что электроны движутся не по всем направлениям, а двумя узкими лучами. Поскольку плотность заряда в этих лучах оказывается большой, то вторичные электроны, отталкиваясь к аноду, устраниют динатронный эффект в лампе.

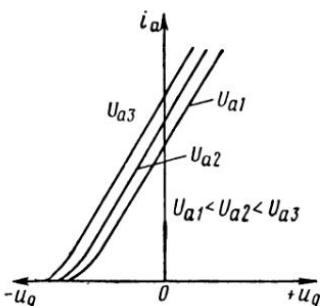


Рис. 89. Сеточная статическая характеристика пентода

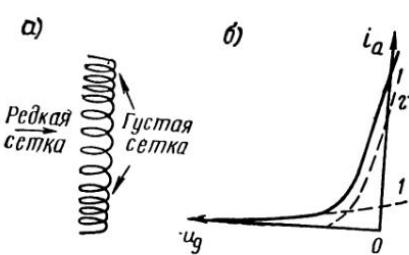


Рис. 90. Лампа с переменной крутизной:
а — устройство управляющей сетки; б — характеристика

Защитная сетка у пентодов располагается между анодом и экранирующей сеткой и электрически соединяется с катодом. Благодаря этому защитная сетка, имея потенциал, одинаковый с потенциалом катода, заряжена отрицательно относительно анода. Вторичные электроны, выбитые из анода, на экранирующую сетку не попадают, а отталкиваются защитной сеткой обратно к аноду. Наличие третьей сетки увеличивает, кроме того, коэффициент усиления лампы и уменьшает емкость между анодом и управляющей сеткой.

Пентоды находят самое широкое применение как в приемниках, так и в передатчиках. Если защитная сетка соединяется с катодом внутри лампы, то схемы включения тетрода и пентода одинаковы. У некоторых типов пентодов защитная сетка имеет отдельный вывод на цоколь лампы, который соединяется с катодом вне баллона. В более мощных пентодах, применяемых в передатчиках, на защитную сетку подается небольшое положительное напряжение, величина которого составляет 10% от напряжения на аноде. Схема включения пентода для данного случая представлена на рис. 88. Для замыкания переменной составляющей тока защитной сетки на катод лампы в схеме включен конденсатор C_{gs} .

Вид семейства анодных характеристик пентода показан на рис. 89. Влияние изменений анодного напряжения на величину анодного тока у пентода во много раз меньше, чем у триодов, а также меньше, чем

у тетродов. По этой причине сеточные характеристики, соответствующие разным значениям анодного напряжения, располагаются очень близко друг к другу (см. рис. 89). Внутреннее сопротивление пентода велико. Оно имеет величину порядка сотен и тысяч килоом. Объясняется это тем, что наличие третьей сетки еще больше снижает влияние анодного напряжения на анодный ток лампы. Преимуществом пентода, кроме того, является большой коэффициент усиления и малая величина емкости между управляющей сеткой и анодом. По виду сеточных характеристик пентоды разделяются на два типа: пентоды с короткой характеристикой и с удлиненной. Особенностью пентодов второго типа является конструкция сетки с переменным шагом между ее витками (рис. 90, а). Если при работе лампы подать на такую сетку достаточное отрицательное напряжение смещения, то участок сетки с малым расстоянием между витками не будет пропускать электроны. Последние будут попадать на анод только через редкий участок сетки. При этом рабочая поверхность катода уменьшается, что приводит к уменьшению крутизны характеристики. При воздействии на сетку малого отрицательного смещения электроны будут проходить на анод как сквозь густой, так и через редкий участок сетки, поэтому рабочий участок катода увеличивается, что приводит к росту крутизны. Характеристика такой лампы имеет два ярко выраженных участка с разной крутизной (рис. 90, б). Лампы с переменной крутизной характеристики применяются в устройствах с автоматической регулировкой коэффициента усиления.

§ 36. Многосеточные и комбинированные лампы

В радиоприемных устройствах широко применяются многосеточные, в частности пятисеточные, лампы, называемые пентагридами (гептагидами). Особенностью многосеточных ламп, в том числе пентагридов, является двойное управление анодным током. Пентагрид имеет для этой цели две управляющие сетки, на которые подаются два переменных напряжения разной частоты. В результате анодный ток лампы изменяется одновременно с двумя различными частотами.

На рис. 91 показано расположение и соединение электродов в пентагриде. Сетки 1 и 3 являются управляющими, сетки 2 и 4 — экранирующими. Экранирующие сетки соединяются вместе, и на них подается положительное напряжение. Сетка 5 является защитной.

В радиоприемниках также применяются комбинированные лампы, у которых для уменьшения габаритов аппаратуры и упрощения монтажа в одном баллоне объединяют две, а иногда и три лампы. Катод в ряде случаев делается общим, а остальные электроды имеют отдельные выводы.

В судовой радиоаппаратуре встречаются следующие типы комбинированных ламп: двойной диод (рис. 92, а), двойной триод (рис. 92, б), двойной диод-триод (рис. 92, в), двойной диод-пентод (рис. 92, г).

Для судовой радиотехнической аппаратуры очень большое значение имеет надежность ее работы, которая во многом зависит от исправ-

ности электронных ламп и других электронных приборов. Одним из важнейших эксплуатационных параметров лампы является ее долговечность, или срок службы. Этот параметр, выраженный в часах, указывается для каждого типа лампы в справочных таблицах, причем одновременно указывается и критерий долговечности, под которым понимается предельное значение какого-либо параметра лампы (чаще всего крутизны характеристики), при уменьшении его ниже определенной величины лампа непригодна для нормальной работы. Электронные лампы, согласно ГОСТ 13393—67, имеют обозначения, состоящие из четырех элементов.

Первый элемент наименования для приемно-усилительных ламп — число, указывающее напряжение накала в вольтах (округленно).

Второй элемент обозначения характеризует тип лампы: Д — диод, Х — двойной диод, Ц — кенотрон (выпрямительный диод), С — триод, Н — двойной триод, П — лучевой тетрод или низкочастотный пентод, К — высокочастотный пентод с удлиненной характеристикой, Ж — высокочастотный пентод с короткой характеристикой, А — частотно-преобразовательная лампа с двумя управляющими сетками, Г — триод с одним или двумя диодами, Б — пентод с одним или двумя диодами, Ф — триод-пентод.

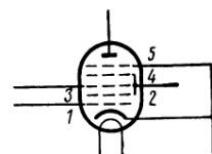


Рис. 91. Многосекционная лампа пентагрид-смеситель

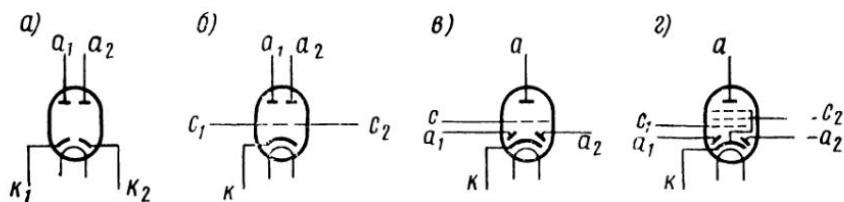


Рис. 92. Условное обозначение комбинированных ламп

Третий элемент указывает номер типа прибора.

Четвертый элемент характеризует внешнее оформление прибора: С — стеклянный баллон обычных размеров, П — стеклянный баллон с пальчиковым оформлением (диаметром 19 и 22,5 мм), Г — сверхминиатюрный баллон диаметром свыше 10 мм, Б — сверхминиатюрный баллон диаметром 10 мм, А — сверхминиатюрный баллон диаметром 6 мм.

Кроме указанных четырех элементов, в обозначения приемно-усилительных ламп могут входить дополнительные буквы, обозначающие: В — вибропрочный прибор, Е — долговечный прибор, И — импульсный прибор.

Первый элемент обозначения для генераторных ламп длинноволновых и коротковолновых (с предельной частотой до 25 МГц) — ГК, для генераторных ламп ультракоротких волн (25÷600 МГц) — ГУ, для ламп генераторных импульсных — ГИ, для ламп модуляторных им-

пульсных — ГМИ, для кенотронов высоковольтных — В. Для высоковольтных кенотронов четвертым элементом обозначения является дробь: числитель дроби — средний или импульсный ток в амперах, а знаменатель — допустимое обратное напряжение в киловольтах. Если в условном обозначении один из элементов (кроме последнего) отсутствует, то на его место ставится дефис.

§ 37. Полупроводниковые приборы

Полупроводниками называются кристаллические вещества, электрические характеристики которых занимают промежуточное место между характеристиками диэлектриков и проводников. Наиболее распространенными полупроводниками в настоящее время являются германий, кремний, селен, окись меди и др. Особенность полупроводников заключается в том, что здесь благодаря тепловому движению некоторые валентные электроны вырываются из своих связей и перемещаются по кристаллической решетке. Валентная связь, из которой вырван электрон, называется дыркой; она обладает свойством положительного электрического заряда. Дырки могут перемещаться по кристаллической решетке как положительные заряды. В процессе перемещения по кристаллической решетке свободные электроны встречают дырки и заполняют их. Такое явление называется рекомбинацией.

Если в полупроводник ввести небольшое количество специально подобранных примесей, то проводимость полупроводника значительно возрастает. Полупроводники, проводимость которых обусловлена в основном избытком свободных электронов за счет введения примеси, называются полупроводниками с электронной проводимостью, или сокращенно полупроводниками типа *n* (от слова negative — отрицательный).

Те полупроводники, проводимость которых обусловливается в основном движением дырок, называются полупроводниками с дырочной проводимостью, или, сокращенно, полупроводниками типа *p* (от слова positive — положительный). Следовательно, любой полупроводник благодаря добавлению к нему соответствующих примесей может быть полупроводником типа *n* или типа *p*. Ввиду того, что подвижность электронов и дырок с повышением температуры увеличивается, иными словами, возрастает проводимость полупроводника, сопротивление полупроводника имеет отрицательный температурный коэффициент.

Примеси, дающие полупроводнику свободные электроны, которые способствуют образованию электронной проводимости, называют донорными. Примеси, принимающие электроны от основного полупроводника, чем обусловливается появление дырок и дырочной проводимости, называются акцепторными.

Полупроводниковый диод представляет собой контактное соединение полупроводников с различным характером электропроводимости: *p* или *n*. На рис. 93, *a* электроны изображены кружками со знаком «минус», а дырки — кружками со знаком «плюс».

Когда положительный полюс источника напряжения прикладывается к *p*-области, а отрицательный — к *n*-области (рис. 93, *b*), дырки

отталкиваются положительным потенциалом, а электроны — отрицательным. При этом в пограничном слое (p — n -переход) дырки и электроны движутся навстречу друг другу и происходит их рекомбинация. Вместе с тем через p — n -переход проходит значительный ток и сопротивление перехода будет малым. В этом случае принято говорить, что к p — n -переходу приложено напряжение в прямом или в пропускном направлении.

Если полярность напряжения на зажимах полупроводникового диода изменить, т. е. к p -области приложить отрицательный потенциал, а к n -области положительный (рис. 93, в), то дырки будут притягиваться к отрицательному полюсу источника питания, а электроны — к положительному. Тогда, как следует из рис. 93, в, дырки и электро-

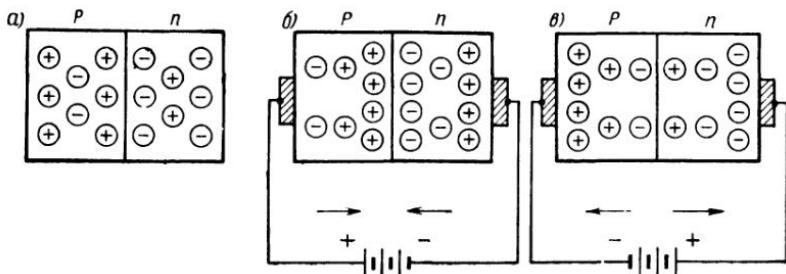


Рис. 93. Принцип работы полупроводникового диода

ны расходятся от p — n -перехода в направлениях, указанных стрелками и число рекомбинации за единицу времени уменьшается, а сопротивление p — n -перехода увеличивается. Таким образом, в p — n -переходе создается запорный барьер, так как напряжение приложено к диоду в обратном (запорном) направлении.

Благодаря своей способности пропускать ток в одном направлении и не пропускать в другом p — n -переход обладает выпрямляющим действием. Эффективность выпрямления пропорциональна отношению сопротивлений p — n -перехода в запорном и пропускном направлениях.

В судовой радиоаппаратуре находят применение германиевые и кремниевые диоды. По конструктивному оформлению диоды подразделяются на точечные и плоскостные. На рис. 94 показано устройство точечного диода патронной конструкции. Диод состоит из двух металлических фланцев — верхнего и нижнего, разделенных керамической втулкой. На нижнем фланце укреплен кристаллодержатель с полупроводниковым кристаллом, имеющим электронную проводимость (типа n), а в верхнем — настроенный штифт с вольфрамовой контактной пружинкой. Под острием пружины, надавливающей на кристалл, при технологической обработке диода образуется слой полупроводника с дырочной проводимостью (типа p). Последний вместе с кристаллом (типа n) образует электронно-дырочный переход типа n — p , имеющий очень малую поверхность.

Свойства диода определяются его вольтамперной характеристикой $i = f(u)$, представленной на рис. 95. При подаче напряжения положительной полярности через диод проходит значительная величина тока, достигающая при $U = +1$ В, у точечных диодов 1—10 мА и у плоскостных 0,1—10 А. Сопротивление диодов в этом случае мало и имеет величину в пределах 0,1—100 Ом.

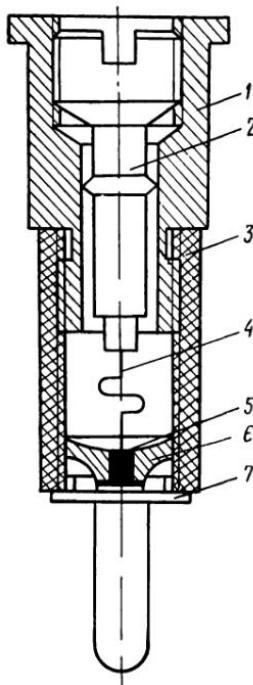


Рис. 94. Устройство точечного диода:
1 — верхний фланец; 2 — настроочный штифт; 3 — втулка;
4 — контактные пружины; 5 — полупроводниковый кристалл;
6 — кристаллодержатель; 7 — нижний фланец

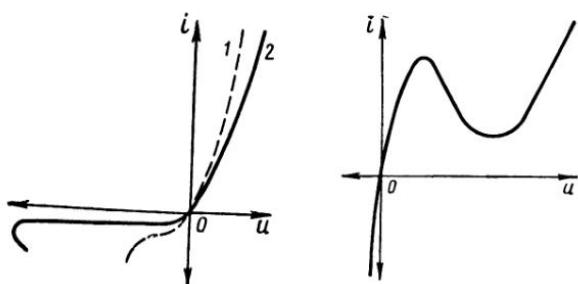


Рис. 95 Вольтамперная характеристика диода

Рис. 96 Вольтамперная характеристика туннельного диода

При подаче напряжения отрицательной полярности направление тока через диод изменяется и его величина будет значительно меньше, особенно для кремниевых диодов ($1 \div 10$ мКА). Сопротивление диода при этом резко увеличивается, достигая величины 10—100 кОм. Это свойство позволяет широко использовать полупроводниковые диоды для детектирования и преобразования радиосигналов в широком диапазоне частот и для выпрямления переменного тока. В последнем случае применяют диоды плоскостного типа, у которых электронно-дырочный переход создается между монокристаллическим германием, обладающим электронной проводимостью, и тонкой пленкой сплава индия с германием, обладающей дырочной проводимостью. Полупроводниковые диоды экономичны, имеют малые габариты, высокую механическую прочность, большой срок службы. К недостаткам следует отнести заметное влияние окружающей температуры на характеристики диода.

В последнее время получили распространение новые типы диодов, называемые *туннельными*. Отличительным свойством туннельных диодов является наличие в вольтамперной характеристике падающего

участка при положительных значениях напряжения и высокая проводимость диода при отрицательных напряжениях (рис. 96). Наличие падающего участка на вольтамперной характеристике (отрицательного дифференциального сопротивления) позволяет широко использовать туннельные диоды в качестве переключателей, для генерирования гармонических и импульсных колебаний в очень широком диапазоне частот, достигающем 40 000 МГц.

К достоинствам туннельных диодов относится также независимость вольтамперной характеристики от температуры, низкий уровень шумов и пр.

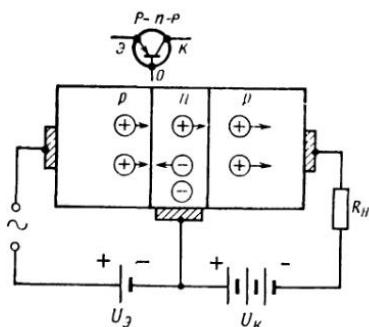


Рис. 97. Плоскостной транзистор
 $p - n - p$ с общим основанием

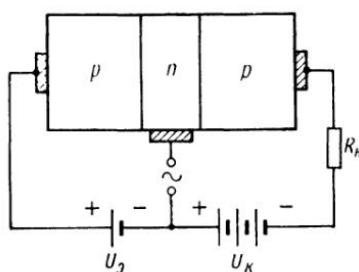


Рис. 98. Плоскостной транзистор с общим эмиттером

Туннельные диоды изготавливаются на основе германия, кремния, арсенида галлия и других полупроводниковых материалов.

Полупроводниковые триоды, получившие название транзисторов (*transfer resistor* — преобразователь сопротивлений), используются для усиления и генерации электрических колебаний. Полупроводниковый триод имеет три электрода: эмиттер, основание, или базу, и коллектор. По аналогии с трехэлектродной лампой эмиттер соответствует катоду, основание — сетке, а коллектор — аноду.

Для лучшего понимания принципа работы триода следует познакомиться с явлением инжеクции дырок и электронов в полупроводниках. Если на проволочное острое точечного диода или на p -область $p-n$ -перехода плоскостного диода подать положительное напряжение, то под действием положительного потенциала валентные электроны ближайших к $p-n$ -переходу атомов n -области будут перемещаться к острию или в p -область, и одновременно из острия или p -области будут перемещаться дырки в n -область монокристалла германия. В данном случае говорят, что n -область инжеектирует электроны в p -область, а p -область инжеектирует дырки в n -область.

Полупроводниковые триоды, как и диоды, могут быть точечными и плоскостными. На рис. 97 изображена схема устройства и включения плоскостного триода типа $p-n-p$. Он состоит из трех слоев полупроводника: тонкого среднего слоя с электронной n -проводимостью и двух боковых слоев с дырочной p -проводимостью. Слой n является

основанием, или базой, триода, а слой p служит эмиттером и коллектором.

Между основанием и эмиттером приложено напряжение U_e (называемое эмиттерным) плюсом на эмиттер. Между основанием и коллектором действует напряжение U_k (называемое коллекторным) минусом на коллектор. Основание и коллектор, как нетрудно видеть из рис. 97, образуют полупроводниковый диод, работающий в режиме обратного тока, поскольку при полярности приложенного напряжения электроны и дырки уходят от границы этих слоев и сопротивление перехода между ними увеличивается.

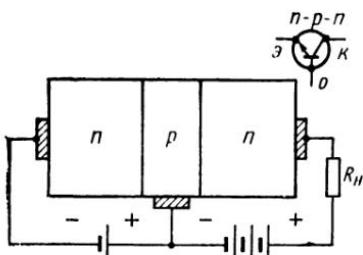
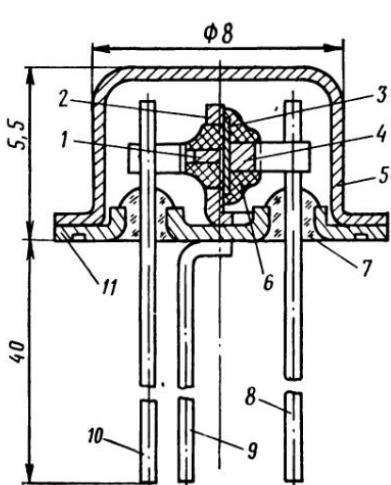


Рис. 99. Плоскостной транзистор типа $n-p-n$

Рис. 100. Устройство транзистора плоскостного типа:

1 — эмиттерная навеска; 2 — кристаллодержатель; 3 — пластина полупроводника; 4 — коллекторная навеска; 5 — баллон триода; 6 — защитное покрытие переходов лаком; 7 — проходные изоляторы; 8 — вывод коллектора; 9 — вывод базы; 10 — вывод эмиттера; 11 — ножка триода



Эмиттер инжектирует дырки в средний слой n -типа. Благодаря малой толщине n -слоя большинство инжектируемых дырок, за исключением рекомбинировавшихся с электронами, доходит до границы между основанием и коллектором, и далее дырки свободно переходят в коллектор, поскольку напряжение, приложенное к коллектору, способствует переходу дырок из электронного слоя в дырочный.

На эмиттер, кроме постоянного, подается также переменное напряжение сигнала, которое необходимо усилить. В момент положительного полупериода число дырок, инжектируемых в основание, увеличится, а ток в коллекторе возрастает, и на сопротивлении нагрузки R_h , включенном в цепь коллектора, выделяется усиленное напряжение. Эмиттер и основание в этот момент образуют диод, работающий в режиме прямого тока, что еще больше увеличивает ток в коллекторе за счет инжеции дырок и соответственно усиление.

Рассмотренная схема включения полупроводникового триода называется схемой с общим (или заземленным) основанием или общей (заземленной) базой. Применяются также схемы усилителей на полупроводниковых триодах с общим эмиттером (рис. 98). Особенностью данной схемы является то, что в цепи, где включено усиливаемое переменное

напряжение, проходит не ток эмиттера, а разность токов эмиттера I_1 и коллектора I_2 . Так как эти токи близки по величине, то ток в цепи основания и источника усиливаемого напряжения оказывается в десятки раз меньше, чем ток эмиттера. Таким образом, при малом изменении тока на входе триода получаем в десятки раз большее значение тока через сопротивление нагрузки R_H , т. е. имеем значительное усиление.

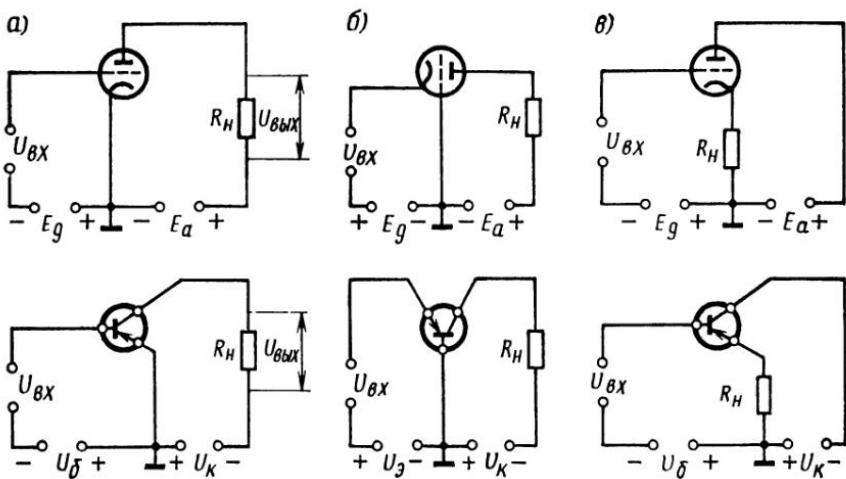


Рис. 101. Схемы включения транзисторов:
а — с общим эмиттером, б — с общей базой, в — с общим коллектором

Применяются также плоскостные триоды типа $n-p-n$. Принцип действия их аналогичен принципу действия триодов типа $p-n-p$, но, как следует из рис. 99, здесь требуется иметь обратную полярность питающих напряжений. В отличие от триода $p-n-p$ основание у триода типа $n-p-n$ имеет дырочную электропроводимость, а неосновными носителями заряда являются электроны. Ввиду того, что подвижность электронов в германии значительно превышает подвижность дырок, триоды типа $n-p-n$ имеют преимущества при использовании их в схемах высокой частоты.

Конструктивно транзисторы выполняются в металлических кожухах, которые необходимы для защиты поверхности полупроводника от воздействия внешней среды. На рис. 100 показано устройство транзистора плоскостного типа.

По аналогии с электронными лампами применяются следующие способы включения транзисторов: по схеме с общей базой (рис. 101, б), по схеме с общим эмиттером (рис. 101, а), по схеме с общим коллектором (рис. 101, в).

Свойства транзисторов определяются их статическими характеристиками. Основными являются входные и выходные статические характеристики. Входной характеристикой транзистора называется зависимость его входного тока от входного напряжения при постоянном

напряжении на выходе. Для схемы с общим эмиттером, которая широкод применяется в практике, входной характеристикой будет являться зависимость тока базы i_b от напряжения на базе U_b при постоянном напряжении на коллекторе U_k

$$i_b = F_1(U_b) \text{ при } U_k = \text{const.}$$

С увеличением отрицательного напряжения на базе ток эмиттера, а вместе с ним и ток базы увеличиваются (рис. 102, а), так как это напряжение действует в прямом направлении. При увеличении отрицательного напряжения на коллекторе U_k увеличивается коллекторный ток i_k , отчего уменьшается ток в цепи базы i_b . Поэтому с ростом U_k (по абсолютному значению) кривая входной характеристики транзистора сдвигается вправо.

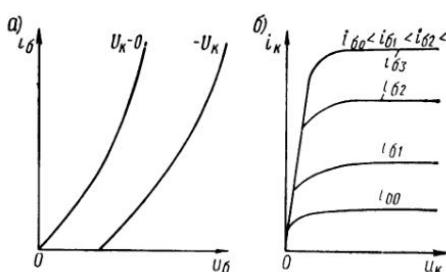


Рис. 102. Характеристики транзистора:
а — входная; б — выходная

представляет собой зависимость коллекторного тока i_k от напряжения на коллекторе U_k при постоянном токе базы i_b (рис. 102, б)

$$i_k = F_2(U_k) \text{ при } i_b = \text{const.}$$

В отличие от входных характеристик, где ток i_b круто нарастает по мере увеличения напряжения U_b , увеличение коллекторного тока i_k с ростом напряжения U_k происходит медленнее. Объясняется это тем, что входное сопротивление транзистора мало и имеет величину, не превышающую десятков и сотен омов. В то же время выходное сопротивление транзистора достигает нескольких десятков килоом, а для схемы с общей базой — 1 МОм. В отличие от электронной лампы транзистор управляет током. Поэтому весьма важным параметром транзисторов является коэффициент усиления α по току, определяемый для схемы с общей базой. Коэффициент α характеризует скорость изменения коллекторного тока i_k с изменением эмиттерного тока i_b при постоянном напряжении на коллекторе U_k

$$\alpha = \frac{di_k}{di_b} \text{ при } U_k = \text{const.}$$

Для плоскостных триодов $\alpha < 1$ и имеет величину порядка $\alpha = 0,92 \div 0,99$. Несмотря на это, транзистор дает усиление как по напряжению, так и по мощности из-за того, что выходное сопротивление транзистора больше входного.

Для схемы с общим эмиттером коэффициент усиления по току определяется выражением

$$\beta = \frac{di_K}{di_B} \text{ при } U_K = \text{const.}$$

Между коэффициентами усиления α и β существует зависимость

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}.$$

Следовательно, коэффициент усиления по току схемы с общим эмиттером значительно больше, чем коэффициент усиления по току схемы с общей базой.

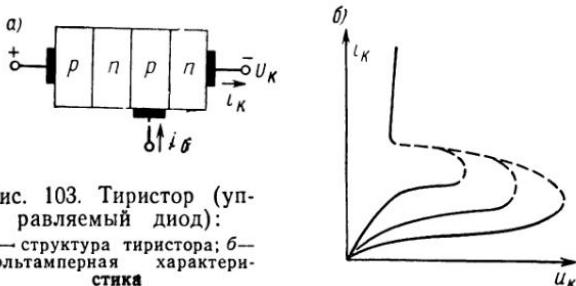


Рис. 103. Тиристор (управляемый диод):
а — структура тиристора; б — вольтамперная характеристика

Из-за особенностей движения зарядов в полупроводнике коэффициент усиления по току с ростом частоты уменьшается. Удовлетворительная работа транзистора в режиме усиления имеет место при условии, что рабочая частота f не превышает так называемую граничную частоту f_a транзистора, при которой модуль коэффициента усиления по току α уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с усилением на низких частотах. По частотным свойствам транзисторы разделяются на низкочастотные ($f \leq 3$ МГц), среднечастотные (3 МГц $< f < 30$ МГц), высокочастотные (30 МГц $< f < 300$ МГц) и сверхвысокочастотные ($f > 300$ МГц).

Кроме частотных свойств, транзисторы уступают электронным лампам и в отношении шумовых качеств. Особенно значительны шумы транзисторов на низких частотах — достигают 20—30 дБ. При частотах выше 100—200 кГц уровень шумов, как правило, снижается, но затем при частотах, больших нескольких мегагерц, снова растет.

По сравнению с электронными лампами транзисторы более экономичны, имеют малые габариты и массу, высокую механическую прочность и большой срок службы. Поэтому, несмотря на отмеченные недостатки, а также зависимость параметров от окружающей температуры и значительный разброс параметров, транзисторы, так же как и полупроводниковые диоды, широко используются в судовой радиолокационной, радионавигационной и другой радиотехнической аппаратуре.

Тиристоры, или переключающие диоды, представляют собой четырехслойные транзисторы со структурой $p-n-p-n$ (либо $n-p-n-p$)

с четырьмя областями различной электропроводности (рис. 103, а). Вольтамперная характеристика тиристора показана на рис. 103, б. Из характеристики видно, что тиристор может находиться в двух устойчивых состояниях. Первое состояние характеризуется малым значением тока и большим падением напряжения. Второе устойчивое состояние соответствует малому падению напряжения на зажимах тиристора и большой величине тока. Для перевода тиристора из непроводящего состояния в проводящее обычно меняют ток базы в одном из эквивалентных триодов, для чего от одной из баз делают вывод для включения в схему (рис. 103, а). В соответствии с действующей системой маркировки полупроводниковые диоды и транзисторы имеют обозначения из четырех элементов.

Первый элемент, состоящий из буквы или цифры, означает исходный материал: Г или 1 — германий; К или 2 — кремний; А или 3 — арсенид галлия. Буквенные обозначения относятся к германиевым приборам, работающим при температуре до +60° С, и кремниевым, работающим при температуре до +85° С. Цифровые обозначения присваиваются приборам, которые рассчитаны на более высокие температуры.

Второй элемент — буква — характеризует тип полупроводникового прибора: Д — диоды; Ц — выпрямительные столбы и блоки; А — сверхвысокочастотные диоды; С — стабилитроны; И — туннельные диоды; В — варикапы; Т — транзисторы; Н — неуправляемые многослойные переключающие приборы (тиристоры); У — управляемые многослойные переключающие приборы (тиристоры); Ф — фотоприборы.

Третий элемент — число — указывает на назначение и электрические свойства прибора, например, для низкочастотных полупроводниковых диодов:

- от 101 до 199 — выпрямительные диоды малой мощности,
- от 201 до 299 — выпрямительные диоды средней мощности,
- от 301 до 399 — выпрямительные диоды большой мощности,
- от 401 до 499 — универсальные диоды,
- от 501 до 599 — импульсные диоды.

Для диодов сверхвысокой частоты третий элемент означает:

- от 101 до 199 — смесительные диоды СВЧ,
- от 201 до 299 — видеодетекторы.

Транзисторы малой мощности имеют следующие обозначения:

- от 101 до 199 — транзисторы низкой частоты,
- от 201 до 299 — транзисторы средней частоты,
- от 301 до 399 — транзисторы высокой частоты.

У транзисторов средней мощности применяются обозначения:

- от 401 до 499 — транзисторы низкой частоты,
- от 501 до 599 — транзисторы средней частоты,
- от 601 до 699 — транзисторы высокой частоты.

Для транзисторов большой мощности:

от 701 до 799 — транзисторы низкой частоты,
от 801 до 899 — транзисторы средней частоты,
от 901 до 999 — транзисторы высокой частоты.

У неуправляемых и управляемых многослойных переключающих приборов (тиристоров) третий элемент означает:

от 101 до 199 — приборы малой мощности,
от 201 до 299 — приборы средней мощности,
от 301 до 399 — приборы большой мощности.

Четвертый элемент — буква — указывает на разновидность прибора.

Ранее разработанные и применяемые до настоящего времени полупроводниковые диоды и транзисторы имеют обозначения из трех элементов. Первый элемент — буква — означает тип прибора: Д — полупроводниковый диод, П — плоскостной транзистор. Второй элемент в виде числа характеризует исходный материал или назначение прибора:

от 1 до 100 — точечные германиевые диоды,
от 101 до 200 — точечные кремниевые диоды,
от 401 до 500 — смесительные СВЧ диоды,
от 601 до 700 — видеодетекторы,
от 951 до 1000 — туннельные диоды.

Для транзисторов второй элемент означает:

от 1 до 100 — маломощный германиевый низкочастотный,
от 101 до 200 — маломощный кремниевый низкочастотный,
от 401 до 500 — маломощный германиевый высокочастотный,
от 501 до 600 — маломощный кремниевый высокочастотный.

Третий элемент — буква — указывает на разновидность прибора.

§ 38. Электронно-лучевые трубы

Электронно-лучевая трубка является электронным прибором, в котором при работе используется тонкий пучок электронов, называемый электронным лучом. Различают два типа электронно-лучевых трубок: с электростатическим управлением лучом и с магнитным управлением лучом. Устройство электронно-лучевой трубки с электростатическим управлением изображено на рис. 104. Трубка состоит из особой формы стеклянного баллона, имеющего цилиндрическую часть — горловину и конусную часть. В цилиндрической части находятся устройства, создающие электронный луч и управляющие его движением. Дно конусной части колбы покрывается изнутри люминофором, который образует флуоресцирующий экран. Стенки конусной части и горловина колбы изнутри металлизируются или покрываются тонким слоем аквадага, представляющего коллоидный раствор графита.

Электронно-лучевая трубка с электростатическим управлением имеет следующие электроды: катод, управляющий электрод, первый анод,

второй анод и две пары отклоняющих пластин. Подогревный катод помещается внутри управляющего электрода, имеющего форму цилиндра с отверстием посередине. На управляющий электрод подается отрицательное относительно катода напряжение. Под действием этого напряжения электроны, излучаемые катодом, собираются в пучок и направляются в отверстие цилиндра, т. е. управляющий электрод предварительно фокусирует электронный луч и регулирует его плотность (количество электронов в луче, поскольку в зависимости от величины отрицательного напряжения на управляющем электроде через его отверстие пройдет большее или меньшее количество электронов).

Первый анод имеет форму цилиндра или диска с отверстием посередине. На него подается положительное напряжение 300—1000 В, а на второй анод (ускоряющий) подается 1000—5000 В. Неоднородное

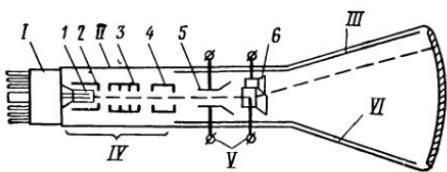


Рис. 104. Электронно-лучевая трубка с электростатическим управлением:
I — цоколь; II — горловина; III — конусная часть;
IV — электронный прожектор; V — отклоняющие пластины; VI — аквадаг;
I — катод; 2 — управляющий электрод; 3 — первый анод; 4 — второй анод; 5 — вертикально-отклоняющие пластины; 6 — горизонтально-отклоняющие пластины

электрическое поле между управляющим электродом и первым анодом, а также между первым и вторым анодами, создаваемое различными напряжениями на этих электродах, фокусирует электроны, т. е. превращает пучок электронов, вылетевших из отверстия управляющего электрода, в тонкий луч. Электронный луч, пройдя через отверстие во втором аноде, попадает на флуоресцирующий экран. В месте падения луча на экране возникает светящееся пятно. При этом из люминофора выбиваются вторичные электроны, которые через аквадаг или непосредственно замыкаются на второй анод и далее через источник питания — на катод. Яркость светящегося пятна, созданного электронным лучом на экране, зависит от плотности электронного луча и регулируется изменением отрицательного напряжения на управляющем электроде. Четкость изображения пятна на экране зависит от фокусировки электронного луча, которая осуществляется изменением напряжения на первом аноде, называемом фокусирующим анодом. Катод, управляющий электрод, первый и второй аноды образуют электронно-оптическую систему, называемую электронной пушкой, или электронным прожектором. Двигаясь к экрану, электронный луч подвергается воздействию отклоняющих напряжений, которые подаются на отклоняющие пластины, расположенные за вторым анодом (см. рис. 104). При подаче напряжения на первую пару пластин электронный луч отклоняется в вертикальном направлении, а при подаче на вторую пару пластин — в горизонтальном направлении, что приводит к соответствующему перемещению светящегося пятна по экрану трубы. При равенстве потенциалов каждой пары пластин электронный луч проходит через центр трубы, и светящееся пятно устанавливается в центре экрана.

Одним из главных параметров, характеризующих электронно-лучевую трубку, является ее чувствительность β . Чувствительностью трубы с электростатическим управлением называется отношение величины отклонения γ светящегося пятна в миллиметрах к величине отклоняющего напряжения U , В,

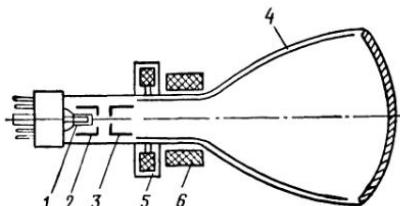
$$\beta = \frac{\gamma}{U}.$$

Чувствительность электронно-лучевой трубы определяется величиной ускоряющего напряжения и конструкцией трубы.

Чувствительность трубы для каждой пары пластин неодинакова, причем большую чувствительность трубы имеет для отклоняющих пластин, более удаленных от экрана. Поэтому в справочных данных

Рис. 105. Электронно-лучевая трубка с магнитным управлением:

1 — подогревный катод; 2 — управляющий электрод; 3 — первый анод; 4 — аквадаг; 5 — фокусирующая катушка; 6 — отклоняющая катушка



чувствительность трубы указывается для каждой пары пластин в отдельности. Для современных трубок она лежит в пределах 0,2—0,5 мм/В.

Иногда для повышения чувствительности электронно-лучевых трубок уменьшают положительное напряжение на втором аноде; но одновременно для обеспечения необходимой скорости электронов слой аквадага соединяют со вторым анодом или подают на него положительное напряжение, увеличивающее яркость свечения экрана. Использование аквадага в качестве третьего анода выгодно еще и потому, что черный цвет его уничтожает отражения от зеркальной поверхности стекла: этим улучшается контрастность изображения на экране.

Устройство электронно-лучевой трубы с магнитным управлением, т. е. с магнитным отклонением и магнитной фокусировкой электронного луча, показано на рис. 105. Электронный прожектор, или электронная пушка, трубы с магнитным отклонением состоит из подогревного катода, управляющего электрода, первого анода, второго анода в виде графитового покрытия — аквадага и фокусирующей катушки, которая надевается на горловину трубы снаружи. Через обмотку фокусирующей катушки пропускается постоянный ток, создающий сильное магнитное поле, действующее на электроны сквозь стекло трубы. В результате электроны, точно летящие по оси трубы, проходят фокусирующее поле без отклонений, так как направление этих электронов параллельно силовым линиям магнитного поля. Остальная часть электронов, проходя через фокусирующую магнитное поле, подвергается закручиванию. В результате закручивания электроны прижимаются к оси трубы, образуя тонкий луч. Для регулировки фокусирующего

магнитного поля изменяется величина тока, протекающего через фокусирующую катушку.

На управляющий электрод трубы, как и при электростатическом управлении, подается отрицательное напряжение. На первый анод подается положительное напряжение 300—1500 В. Под действием этого напряжения электроны движутся от катода до выхода из первого анода, где они попадают под воздействие положительного поля второго анода, который придает электронам нужное ускорение. Для этой цели на второй анод подается положительное напряжение величиной 5000—7000 В.

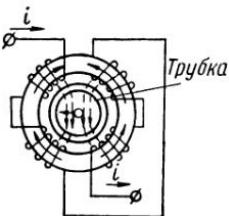
Отклонение электронного луча осуществляется с помощью специальной отклоняющей катушки, которая, как и фокусирующая катушка, помещается снаружи на горловине трубы. Для отклонения луча через катушку пропускается ток, создающий вокруг нее магнитное поле, взаимодействующее с электронным лучом таким же образом, как взаимодействует магнитное поле с проводником, по которому протекает ток. Направление отклонения луча зависит от направления тока через катушку. Отклоняющие катушки бывают вращающимися и неподвижными. Вращающаяся отклоняющая катушка обычно имеет несколько последовательно соединенных обмоток, наматываемых на сердечник — ярмо из мягкой стали

(рис. 106). Применяются также вращающиеся катушки без сердечника, имеющие ряд преимуществ. При увеличении тока через катушку магнитное поле вокруг ее витков будет увеличиваться, и электронный луч начнет отклоняться от центра экрана в радиальном направлении, зависящем от положения катушки. Если на рис. 106 электроны направлены из плоскости рисунка на нас, то электронный луч, как известно, будет перемещаться влево. Если в этот момент катушку вращать вокруг горловины трубы, то электронный луч будет совершать радиально-круговое движение, т. е. перемещаться по радиусу и одновременно по окружности экрана.

Рис. 106. Принцип действия отклоняющей катушки

Чувствительность электронно-лучевой трубы с магнитным управлением определяется по формуле $Q = \frac{\gamma}{IW}$, где γ — величина отклонения, I — ток через отклоняющую катушку, а W — число витков катушки. Чувствительность равна величине отклонения электронного луча на один ампер-виток.

Ввиду того, что число витков для данной катушки является величиной постоянной, то, следовательно, отклонение луча и чувствительность по отклонению пропорциональны току в отклоняющей катушке. Таким образом, для получения равномерной скорости отклонения луча ток через катушку должен изменяться линейно. Экран электронно-лучевой трубы предназначен для визуальной регистрации отклонения электронного луча и измерения его интенсивности. Основными характеристиками экрана являются характер свечения и время послесвечения. К характеру свечения относят яркость и цвет свечения. Яр-



кость свечения экрана определяется величиной напряжения на ускоряющем аноде и материалом люминофора, а цвет свечения зависит от материала люминофора. Временем послесвечения называется продолжительность свечения экрана трубы после прекращения облучения его электронным потоком. Время послесвечения условно делится на три группы: *короткое*, продолжительность которого не превышает 0,01 с, *среднее* — продолжительностью от 0,01 до 0,1 с и *длительное* — более 0,1 с.

Для возможности наблюдения быстро и непрерывно изменяющихся электрических процессов послесвечение экрана не должно быть длительным. При наблюдении же кратковременных процессов, повторяющихся через значительные промежутки времени, экран должен обладать достаточно большим послесвечением.

Обычно электронно-лучевая трубка обозначается трехэлементным символом. Первый элемент — цифра, указывающая величину диаметра или диагонали рабочей части экрана в сантиметрах. Второй элемент — буквы ЛО для электронно-лучевых трубок с электростатическим управлением или буквы ЛМ для электронно-лучевых трубок с магнитным управлением. Третий элемент — цифра, указывающая порядковый номер типа прибора.

При длительной эксплуатации трубок в результате электронной бомбардировки экран постепенно выгорает. Катод трубы за счет бомбардировки ионами, образующимися при ионизации остаточных газов, с течением времени теряет свою эмиссию. Поэтому срок службы электронно-лучевой трубы ограничивается несколькими сотнями часов. Для сохранности трубы и увеличения срока ее службы необходимо по возможности пользоваться при работе всегда наименьшей яркостью изображения. Этим увеличивается долговечность трубы и улучшается ее фокусировка. Нельзя оставлять светящееся пятно на экране трубы длительное время неподвижным, так как даже при малой интенсивности свечения длительная бомбардировка экрана электронами приводит к выгоранию и снижению светоотдачи экрана.

Электронно-лучевая трубка обладает безынерционностью действия и потребляет при работе малую мощность. Электронно-лучевые трубы широко применяются в телевидении, радиолокации, измерительной технике, медицине и других областях науки и техники. В качестве примера рассмотрим электронный осциллограф, основным элементом которого является электронно-лучевая трубка. С помощью электронного осциллографа можно визуально наблюдать форму различных электрических колебаний, наблюдать и снимать резонансные характеристики контуров и усилителей, измерять коэффициент модуляции, частоту колебаний и производить ряд других наблюдений и измерений.

В электронных осциллографах применяются электронно-лучевые трубы с электростатическим отклонением. Простейшая схема электронного осциллографа изображена на рис. 107.

На управляющий электрод С трубы подается отрицательное относительно катода напряжение, величина которого регулируется потенциометром R1. Изменя величину этого напряжения, регулируют интенсивность или яркость светящегося пятна на экране трубы. Фо-

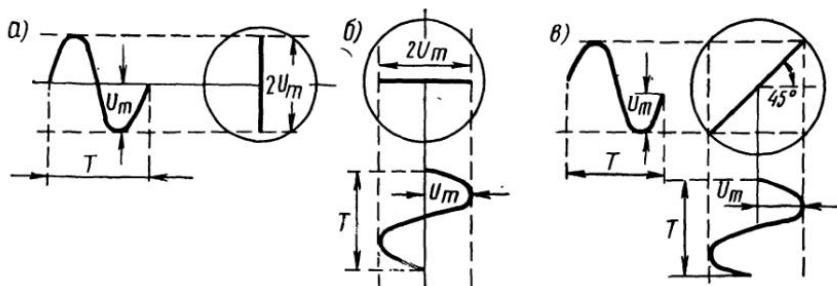
кусировка электронного луча производится изменением напряжения на первом аноде $A1$ с помощью потенциометра $R2$.

Исследуемое напряжение подается на вертикально отклоняющие пластины непосредственно или через специальный усилитель вертикального отклонения луча. Усилитель необходим в тех случаях, когда исследуемое напряжение мало.

Если исследуемое напряжение $u_{иссл}$ будет переменным с периодом T и амплитудой U_m и если на горизонтально отклоняющие пластины напряжение $u_{разв}$ подаваться не будет, то светящееся пятно отклонится за один период вверх на величину амплитудного значения, затем возвратится к центру экрана и будет перемещаться вниз. Длина вертикальной светящейся линии

Рис. 107. Простейшая схема электронного осциллографа

на экране, образованной электронным лучом, будет равна величине $2U_m$ в определенном масштабе, зависящем от чувствительности трубы (рис. 108, а). Когда переменное напряжение подводится только к горизонтально отклоняющим пластинам, то на экране трубы будет изображаться горизонтальная прямая линия (рис. 108, б). Если к горизонтально и вертикально отклоняющим пластинам подвести одновре-



Отношение частот	0	1/8 периода	1/4 периода	3/8 периода	1/2 периода
1:1					
1:2					

Рис. 108. Изображение фигур кратности на экране осциллографа

менно два переменных напряжения, то в зависимости от амплитуды, частоты и фазы этих напряжений электронный луч будет перемещаться по разным путям, изображая различные фигуры, которые носят название фигур Лиссажу (или фигур кратности). Если, например, эти переменные напряжения имеют одинаковую частоту, фазу и амплитуду, то электронный луч отклонится по результирующей прямой, расположенной под углом 45° к плоскости отклоняющих пластин (рис. 108, б). Если подводить переменные напряжения, отличающиеся по фазе и частоте, но имеющие одинаковую амплитуду, то в зависимости от соотношения частоты и фазы фигуры кратности на экране трубы будут иметь форму, показанную на рис. 108, г.

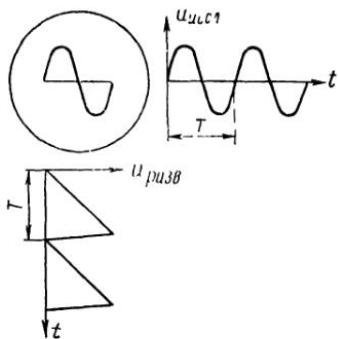


Рис. 109. Изображение осциллограммы на экране трубы

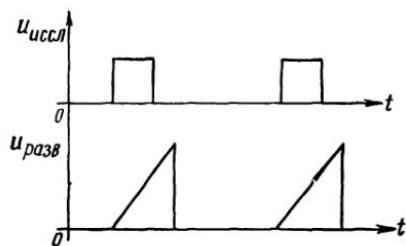


Рис. 110 Ждущая развертка

Осциллограф обладает ценным свойством: он дает возможность наблюдать на экране, а при необходимости и фотографировать форму кривой исследуемого напряжения; это изображение носит название осциллограммы. Для осциллографирования на горизонтально отклоняющие пластины следует подавать напряжение пилообразной формы, которое периодически и с постоянной скоростью перемещало бы электронный луч горизонтально от левого до правого края экрана, а затем мгновенно возвращало его в начальное положение. При этом на экране будет видна светящаяся линия, длина которой будет соответствовать определенному промежутку времени в определенном масштабе. Эта линия называется линией развертки, а пилообразное напряжение — напряжением развертки.

Исследуемое напряжение, например переменное синусоидальное напряжение с периодом T , подается на вертикально отклоняющие пластины трубы. При этом на экране трубы мы получим кривую изменения исследуемого напряжения (рис. 109). Чтобы изображение на экране было неподвижным, период напряжения развертки должен быть равен или в целое число раз больше, чем период исследуемого напряжения. При равенстве периода развертки и периода исследуемого напряжения на экране трубы будет изображаться один период кривой исследуемого напряжения. Если, например, период развертки будет в три раза больше, чем период исследуемого напряжения, то на экране

будут видны три периода и т. д. Это свойство позволяет использовать электронно-лучевую трубку в осциллографе для измерения частоты исследуемого напряжения.

Если надлежит исследовать напряжение, имеющее импульсный характер, то обычная система развертки непригодна, поскольку период следования импульсов может во много раз превосходить длительность самого импульса и это приводит к тому, что за один период развертки импульс не может быть развернут и изобразится он на экране в виде вертикального штриха, судить о форме которого будет невозможно. Поэтому для исследования или наблюдения за напряжениями импульсной формы применяют так называемую ждущую развертку.

Сущность ждущей развертки состоит в том, что пилообразное напряжение развертки синхронизируется с исследуемым импульсным напряжением. Это достигается тем, что генератор развертки запускается специальным импульсом, синхронизированным с исследуемым, либо непосредственно запускается самим исследуемым импульсом. После каждого запуска генератор вырабатывает один пилообразный импульс развертки, длительность которого не много больше длительности исследуемого импульса, так что временная развертка всякий раз будет в фазе с исследуемым напряжением (рис. 110).

§ 39. Ионные приборы

Наряду с электронными приборами в судовых радиоустановках применяются приборы, ток в которых протекает за счет электрического разряда в газах, находящихся внутри баллона. Такие приборы называются ионными или газоразрядными

Действие ряда ионизирующих факторов (космическое излучение, фотоэлектронная эмиссия и пр.) обусловливает всегда присутствие в газе некоторого количества остаточных ионов, которые способствуют возникновению тока через газовый промежуток.

Если имеется двухэлектродная лампа с двумя неэмиттирующими электродами, пространство между которыми заполнено разряженным газом, то при отсутствии электрического поля ионы находятся в состоянии беспорядочного хаотического движения.

При подаче напряжения на электроды лампы под действием электрического поля положительные ионы будут двигаться к отрицательно заряженному электроду — катоду, а электроны — к положительно заряженному электроду — аноду. Таким образом в лампе возникнет ток. Такой вид газового разряда называется самостоятельным.

Если электроны и ионы создаются самим разрядом, то разряд называется несамостоятельным. Для осуществления несамостоятельного разряда, кроме разности потенциалов на электродах, необходимо, чтобы осуществлялась ионизация газа столкновением электронов, излучаемых катодом, с нейтральными частицами газа. Электроны, возникающие в процессе ионизации газа, попадая на положительно заряженный анод, создают ток в анодной цепи прибора, а положительно заряженные ионы, притягиваясь катодом, компенсируют отрицательный пространственный заряд вокруг катода.

В ионных (газоразрядных) приборах с несамостоятельным разрядом различают следующие основные виды газовых разрядов:

а) тлеющий разряд, который возникает при небольших плотностях тока и при холодном (ненакаливаемом) катоде, испускающем электроны за счет вторичной эмиссии под влиянием бомбардировки катода положительными ионами;

б) дуговой разряд, который возникает при больших плотностях тока и создается интенсивным испусканием электронов накаленным катодом;

в) искровой и высокочастотный разряды, которые возникают: первый при электрическом пробое газового промежутка, а второй, когда газоразрядный прибор подвергается воздействию высокочастотного электромагнитного поля и когда замыкание цепи происходит за счет токов смещения (емкостных токов) в изолирующих стенках баллона прибора. Благодаря компенсации пространственного заряда газоразрядные приборы имеют малое падение напряжения на разрядном промежутке при большой величине тока. Одновременно с этим газоразрядные приборы характеризуются большей инерционностью по сравнению с электронными приборами. Объясняется это наличием в газоразрядном промежутке ионов, малоподвижных по сравнению с электронами. Это обстоятельство ограничивает использование ионных приборов на частотах, превышающих несколько килогерц.

Среди различных типов приборов с тлеющим разрядом широкое применение в судовой радиотехнической аппаратуре получили неоновые (газосветные) лампы, газовые разрядники, газоразрядные стабилизаторы напряжения (стабиловольты и стабилитроны) и др.

Стеклянный баллон неоновой лампы наполняется неоном с примесью какого-либо инертного газа для получения соответствующего цвета свечения. Внутри баллона помещаются два электрода — анод и катод, на зажимы которых подается напряжение. Под действием электрического поля положительные ионы, имеющиеся в некотором количестве в разреженном газе, устремляются к катоду и, ударяясь, выбивают из него электроны. Эти электроны, двигаясь с большой скоростью к аноду, сталкиваются с атомами газа, вызывая процессы возбуждения и ионизации последних. Ионизация газа увеличивает бомбардировку катода положительными ионами, полученными при расщеплении молекул газа, а переход возбужденных молекул в нормальное состояние сопровождается появлением свечения внутри баллона.

Преимуществами неоновой лампы являются малая потребляемая мощность и безынерционность. Благодаря этому такая лампа применяется там, где необходимо иметь источник света, который мог бы быстро (до нескольких тысяч раз в секунду) изменять свою яркость. Обычные лампы накаливания совершенно непригодны для этой цели из-за большой тепловой инерции.

Свечение неоновой лампы начинается при определенном значении напряжения на электродах, называемого напряжением зажигания. Гаснет неоновая лампа при напряжении, меньшем, чем напряжение зажигания.

Неоновые лампы бывают различных конструкций. На рис. 111, а показано устройство плоскоэлектродной лампы с напряжениями зажигания 150—170 В. На рис. 111, б и в показаны маленькие лампы индикаторного типа на более низкое напряжение зажигания.

Газонаполненный разрядник, применяемый в судовой радиоаппаратуре, представляет собой стеклянную трубку, наполненную аргоном. Внутри трубы вмонтированы две алюминиевые пластины, расположенные параллельно одна другой и являющиеся электродами разрядника. Общий вид газонаполненного разрядника показан на рис. 112, а. Такой разрядник используется для защиты радиоприемников от воздействия грозовых разрядов. Схема включения разрядника P показана на рис. 112, б. В нормальных условиях, когда грозовые разряды отсутствуют, разрядник обладает бесконечно большим сопротивлением

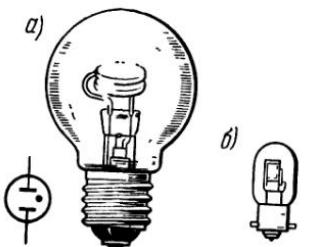


Рис. 111: Неоновые лампы

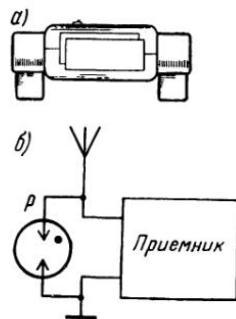


Рис. 112. Газонаполненный разрядник

и не оказывает влияния на работу приемника. При появлении грозовых разрядов в антenne наводится высокое напряжение, газ в разряднике ионизируется, вследствие чего сопротивление разрядника резко падает и антenna замыкается на землю (корпус судна) помимо приемника.

Грозовые разрядники специальной конструкции применяются в антенных переключателях радиолокационных станций.

Стабилитрон, или стабиловольт, это газоразрядная двухэлектродная лампа с холодным катодом. Баллон стабилитрона наполнен инертным газом. Общий вид стабилитрона и его условное обозначение показаны на рис. 113. Особенностью стабилитрона является то, что при работе (горении) напряжение на нем остается почти постоянным при изменении в определенных пределах протекающего через него тока. Это иллюстрируется вольтамперной характеристикой стабилитрона, представленной на рис. 114. Указанное свойство прибора позволяет использовать стабилитрон для стабилизации выходного напряжения источников питания радиотехнической аппаратуры. Принципиальная схема включения стабилитрона показана на рис. 115. Если на входе стабилизатора напряжение U понизится, то величина тока через резистор R и стабилитрон будет меньше. Падение напряжения на резисторе R уменьшится, а напряжение на стабилитроне и на нагрузке R_h останется постоянным. Наоборот, при увеличении напряжения на

входе стабилизатора токи через стабилитрон, а также через резистор R возрастут, падение напряжения на резисторе R увеличится, а напряжение на нагрузке R_H останется без изменения. Таким же образом напряжение на нагрузке при изменении величины нагрузки поддерживается постоянным. Например, при увеличении нагрузки должны были бы возрасти ток и падение напряжения на резисторе R , однако ввиду уменьшения напряжения на зажимах стабилитрона ток в нем уменьшается, вследствие чего суммарный ток через резистор R сохраняет свою первоначальную величину и напряжение на нагрузке остается без изменения, т. е. будет постоянным.

К ионным приборам с дуговым разрядом относятся газотроны, тиратроны и тригатроны.

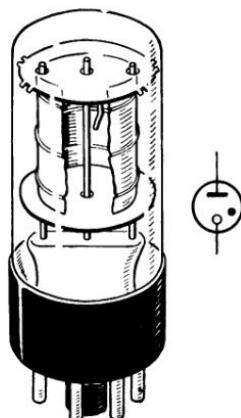


Рис. 113. Стабилитрон

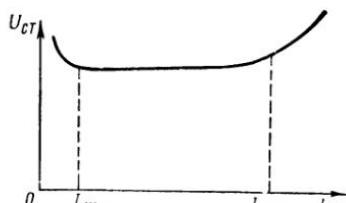


Рис. 114. Вольтамперная характеристика стабилитрона

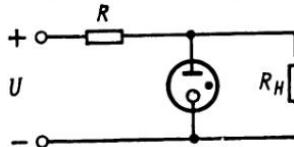


Рис. 115. Схема стабилизатора напряжения

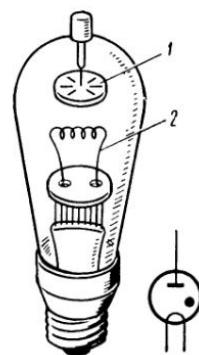


Рис. 116. Газотрон:
1 — анод; 2 — катод

Газотроном называется наполненная газом двухэлектродная лампа (рис. 116). Газотрон наполняется парами ртути или каким-либо инертным газом. Принцип действия газотрона состоит в следующем. Катод при нагревании начинает излучать электроны. При своем движении к аноду электроны, сталкиваясь с молекулами паров ртути или газа, ионизируют их. Электроны, получаемые при ионизации, попадают на анод, создавая анодный ток, а положительно заряженные ионы, притягиваясь отрицательно заряженным катодом, уменьшают пространственный заряд, окружающий катод. Газотроны широко применяются в выпрямительных схемах благодаря тому, что дают больший коэффициент полезного действия, чем кенотроны.

При включении газотрона необходимо сначала прогреть катод в течение 3—5 мин (в зависимости от мощности газотрона) и только после этого можно подавать анодное напряжение. Выключение газотрона производится в обратном порядке, т. е. вначале надо выключить анодное напряжение, а потом — напряжение накала. Несоблюдение этого условия вызывает разрушение катода и порчу газотрона.

Газотронные выпрямители применяются в таких же схемах, как и кенотронные. Особенностью газотронного выпрямителя является то, что схема фильтра должна начинаться с дросселя, а не с конденсатора. Дроссель ограничивает зарядный ток конденсатора фильтра и тем самым предотвращает разрушение катода газотрона.

Тиратроном называется наполненная газом лампа, в которой кроме катода и анода, имеется еще третий электрод — сетка (рис. 117). В отличие от электронных ламп сетка тиратрона устроена так, что со своими боковыми экранами она полностью закрывает катод от воздействия электрического поля анода.

При подаче на сетку отрицательного напряжения положительный потенциал анода не вызовет анодного тока в тиратроне до тех пор, пока напряжение на аноде не преодолеет отталкивающее действие сетки на

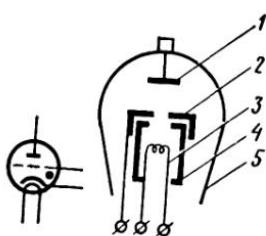


Рис. 117. Тиратрон:
1 — анод; 2 — сетка; 3 — катод; 4 — тепловой экран; 5 — колба

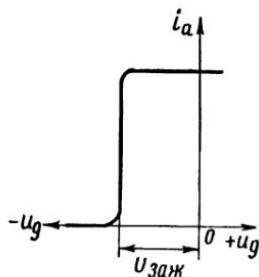


Рис. 118. Характеристика тиратрона

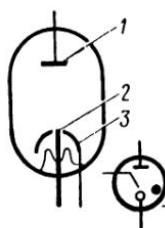


Рис. 119. Тригатрон:
1 — анод; 2 — поджигающий электрод; 3 — катод

электроны. Если уменьшить отрицательный потенциал на сетке или соответственно увеличить положительное напряжение на аноде, то сквозь отверстия в сетке начнут проникать на анод электроны, которые вызовут в цепи анода небольшой ток.

При достижении электронами достаточных скоростей возникает ионизация газа (тиратрон «зажигается»), и ток, проходящий через тиратрон, резко возрастает. При «зажигании» тиратрона действие сетки полностью компенсируется, и изменение напряжения на сетке не влияет на величину анодного тока. Зависимость анодного тока тиратрона i_a от напряжения на сетке u_g , т. е. характеристика тиратрона, показана на рис. 118.

Указанная особенность характеристики тиратрона позволяет широко использовать его в различных схемах автоматического управления приборами, а также в выпрямительных устройствах, где тиратроны позволяют сравнительно легко регулировать величину выпрямленного напряжения. Тиратроны с водородным наполнением в настоящее время применяются в импульсных модуляторных устройствах радиолокационных станций. Наряду с односеточными встречаются тиратроны с экранирующей сеткой. Экранирующая сетка устраняет влияние на потенциал зажигания внешних полей, а также защищает управляющую сетку от теплового воздействия со стороны анода и катода.

Тригатроном называется ионный прибор без накаливаемого катода. Он состоит из двух так называемых рабочих электродов, имеющих форму полусфер из тугоплавкого металла, и поджигающего электрода стержнеобразной формы. Поджигающий электрод располагается в отверстии одного из рабочих электродов, который обычно служит катодом и при работе заземляется. Стеклянный баллон наполняется смесью аргона и кислорода. Общий вид тригатрона показан на рис. 119. Применяется тригатрон в качестве электрического разрядника в модуляторах радиолокационных станций. Принцип действия тригатрона состоит в следующем. При подаче высокого напряжения на рабочие электроды (анод и катод) разряд в приборе не возникает до тех пор, пока на поджигающий электрод не будет подан управляющий импульс напряжения положительной полярности. При подаче управляющего импульса возникает газовый разряд между поджигающим электродом и катодом. Возникающая в результате этого разряда ионизация замыкает цепь между рабочими электродами, вследствие чего происходит пробой основного промежутка.

Ионные приборы, как и электронные, имеют четырехэлементное условное обозначение.

Первый элемент — наименование: стабилизаторы напряжения (стабилитроны) — СГ; тиаратроны с газовым наполнением — ТГ; тиаратроны с наполнением парами ртути — ТР; тиаратроны с водородным наполнением (импульсные) — ТГИ; газотроны с газовым наполнением — ГГ; газотроны с наполнением парами ртути — ГР; разрядники всех типов — Р.

Второй элемент — у тригатронов буква «Т»; у газотронов и тиаратронов — число, указывающее порядковый номер типа; у стабилитронов чисел (цифрового условного обозначения) не имеется.

Третий элемент — цифра, указывающая порядковый номер типа прибора; у разрядников всех типов, стабилизаторов напряжения, газотронов и тиаратронов этого цифрового обозначения не имеется.

Четвертый элемент — дробное число, где числитель указывает среднее значение тока в амперах (для импульсных приборов — импульсное значение), а знаменатель — амплитудное значение обратного напряжения в киловольтах; этот элемент обозначения применяется у газотронов и тиаратронов; у стабилитронов в стеклянном баллоне применяется обозначение С, у пальчиковых — П.

Глава X

ГЕНЕРАЦИЯ КОЛЕБАНИЙ

§ 40. Генерация синусоидальных колебаний

Для получения электрических колебаний требуемой частоты и формы в современных радиостанциях используют ламповый генератор, преобразующий электрическую энергию постоянного тока в электрическую энергию переменного тока.

В зависимости от формы кривой создаваемых колебаний генераторы можно подразделить на генераторы синусоидальных и несинусоидальных колебаний. Строго говоря, такое деление условно, так как ламповый генератор не может создавать чисто синусоидальных колебаний. Однако форма генерируемых колебаний может быть весьма близкой к синусоидальной. Генераторы же несинусоидальных колебаний создают напряжение, принципиально отличное от синусоидального.

Ламповые генераторы иногда подразделяют по другим признакам, например по диапазону частот генерируемых колебаний (низкой частоты, высокой частоты, сверхвысокой частоты), по мощности, по режиму работы во времени (непрерывного действия и импульсные).

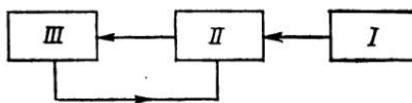


Рис. 120. Схема автогенератора

Генераторы синусоидальных колебаний обычно принято подразделять на два типа: генераторы с независимым возбуждением и генераторы с самовозбуждением, называемые иногда автогенераторами. В первом типе генераторов на выходе получается напряжение высокой

частоты при подведении к цепи сетки лампы (к входу) напряжения от внешнего генератора. Генератор с независимым возбуждением по существу представляет собой усилитель. В данной главе генераторы с независимым возбуждением не рассматриваются. Возникновение собственных колебаний (автоколебаний) возможно в системе (рис. 120), в которой имеются источник энергии I, колебательный элемент III и специальное устройство II (клапан), способное своевременно и требуемыми порциями вводить в колебательный элемент энергию источника, необходимую для компенсации потерь. Все эти элементы находятся между собой в жесткой взаимосвязи, состоящей в том, что, с одной стороны, клапан управляет движением системы, так как через него колебательный элемент (выход) воздействует на вход системы, передавая туда часть энергии. Эта энергия снова воздействует на колебательную систему, компенсируя в ней потери. Следовательно, с другой стороны, движение системы управляет работой клапана, заставляя его открываться в требуемый момент.

Такие взаимные воздействия характерны для любой автоколебательной системы и называются обратной связью. За счет самоуправления возникают устойчивые незатухающие колебания.

На рис. 121 приведена схема лампового автогенератора, содержащая источник энергии в виде анодной батареи E_a , колебательный элемент — контур L_a , C_a и клапан, роль которого играет управляющая сетка лампы. Цепь обратной связи осуществляется катушкой L_g , индуктивно связанной с катушкой L_a .

При включении анодного напряжения в контуре L_a , C_a возникают колебания. Если бы в контур не подводилась энергия, то эти колебания носили бы характер затухающих колебаний. Однако благодаря обратной связи колебания, имеющиеся в контуре, индуцируют э. д. с. в катушке L_g . Усиленные лампой, эти колебания вновь поступают в колебательный контур, компенсируя имеющиеся в нем потери.

Таким образом, потери энергии в контуре восполняются за счет энергии анодной батареи. Совершенно очевидно, что установившиеся (т. е. не затухающие и не возрастающие по амплитуде) колебания возможны только в том случае, когда поступление энергии от источника в единицу времени равно потере, т. е. расходу энергии за то же время.

Следует учитывать, что в начале процесса самовозбуждения амплитуды колебаний в контуре очень малы и поэтому для получения требуемых значений амплитуды необходимо, чтобы поступление энергии в контур превышало потери. В этом случае колебания в начальной стадии процесса будут нарастать. Если бы это соотношение между получаемой и расходуемой энергиями всегда сохранялось, то амплитуда должна была бы возрастать неограниченно. Следовательно, для получения стационарного значения амплитуды колебаний необходимо, чтобы, начиная с некоторого значения амплитуды, потери росли быстрее, чем пополнение энергии, получаемое от источника.

Указанные здесь свойства присущи лишь нелинейной системе. Если бы система была линейной, то потери и поступление энергии росли бы по одинаковым законам (пропорционально квадрату амплитуды). В этом случае система либо совсем не возбуждается, либо амплитуда колебаний в ней бесконечно нарастает. Таким образом любая автоколебательная система должна иметь нелинейный элемент. В рассматриваемом нами генераторе роль этого элемента играет лампа, характеристика которой, как известно, нелинейна.

Приведенные выше энергетические условия самовозбуждения можно сформулировать несколько иначе. Можно сказать, что самовозбуждение лампового генератора возможно при создании в стационарном режиме необходимой амплитуды колебаний в цепи обратной связи (баланс амплитуд) и необходимой фазы колебаний в той же цепи (баланс фаз). Иными словами, генератор самовозбудится только в том случае, когда затухание в цепи обратной связи будет полностью компенсировано усилением лампы; кроме того, колебания, поступающие в анодную цепь лампы, должны совпадать по фазе с теми, которые имеются в анодном контуре.

Так как лампа поворачивает фазу подводимых к ней колебаний на 180° , то для выполнения условия баланса фаз необходимо повернуть эти колебания по фазе еще на 180° . В схеме рис. 121 такой поворот фазы осуществляется соответствующим включением катушки обратной связи L_g .

Частота колебаний, создаваемых автогенератором, зависит от параметров L_a и C_a , колебательного контура, а амплитуда этих колебаний при прочих равных условиях определяется коэффициентом взаимной индукции между катушками L_a и L_g . Можно показать, что схема рис. 121 самовозбуждается лишь в том случае, когда коэффициент

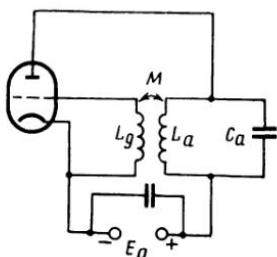


Рис. 121. Схема лампового генератора

взаимной индукции

$$M > \frac{RC_a}{S},$$

где R, C_a — параметры контура, а S — крутизна характеристики лампы.

При $M_{kp} = \frac{RC_a}{S} = \frac{1}{\omega_0 Q S}$ автоколебания срываются.

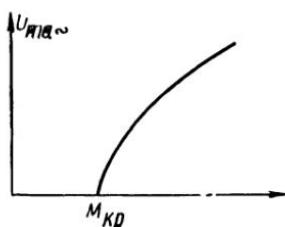


Рис. 122. Зависимость амплитуды автоколебаний от величины коэффициента взаимной индукции

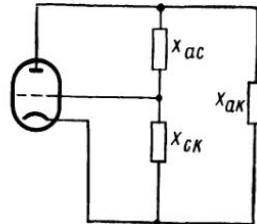


Рис. 123. Общая трехточечная схема автогенератора

Таким образом, схема возбуждается на данной частоте ω_0 тем лучше, чем больше добротность контура Q и крутизна характеристики лампы.

На рис. 122 приведена зависимость амплитуды автоколебаний от коэффициента M при выборе рабочей точки на прямолинейном участке характеристики лампы (мягкий режим).

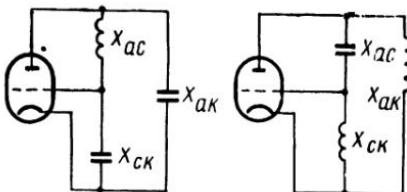


Рис. 124. Трехточечные схемы автогенераторов

также создает сдвиг фаз на 180° (напомним, что лампа имела разный знак). Сопротивления X_{ck} и X_{ac} должны иметь разный знак (т. е. если одно из них емкостное, то другое должно быть индуктивным). Сопротивления же X_{ak} и X_{ck} должны быть одного знака.

На рис. 124 приведены две схемы автогенераторов, удовлетворяющие указанным требованиям.

Следует заметить, что все приведенные выше общие соображения о работе ламповых генераторов, в частности об условиях возникновения автоколебаний, в основном верны и для генераторов на транзисторах. На рис. 125, а, б показаны две схемы транзисторных автогенераторов.

Сходство с ламповыми схемами здесь очевидно. Однако имеются и некоторые отличия, связанные с тем, что транзисторы обладают отлич-

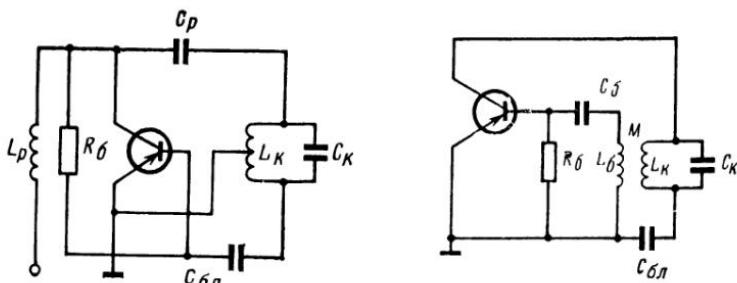


Рис. 125. Схемы транзисторных автогенераторов

ной от нуля обратной проводимостью, меньшими входными и выходными сопротивлениями, внутренним сдвигом фаз и рядом других особенностей.

§ 41. Генерация несинусоидальных колебаний

На практике часто применяются генераторы, создающие колебания, форма которых резко отличается от синусоидальной. Эти колебания называются релаксационными.

Различие в форме синусоидальных и релаксационных колебаний определяется свойствами колебательных систем. Если колебательная

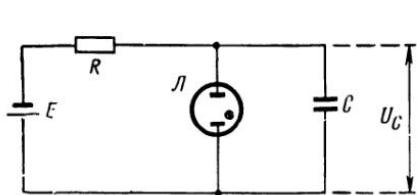


Рис. 126. Генератор с неоновой лампой

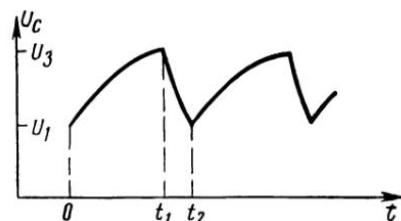


Рис. 127. Форма напряжения на конденсаторе

система содержит два элемента, способных накапливать электрическую энергию, например индуктивность и емкость, то за счет обратной связи можно превратить возникающие в колебательном контуре свободные колебания в незатухающие. При этом происходит периодический обмен запасом энергии между обоими элементами контура с восполнением потерь за счет источника.

Существенным отличием релаксационных систем является то, что в них имеется лишь один накопитель энергии, например емкость. Процесс создания колебаний состоит в том, что энергия от источника поступает сначала в накопитель. После того как энергия в нем достигнет определенного значения, открывается путь стока энергии, причем обычно сток энергии (разряд накопителя) происходит значительно

быстрее заряда. Далее вновь начинается накопление энергии, и процесс повторяется.

Характерным примером генератора релаксационных колебаний является генератор с неоновой лампой (рис. 126). Схема генератора состоит из батареи E , резистора R , ограничивающего величину протекающего в схеме тока, конденсатора C и неоновой лампы L .

После включения батареи начинается заряд конденсатора через резистор с большим сопротивлением и, следовательно, рост напряжения U_c . Когда это напряжение достигнет значения напряжения U_a зажигания неоновой лампы, в ней происходит ионизация газа, сопротивление ее резко падает и конденсатор весьма быстро разряжается.

При разряде конденсатора напряжение на лампе уменьшается до значения U_1 , при котором лампа гаснет. Сопротивление ее становится тогда практически бесконечно большим, и заряд конденсатора начинается снова. В результате получаются периодические изменения напряжения на конденсаторе (между значениями U_1 и U_a), как это показано на рис. 127.

Рассмотренный здесь простейший генератор релаксационных колебаний обладает рядом существенных недостатков. Поэтому в качестве генераторов релаксационных колебаний обычно используются другие схемы, подробно рассмотренные в гл. XXV.

Глава XI

МОДУЛЯЦИЯ

§ 42. Амплитудная модуляция

Для того чтобы передать сигнал с помощью высокочастотного синусоидального колебания¹, необходимо изменять один из параметров колебания в соответствии с этим сигналом. Этот процесс носит название модуляции.

Если вопрос о модуляции рассматривать спектрально, то можно сказать, что в результате модуляции спектр частот сигнала «переносятся» в область более высоких частот для дальнейшей передачи его радиотехническими средствами², с помощью излучения электромагнитной энергии.

Рассмотрим физические процессы, протекающие при амплитудной модуляции. Наиболее удобно вначале обратиться к методу получения амплитудно-модулированных колебаний, который ранее использовался в маломощных телефонных передатчиках (рис. 128).

Как видно из рис. 128, генератор высокой частоты (ГВЧ) индуктивно связан с антенной A , в которую последовательно включен угольный микрофон M . Под действием звуковых колебаний мембрана микро-

¹ Вопрос о необходимости использования высокочастотных колебаний для передачи сигналов по радио был рассмотрен в гл. I.

² Речь идет о передаче одной боковой полосы частот.

фона колеблется и изменяет этим сопротивление находящегося в микрофоне угольного порошка. Очевидно, что общее сопротивление антенной цепи, а следовательно, и ток в антenne изменяются по тому же закону, по которому меняется сопротивление микрофона.

Допустим, что проводимость микрофона M является линейной функцией звукового давления P , т. е. $Y_M = aP$. Тогда проводимость Y_a цепи антенны равна $Y_a = Y_0 + aP$, причем Y_0 — начальная проводимость цепи (т. е. проводимость при $P = 0$).

Пусть звуковое давление изменяется по закону синуса, т. е.

$$P = P_m \sin \Omega t.$$

Тогда

$$Y_a = Y_0 + aP_m \sin \Omega t = Y_0 (1 + m \sin \Omega t), \quad (133)$$

где $m = \frac{aP_m}{Y_0}$ — коэффициент модуляции.

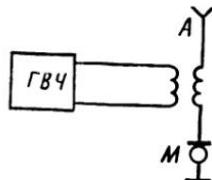


Рис. 128. Элементная схема монодиода

Допустим теперь, что э.д.с. генератора, наводимая в антenne,

$$E = E_m \sin \omega_0 t,$$

где ω_0 — высокая (несущая) частота. Ток в антenne тогда можно определить из выражения

$$I = EY_a = E_m Y_0 (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t. \quad (134)$$

Следовательно, ток представляет собой синусоидальное колебание, амплитуда которого является функцией времени. Это выражение соответствует амплитудно-модулированному сигналу. Естественно, что если бы передаваемый (модулирующий) сигнал был произвольной функцией $f(t)$, то выражение для тока приняло бы вид

$$I = I_0 [1 + mf(t)] \sin \omega_0 t, \quad (135)$$

причем

$$|f(t)| < 1.$$

Таким образом, процесс модуляции состоит в перемножении двух функций времени $[1 + mf(t)]$ и $I_0 \sin \omega_0 t$. Результат этого перемножения [если обратиться к формуле (134)] может быть представлен следующим образом:

$$\begin{aligned} I &= I_0 (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t = I_0 \sin \omega_0 t + mI_0 \sin \Omega t \sin \omega_0 t = \\ &= I_0 \sin \omega_0 t + \frac{mI_0}{2} [\cos(\omega_0 - \Omega)t - \cos(\omega_0 + \Omega)t]. \end{aligned}$$

Здесь первый член является колебанием «несущей» частоты ω_0 , а второй дает значения частот модуляции, сдвинутых на равные расстояния относительно несущей частоты. Если бы модулирующее напряжение было отлично от синусоидального, то необходимо было бы обратиться к формуле (135) и получить при умножении две боковые полосы частот модулированного сигнала.

Следовательно, при амплитудной модуляции спектр частот модулированного сигнала состоит из несущей частоты и двух боковых полос, ширина каждой из которых равна ширине спектра модулирующего сигнала. Иными словами, спектр амплитудно-модулированного сигнала вдвое шире спектра самого натурального сигнала.

На рис. 129 дана графическая интерпретация формулы (134), причем в левой части рисунка изображено немодулированное колебание, а в правой — модулированное. Воображаемая кривая, соединяющая точки, соответствующие амплитудным значениям высокой частоты, называется огибающей.

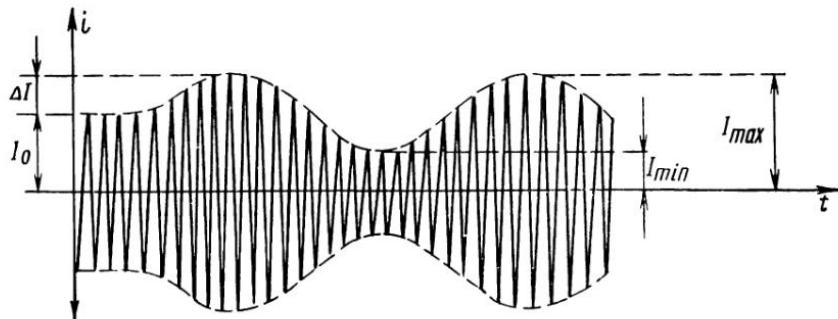


Рис. 129. Амплитудно-модулированные колебания

Как видно из рис. 129 и формулы (134), коэффициент модуляции

$$m = \frac{\Delta I}{I_0},$$

но

$$\Delta I = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{2}; \quad I_0 = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2},$$

следовательно,

$$m = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}}. \quad (136)$$

Очевидно, что

$$m \leq 1.$$

Обычно коэффициент модуляции выражают в процентах.

Использованная выше схема получения амплитудной модуляции является линейной схемой с переменными параметрами. Однако в большинстве практических случаев применяют нелинейные схемы, в которых в качестве нелинейного элемента пользуются электронной лампой.

Изменение тока лампы (для простоты рассматриваются схемы с триодом) можно получить, меняя напряжение на сетке или на аноде. В соответствии с этим различают схемы сеточной и схемы анодной модуляции.

Здесь будет рассмотрена лишь схема сеточной модуляции (рис. 130), хотя в последнее время она применяется сравнительно редко.

На сетку лампы подаются постоянное напряжение (напряжение смещения) E_g , которым устанавливается исходная рабочая точка на характеристике лампы, напряжение высокой частоты ω_0 и напряжение модулирующей частоты Ω . Так как частота напряжения сигнала Ω во много раз меньше частоты напряжения несущей, т. е. $\Omega \ll \omega_0$, то можно считать, что за один период высокой (несущей) частоты напряжение модулирующей частоты остается постоянным (см. рис. 129). Следовательно, напряжение модулирующей частоты, складываясь с постоян-

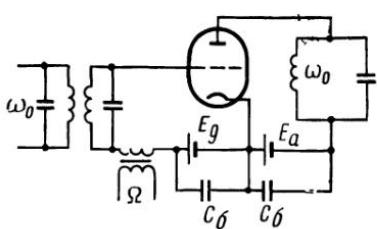


Рис. 130. Схема сеточной модуляции

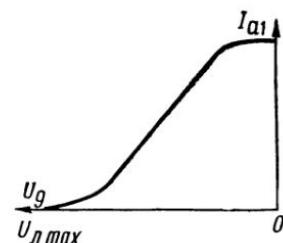


Рис. 131. Статическая модуляционная характеристика при сеточной модуляции

ным напряжением смещения E_g , двигает по характеристике лампы рабочую точку, причем закон этого движения соответствует закону модулирующего сигнала. Так как указанное движение происходит на нелинейном участке характеристики лампы, то при этом будет меняться основная составляющая (несущей частоты) анодного тока, очевидно, тоже по закону модулирующего напряжения. Таким образом и осуществляется сеточная модуляция (модуляция смещением).

Аналитически это выглядит следующим образом. Пусть характеристика лампы изображается полиномом второй степени (т. е. рабочая точка за счет напряжения E находится на квадратичном участке характеристики)

$$i_a = a_0 + a_1 u_g + a_2 u_g^2.$$

Тогда, так как

$$u_g = U_{1m} \sin \Omega t + U_{2m} \sin \omega_0 t,$$

то

$$\begin{aligned} i_a = & a_0 + a_1 (U_{1m} \sin \Omega t + U_{2m} \sin \omega_0 t) + \\ & + a_2 (U_{1m} \sin \Omega t + U_{2m} \sin \omega_0 t)^2 \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} i_a = & a_0 + a_1 U_{2m} \sin \omega_0 t + \frac{a_2 U_{2m}^2}{2} [\cos(\omega_0 - \Omega)t - \cos(\omega_0 + \Omega)t] + \\ & + a_1 U_{1m} \sin \Omega t + a_2 U_{1m}^2 \sin^2 \Omega t. \end{aligned}$$

Если теперь воспользоваться фильтром, пропускающим лишь частоты, расположенные вблизи ω_0 , то на выходе модулятора мы получим

$$i_m = a_1 U_{2m} \sin \omega_0 t + \frac{a_2 U_{1m}^2}{2} [\cos(\omega_0 - \Omega) t - \cos(\omega_0 + \Omega) t],$$

т. е. известный уже амплитудно-модулированный ток, состоящий из несущей и двух боковых частот.

Обычно, рассчитывая модулятор, пользуются так называемой статической модуляционной характеристикой, дающей связь между амплитудой тока первой гармоники (основной частоты) и амплитудой модулирующего напряжения. Статическая модуляционная характеристика при сеточной модуляции приведена на рис. 131. Как видно из этого рисунка, в некоторых пределах изменение амплитуды первой гар-

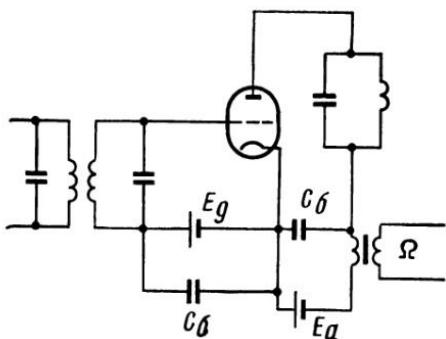


Рис. 132. Схема анодной модуляции

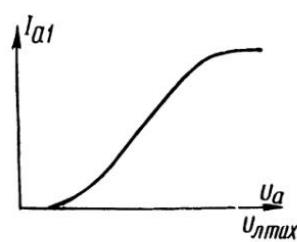


Рис. 133. Статическая модуляционная характеристика при анодной модуляции

моники связано практически линейной зависимостью с изменением модулирующего напряжения. Для получения неискаженной модуляции работа должна протекать на «линейном» участке модуляционной характеристики. В то же время из модуляционной характеристики следует, что при $E_g = 0$, т. е. при работе на прямолинейном участке характеристики лампы, модуляция невозможна, так как амплитуда первой гармоники при этом остается постоянной. Иными словами, линейная система с постоянными параметрами не может служить модулятором.

Не рассматривая подробно физических процессов при анодной модуляции, приведем лишь ее схему (рис. 132) и статическую модуляционную характеристику (рис. 133)*. Эта характеристика имеет значительно больший линейный участок. Следовательно, при анодной

* При сопоставлении рис. 131 и 133 следует учитывать, что масштаб по оси напряжений рис. 131 примерно в десять раз отличается от соответствующего масштаба рис. 133.

модуляции линейная зависимость амплитуды выходного (высокочастотного) напряжения от амплитуды модулирующего напряжения наблюдается в более широких пределах, чем при сеточной модуляции. Это объясняет большее распространение данного метода модуляции.

Кроме анодной, широко применяется модуляция на экранную сетку тетрода или пентода, а также модуляция на защитную сетку пентода.

§ 43. Частотная модуляция

Для получения частотной модуляции можно изменять в соответствии с передаваемым сигналом частоту задающего генератора, что проще всего сделать, меняя настройку его контура. В простейшем случае можно использовать для этого конденсаторный микрофон, включенный непосредственно в контур задающего генератора. Изменение емкости контура, вызванное изменением звукового давления, приведет к соответственному изменению частоты генератора.

В современной технике широко применяются так называемые реактивные лампы, входное сопротивление которых практически чисто реактивно и изменяет свою величину в соответствии с изменением подводимого модулирующего напряжения.

Схема реактивной лампы приведена на рис. 134. Как видно из схемы

$$I = \frac{U}{R + j\omega L}.$$

Пусть $R \gg \omega L$, тогда

$$I \approx \frac{U}{R}.$$

При этом напряжение на сетке

$$U_g = j\omega L I \cong j\omega \frac{L}{R} U.$$

Если пренебречь реакцией анода, то

$$I_a = S U_g = j\omega \frac{LS}{R} U.$$

Если, кроме того, параметры схемы подобраны так, что $I \ll I_a$, то легко найти входную проводимость схемы, т. е. проводимость между точками 1 и 2,

$$Y = \frac{I_a}{U} \approx j\omega \frac{LS}{R} = j\omega C_s,$$

где

$$C_s = \frac{LS}{R}.$$

Таким образом, при сделанных допущениях входная проводимость схемы носит чисто емкостный характер. Если расположить рабочую точку на квадратичном участке характеристики лампы, то крутизна ее характеристики, а следовательно, и эквивалентная емкость будут изменяться пропорционально изменению напряжения на сетке, т. е. при

$$i_a = a_0 + a_1 u + a_2 u^2$$

имеем

$$S = \frac{di_a}{du} = a_1 + 2a_2 u.$$

Схема частотного модулятора, в котором используется реактивная лампа, приведена на рис. 135, здесь $L1$ — лампа задающего генератора, LC — контур задающего генератора, $L2$ — реактивная лампа, u_2 — модулирующее напряжение, E_g — напряжение смещения, необходимое для установки рабочей точки.

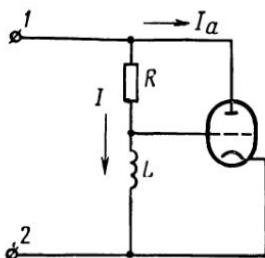


Рис. 134. Схема реактивной лампы

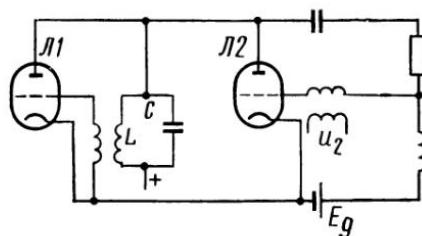


Рис. 135. Частотный модулятор с реактивной лампой

В рассмотренном случае реактивная лампа вела себя как эквивалентная емкость.

Можно построить схему, при которой реактивная лампа ведет себя как индуктивность.

Схемы с реактивными лампами широко применяются в ЧМ передатчиках. Однако они обладают тем недостатком, что здесь невозможна стабилизация основной частоты. Поэтому в современной практике в основном используются схемы косвенной модуляции, где удается осуществить стабилизацию средней частоты.

Не рассматривая здесь вопроса о спектре частот сигнала, модулированного по частоте (в процессе частотной модуляции одной частотой передатчик излучает частоты $\omega \pm \Delta\omega = \omega \pm (\omega_{\max} - \omega_{\min})$) отметим, что он, как правило, во много раз шире, чем при амплитудной модуляции. Однако частотная модуляция имеет значительные преимущества перед амплитудной, так как дает заметный выигрыш в отношении мощности передатчика, если отношение сигнала к помехе выбрать одинаковым для обоих методов модуляции.

РАДИОПЕРЕДАЧИ

§ 44. Схемы питания ламповых генераторов

Ламповый генератор требует питания всех трех его цепей: сетки, анода и накала.

Любой из рассматриваемых ниже способов включения источников питания лампового генератора должен отвечать следующим требованиям:

- 1) источники питания не должны оказывать влияния на настройку генератора;
- 2) источники питания не должны вносить излишних потерь в высокочастотные цепи генератора;
- 3) включение источников питания не должно ухудшать условий эксплуатации генератора.

Имея в виду эти условия, рассматриваем способы питания каждой цепи в отдельности.

Питание цепи сетки. Для установления исходной (рабочей) точки, относительно которой будут происходить изменения анодного тока в лампе, сетка генераторной лампы должна получить постоянное отрицательное напряжение, называемое смещением.

Напряжение смещения может быть получено от какого-либо источника постоянной э. д. с. (автономное смещение) или путем использования сеточного либо анодного токов лампы (автоматическое смещение).

В первом случае, т. е. при автономном смещении, источник постоянной э. д. с. включается в цепь сетки последовательно (рис. 136, а) или параллельно (рис. 136, б) с источником переменной э. д. с.

Источник смещения шунтируется блокировочным конденсатором большой емкости C_b с тем, чтобы на нем не создавалось падения напряжения высокой частоты. Более удобным и весьма распространенным способом получения напряжения смещения на сетке является использование сеточного или анодного тока генераторной лампы.

В случае использования сеточного тока в цепь сетки генераторной лампы включается резистор R_g , блокированный конденсатором C_g (рис. 137, а), который называется гридликом (утечка сетки). При наличии на сетке переменного напряжения в цепи сетки возникает пульсирующий ток, который, проходя через гридлик в направлении от катода к сетке, вызывает на его резисторе падение напряжения, равное

$$E_g = I_{g0} R_g,$$

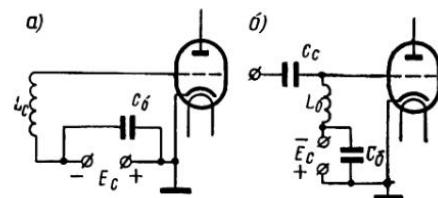


Рис. 136. Схемы подачи сеточного смещения от автономного источника питания

где E_g — напряжение на гридлике;

I_{g0} — постоянная составляющая сеточного тока;

R_g — сопротивление гридлика.

За счет этого напряжения на сетке создается отрицательный относительно катода потенциал.

Переменная составляющая, содержащаяся в импульсе сеточного тока, проходит через конденсатор C_g , не вызывая на резисторе гридлика падения напряжения.

Кроме схемы последовательного включения гридлика, на практике применяется схема параллельного включения (рис. 137, б). Здесь резистор гридлика R_g включен параллельно промежутку сетка — катод лампы через блокировочный дроссель высокой частоты L_b . В данной схеме постоянная составляющая сеточного тока I_{g0} будет

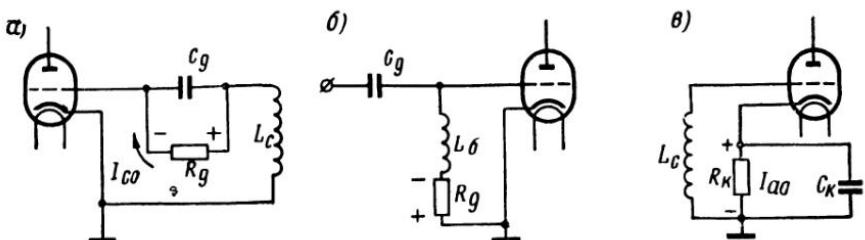


Рис. 137. Схемы подачи сеточного смещения за счет сеточного и анодного токов

проходить через R_g и L_b , а переменная составляющая — через конденсатор C_g . Включение дросселя L_b необходимо для предотвращения замыкания составляющей высокой частоты через резистор R_g .

При использовании гридлика необходимо помнить, что смещающее напряжение по своему абсолютному значению не может превышать амплитуду возбуждения (переменного напряжения, действующего на сетке), т. е. $|E_g| < U_{mg}$, потому, что напряжение на гридлике возникает только при наличии сеточного тока. При необходимости же иметь $|E_g| > U_{mg}$, приходится пользоваться подачей напряжения от автономного источника или применять автоматическое смещение за счет анодного тока лампы. Принципиальная схема получения смещающего напряжения за счет анодного тока приведена на рис. 137, в. Здесь в цепь катода лампы включен резистор R_k , шунтированный конденсатором C_k . Постоянная составляющая анодного тока, проходя через резистор R_k , создает в нем падение напряжения, которое подается минусом на сетку. Величина смещения на сетке в этом случае будет зависеть от силы тока в анодной цепи генераторной лампы и величины сопротивления резистора R_k , включенного в катодную цепь

$$E_g = I_{a0} R_k,$$

где I_{a0} — постоянная составляющая анодного тока.

Переменная составляющая анодного тока будет замыкаться через конденсатор C_k помимо сопротивления R_k , не выделяя на нем переменного напряжения.

Необходимо отметить, что использование сеточного тока для получения отрицательного смещения на сетке генераторной лампы облегчает процесс самовозбуждения схемы. В момент включения генератора сеточное смещение равно нулю, крутизна характеристики будет наибольшей, ток через лампу изменяется наиболее интенсивно и скорость нарастания колебаний в контуре окажется наибольшей.

Если подать отрицательное напряжение на сетку генераторной лампы от какого-либо постороннего источника напряжения, то исходная рабочая точка на характеристике лампы будет находиться на нижнем загибе или даже за пределами ее, где крутизна характеристики мала или даже равна нулю. Тогда самовозбуждение будет затруднено или даже невозможно.

Питание анодной цепи. В рассмотренной схеме генератора (см. рис. 121) колебательный контур и анодный источник питания подключались к лампе последовательно. Такая схема называется последовательной схемой питания анодной цепи генератора. В данной схеме детали контура (катушка и конденсатор), а также включаемые в контур измерительные приборы находятся не только под напряжением высокой частоты, но и под высоким постоянным анодным напряжением. Это создает известные неудобства при конструировании и эксплуатации схемы, особенно при высоких анодных напряжениях. Поэтому на практике более широкое распространение получила схема параллельного питания анодной цепи (рис. 138), при которой источник питания и колебательный контур подключаются к лампе параллельно друг другу.

При таком способе включения постоянная составляющая анодного тока I_{a0} проходит от плюса анодного источника питания через дроссель L_a и далее через лампу замыкается на минус анодного источника. Переменная составляющая анодного тока I_{ma} благодаря наличию в схеме анодного дросселя L_a в основном протекает только через лампу и колебательный контур, почти не ответвляясь в цепь анодного источника питания.. Конденсатор C_p отделяет колебательный контур от источника анодного питания, вследствие чего детали контура не находятся под постоянным анодным напряжением.

В схеме параллельного питания есть возможность заземлить одну из пластин конденсатора контура (роторные пластины конденсатора переменной емкости), что устраниет влияние руки оператора на частоту генерируемых колебаний.

Величина индуктивности анодного дросселя L_a должна быть достаточной, чтобы не пропустить высокочастотную составляющую анодного тока и не повлиять на настройку контура, параллельно которому включен анодный дроссель. Поэтому индуктивность анодного дросселя выбирают равной $L_a = (10 \div 20) L$.

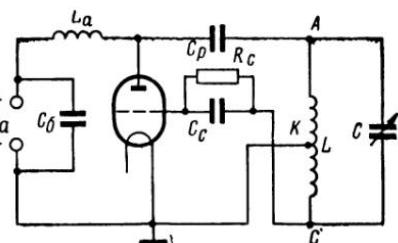


Рис. 138. Схема параллельного питания анодной цепи

Емкость разделительного конденсатора выбирается такой, чтобы падение переменного высокочастотного напряжения на его зажимах не превышало 1—5% напряжения на контуре.

В диапазоне коротких и ультракоротких волн межвитковая емкость анодного дросселя, которая оказывается включенной параллельно контуру, заметно увеличивает емкость контура, чем уменьшается эквивалентное сопротивление контура и максимальная частота его настройки. По этой причине в коротковолновых и ультракоротковолновых каскадах передатчика применяют последовательную схему питания анодной цепи.

Питание цепи накала. Для обеспечения необходимого тока эmissionи источник питания цепи накала генераторной лампы должен давать стабильное напряжение достаточной величины. Цепь накала можно питать от источника постоянного тока (аккумуляторная батарея, динамомашина низкого напряжения), или от источника переменного тока через понижающий трансформатор. В последнем случае катод лампы должен иметь достаточную тепловую инерцию.

Так как электронные лампы чувствительны к недокалу и перекалу катодов, то ток накала регулируется с помощью реостата и контролируется вольтметром.

Если в схеме имеется несколько однотипных по напряжению накала ламп, то их питание осуществляется от общей понижающей обмотки накального трансформатора или от общего источника питания постоянного тока, для нити накала ламп включаются параллельно или по смешанной схеме.

§ 45. Схемы самовозбуждающихся ламповых генераторов

Схема самовозбуждающегося лампового генератора с индуктивной связью (см. рис. 121) требует наличия двух катушек и устройства, служащего для изменения взаимоиндукции между ними. Поэтому на практике большее распространение получили схемы генераторов с автотрансформаторной и емкостной связью между анодной и сеточной цепями, называемые трехточечными.

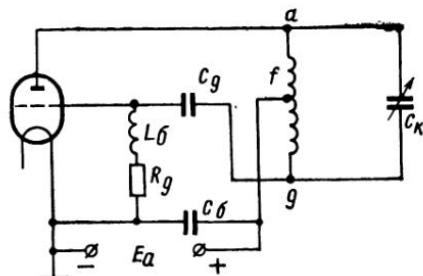


Рис. 139. Схема генератора с автотрансформаторной связью

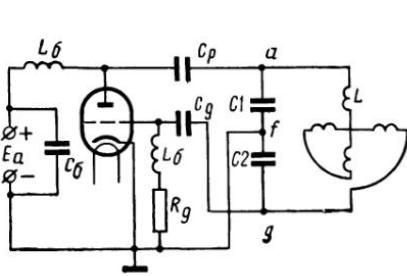


Рис. 140. Схема генератора с емкостной связью

На рис. 139 представлена принципиальная схема генератора с автотрансформаторной связью. В ней переменное напряжение на сетку снимается с части витков контурной катушки L_k , для чего лампа подключается к контуру тремя точками a , g и f .

Для выполнения фазового условия самовозбуждения генератора катодный конец f должен находиться между точками a и g . В этом случае сдвиг фаз между сеточным и анодным напряжениями будет равен 180° . Регулировка величины обратной связи в этой схеме может осуществляться перемещением конца сеточного провода g по виткам катушки.

Наряду с автотрансформаторной связью широкое распространение получили схемы с емкостной связью. В качестве примера на рис. 140 изображена такая трехточечная схема.

Здесь, как и в предыдущей схеме, для обеспечения условия самовозбуждения по фазе конец провода катода f должен находиться между точками присоединения анодного и сеточного проводов. В этом случае переменное напряжение на сетку снимается с конденсатора C_2 .

Величина обратной связи может регулироваться выбором емкости C_2 , но так как практически связь в процессе работы не меняется, то эта емкость берется постоянной. Настройка же контура в схеме с емкостной связью производится обычно изменением индуктивности.

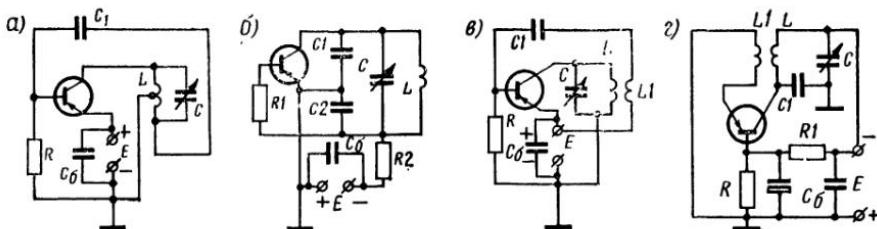


Рис. 142. Схемы генераторов на транзисторах

В схеме на рис. 139 емкость анод—сетка лампы C_{ag} оказывается включенной параллельно емкости контура C_k . На этом основании, изъяв из схемы конденсатор C_k , мы принципиально не нарушим работы схемы, так как емкостью контура будет являться емкость C_{ag} . Изобразив катушку контура L_k как две отдельные катушки, одна из которых, включененная между сеткой и катодом лампы (точками g , f), входит в цепь сетки, а другая, включенная между анодом и катодом лампы (точками a , f), входит в цепь анода, и обозначив эти катушки соответственно через L_g и L_a , получим схему, изображенную на рис. 141.

Эта схема называется генератором с обратной связью через емкость лампы, так как здесь связь между цепью анода и цепью сетки осуществляется через емкость анод-сетка лампы C_{ag} .

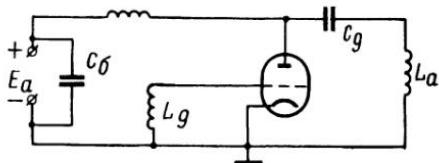


Рис. 141. Схема генератора с внутренней емкостной связью

Частота колебаний, генерируемых этой схемой, будет определяться ее параметрами, т. е. емкостью C_{ag} и индуктивностью $L_k = L_a + L_g$. Так как емкость лампы C_{ag} сравнительно невелика, то частота колебаний будет высокой (волна будет короткой). Самовозбуждение схемы будет тем лучше, чем выше частота, т. е. чем меньше емкостное сопротивление $X = 1/\omega C_{ag}$. Эта схема часто используется в генераторах коротких и ультракоротких волн.

Наряду с электронными лампами в схемах генераторов применяются транзисторы. Например, на рис. 142, *а* и *б* показаны трехточечные схемы генераторов с автотрансформаторной и емкостной связью и заземленным эмиттером. Причем питание цепи эмиттера и коллектора осуществляется от общего источника напряжения. На рис. 142, *в* приведена схема генератора с трансформаторной связью и заземленным эмиттером. Эта же схема с заземленным основанием приведена на рис. 142, *г*.

§ 46. Усиление токов высокой частоты

Самовозбуждающийся ламповый генератор можно применять в качестве передатчика. В этом случае его контур связывают тем или иным способом с антенной, например индуктивно, как это изображено на рис. 143. В настоящее время такая схема применяется очень редко (иногда по такой схеме работают судовые аварийные радиопередатчики).

Как показал опыт, непосредственная работа самовозбуждающегося генератора на antennу по ряду причин оказывается недостаточно устойчивой с точки зрения постоянства генерируемой частоты, которая зависит от параметров (емкости и индуктивности) антенны. Поэтому в современных радиопередатчиках самовозбуждающийся ламповый генератор имеет

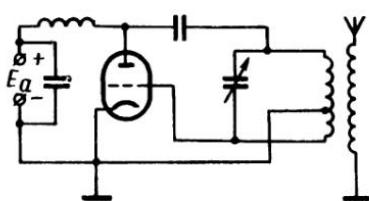


Рис. 143. Однокаскадный радиопередатчик

небольшую мощность и применяется в качестве возбудителя или, как его называют, задающего генератора. Его задача — генерировать колебания устойчивой частоты; необходимая же мощность достигается последующим усилением этих колебаний специальными каскадами, называемыми каскадами усиления мощности.

На рис. 144 представлена блок-схема передатчика, имеющего три каскада. Первый каскад — самовозбуждающийся ламповый генератор, или возбудитель. Второй и третий каскады являются усилителями мощности. Третий каскад, имеющий antennу в качестве нагрузки, называется выходным, а второй — каскадом промежуточного усиления, или сокращенно промежуточным каскадом.

Усилитель мощности, или генератор с независимым возбуждением, отличается от самовозбуждающегося генератора тем, что переменное напряжение на его сетку подается от постороннего источника переменной э. д. с. (возбудителя). В целях большего усиления мощности

и уменьшения нежелательной связи между каскадами в усилителях применяют экранированные лампы (чаще всего пентоды).

Принципиальная схема усилителя на пентоде представлена на рис. 145.

Принцип работы усилителя состоит в следующем. При отсутствии переменного напряжения на сетке в анодной цепи усилительного каскада протекает постоянная составляющая анодного тока I_{a0} , величина которого определяется положением рабочей точки на характеристике лампы. При этом колебаний в контуре не будет, так как отсутствует переменная составляющая анодного тока.

Рис. 144. Блок-схема многокаскадного передатчика



Следовательно, мощность P_0 , подводимая к анодной цепи лампы и равная произведению постоянной составляющей анодного тока на напряжение анодного источника питания,

$$P_0 = I_{a0} E_a,$$

будет целиком расходоваться в лампе на нагревание анода.

При подаче на сетку переменного напряжения с амплитудой U_{mg} в анодной цепи возникнет пульсирующий ток той же частоты. Переменная составляющая этого тока, имеющая амплитуду I_{ma} , проходя через колебательный контур, настроенный в резонанс с частотой напряжения на сетке, выделит на его зажимах напряжение с амплитудой, равной

$$U_{ma} = I_{ma} R_s.$$

Благодаря этому в контуре возникнут незатухающие колебания, мощность которых определяется выражением

$$P_\infty = \frac{I_{ma} U_{ma}}{2}.$$

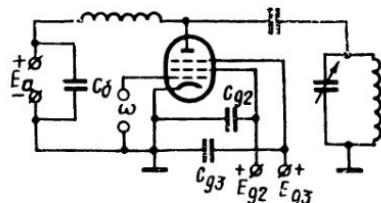


Рис. 145. Схема усилительного каскада на пентоде

Отношение мощности P_∞ , которая получена в контуре, к мощности, подводимой к анодной цепи лампы P_0 , будет характеризовать к. п. д. генератора по анодной цепи. Он называется электрическим коэффициентом полезного действия.

Отношение колебательной мощности P_∞ , полученной в анодной цепи усилительного каскада, к колебательной мощности, подведенной к цепи сетки лампы от предыдущего каскада, называется коэффициентом усиления каскада по мощности

$$A_p = \frac{P_\infty}{P_g}.$$

В зависимости от типа лампы, применяемой в усилительном каскаде, и от режима работы каскада этот коэффициент у современных ламп имеет в среднем значение от 10 до 70.

§ 47. Понятия о колебаниях первого и второго рода

Если изменение анодного тока в лампе под действием переменного напряжения на сетке происходит в пределах прямолинейного участка характеристики, то такой режим работы схемы называется колебаниями первого рода, или колебаниями без отсечки.

Преимущество этого режима заключается в том, что изменение анодного тока лампы происходит строго в соответствии с изменением переменного напряжения на сетке. Поэтому при колебаниях первого рода отсутствуют так называемые нелинейные искажения.

Но вместе с тем, колебания первого рода обладают и существенным недостатком, заключающимся в слишком низком к. п. д. Если этим недостатком можно пренебречь в первом каскаде передатчика (самовозбуждающемся генераторе), мощность которого обычно не превышает нескольких ватт, то для усилительных каскадов, мощность которых значительно больше, значением к. п. д. пренебречь нельзя.

Причина низкого к. п. д. при колебаниях первого рода станет ясна, если обратиться к известному уже выражению для к. п. д.

$$\eta_a = \frac{P_\infty}{P_0} = \frac{I_{ma} U_{ma}}{2 I_{a0} E_a},$$

откуда видно, что при данных значениях постоянной составляющей анодного тока I_{a0} и анодном напряжении E_a к. п. д. будет тем выше, чем больше амплитуда переменной составляющей анодного тока I_{ma} и напряжение на контуре U_{ma} .

Но колебания первого рода могут существовать только тогда, когда будет выполнено условие $I_{ma} < I_{a0}$, ибо только в этом случае изменения анодного тока не будут заходить за пределы прямолинейного участка характеристики. Напряжение на контуре U_{ma} также не может быть взято выше, чем напряжение анодного источника питания E_a .

Таким образом, отношение мощности высокочастотных колебаний P_∞ к мощности, подводимой к анодной цепи генератора P_0 , т. е. коэффициент полезного действия при колебаниях первого рода, будет меньше 0,5 (или 50%); практически он бывает не более 30—40%.

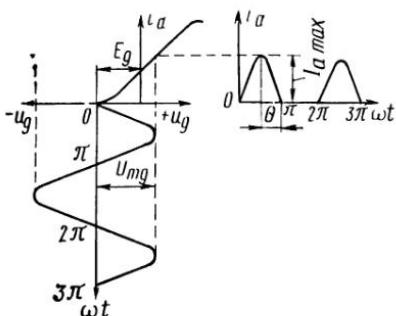


Рис. 146. Колебания с отсечкой анодного тока

Повышение к. п. д. может быть достигнуто увеличением амплитуды переменной составляющей анодного тока I_{ma} , что возможно при использовании колебаний второго рода, или колебаний с отсечкой анодного тока (рис. 146).

Для получения колебаний второго рода рабочая точка путем подачи на сетку соответствующего смещения E_g устанавливается в нижней части характеристики. Благодаря этому при воздействии на сетку переменного напряжения изменения анодного тока в лампе выходят за пределы прямолинейного участка характеристики, ток в анодной цепи течет не непрерывно, а в виде отдельных импульсов. Длительность этих импульсов зависит от положения рабочей точки на характеристике, т. е. от величины отрицательного смещения на сетке.

Длительность импульсов анодного тока при колебаниях второго рода характеризуется углом отсечки анодного тока θ . Углом отсечки называется половина той части периода, в течение которой ток проходит через лампу. Например, если ток через лампу проходит в течение одного полупериода, или 180° , то угол отсечки $\theta = \frac{180^\circ}{2} = 90^\circ$. Угол отсечки может выражаться также в радианах.

Из рис. 146 следует, что угол отсечки анодного тока зависит от величины отрицательного смещения на сетке лампы. С увеличением отрицательного смещения угол отсечки будет уменьшаться, и наоборот.

Если на сетку лампы подается переменное напряжение, изменяющееся по закону $U_g = U_{mg} \cos \omega t$, и усилительный каскад работает колебаниями второго рода, то возникающие импульсы тока в анодной цепи лампы, как всякая периодическая функция, могут быть разложены на отдельные составляющие: постоянную слагающую и ряд переменных составляющих с частотами ω , 2ω , 3ω и т. д. Иначе говоря, ток i_a есть сумма постоянного тока I_{a0} , математически представляющего собой среднее значение пульсирующего тока и ряда переменных токов с частотами, кратными основной частоте ω (гармоник), и с амплитудами, имеющими, соответственно, значения I_{a1} , I_{a2} , I_{a3} , ..., I_{an} , т. е.

$$i_a = I_{a0} + I_{a1} \cos \omega t + I_{a2} \cos 2\omega t + I_{a3} \cos 3\omega t + \dots + I_{an} \cos n\omega t. \quad (137)$$

Постоянная составляющая, первая и n -я гармоники анодного тока определяются через мгновенное значение этого тока следующим образом:

$$\begin{aligned} I_{a0} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} i_a d\omega t; \quad I_{a1} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta} i_a \cos \omega t d\omega t; \\ I_{an} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta} i_a \cos n\omega t d\omega t. \end{aligned} \quad (138)$$

Подставляя в формулу (138) вместо анодного тока i_a его значение, выраженное через $I_{a \max}$ и угол отсечки θ , и вынося $I_{a \max}$ за знак

интеграла, получим

$$I_{a0} = I_a \max \alpha_0(\theta); \quad I_{a1} = I_a \max \alpha_1(\theta); \quad I_{an} = I_a \max \alpha_n(\theta).$$

Коэффициенты α_0 , α_1 и α_n , являющиеся функциями только угла отсечки θ , называются коэффициентами разложения импульса анодного тока. Их значения наиболее просто находятся из кривых, приведенных на рис. 147.

Таким образом, если известны угол отсечки и максимальное значение анодного тока, то нетрудно найти любую составляющую импульса анодного тока.

Пример. $\theta = 80^\circ$; $I_{a\max} = 100$ мА. Из графиков (рис. 147) находим: $\alpha_0 = 0,29$; $\alpha_1 = 0,47$; $\alpha_2 = 0,24$; $\alpha_3 = 0,04$. Тогда $I_{a0} = \alpha_0 I_{a\max} = 0,29 \cdot 100 = 29$ мА; $I_{a1} = \alpha_1 I_{a\max} = 0,47 \cdot 100 = 47$ мА; $I_{a2} = \alpha_2 I_{a\max} = 0,24 \cdot 100 = 24$ мА; $I_{a3} = \alpha_3 \times I_{a\max} = 0,04 \cdot 100 = 4$ мА.

Амплитуда напряжения на зажимах настроенного контура равна произведению амплитуды первой гармоники анодного тока I_{a1} на эквивалентное сопротивление контура R_s

$$U_{ma} = I_{a1} R_s.$$

Рис. 147. Кривые разложения импульса анодного тока

Колебательная мощность, выделяющаяся в контуре, равна половине произведения амплитуды колебательного напряжения на амплитуду первой гармоники анодного тока

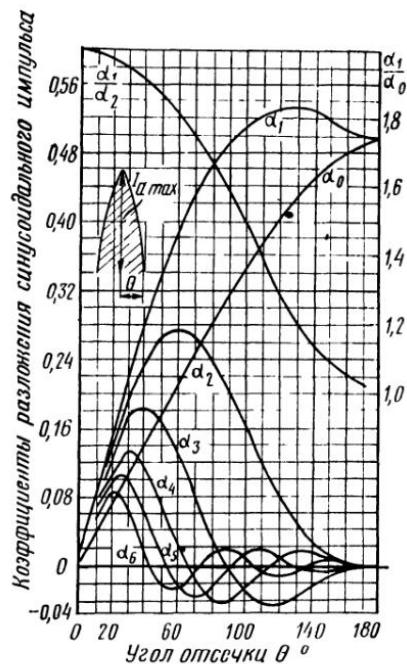
$$P_\infty = \frac{I_{a1} U_{ma}}{2}.$$

Тогда коэффициент полезного действия при колебаниях второго рода будет

$$\eta_s = \frac{P_\infty}{P_0} = \frac{I_{a1} U_{ma}}{2 I_{a0} E_a}. \quad (139)$$

Обозначив отношение $\frac{U_{ma}}{E_a} = \xi$ и учитывая, что $I_{a1} = I_a \max \alpha_1$ и $I_{a0} = I_a \max \alpha_0$, получим из формулы (139)

$$\eta_s = \frac{\alpha_1 I_a \max \xi}{2 I_a \max \alpha_0} = \frac{\alpha_1}{2 \alpha_0} \xi. \quad (140)$$



Обозначив отношение коэффициента первой гармоники анодного тока к коэффициенту постоянной составляющей анодного тока через

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_0} = \gamma,$$

получим окончательно

$$\eta_a = 0,5\gamma\xi. \quad (141)$$

Отношение γ является функцией угла отсечки анодного тока и, как следует из графика, представленного на рис. 147, для углов $\theta < 180^\circ$ имеет значение больше единицы ($\gamma > 1$). Отсюда можно видеть, что коэффициент полезного действия при колебаниях второго рода будет значительно выше, чем при колебаниях первого рода. Например, к. п. д. усилительного каскада при $\theta = 90^\circ$ и $\xi = 0,9$, исходя из графика рис. 147, будет равен

$$\eta_a = 0,5\gamma\xi = 0,85 \cdot 0,9 = 0,74 \text{ (или } 74\%).$$

Таким образом, при данном значении угла отсечки анодного тока к. п. д. усилительного каскада при колебаниях второго рода почти вдвое выше, чем при колебаниях первого рода.

Более высокий к. п. д. является существенным, но не единственным преимуществом колебаний второго рода. Применение этого режима колебаний позволяет осуществить умножение частоты и амплитудную модуляцию колебаний, без которой невозможна передача телефонных и модулированных телеграфных сигналов.

§ 48. Двухкаскадный генератор с электронной связью

Для ослабления связи между каскадами передатчика через междуэлектродную емкость лампы советским инженером Б. К. Шембель было разработана специальная схема, состоящая из самовозбуждающегося генератора и усилителя мощности, использующая одну лампу.

На рис. 148 представлен принципиальный вариант схемы Б. К. Шембеля на тетроде. Первая сетка лампы в этой схеме используется как управляющая сетка возбудителя, вторая является анодом возбудителя, а в анодную цепь лампы включается контур усилителя.

Контур $L2, C2$ (см. рис. 148), включенный в цепь второй сетки лампы, называют внутренним, а контур $L1, C1$, включенный в анодную цепь лампы, — внешним контуром.

Принцип действия такой схемы состоит в следующем: появившееся на первой сетке переменное напряжение, частота которого определяется параметрами внутреннего контура $L2, C2$, изменяет ток через лампу, который питает как внутренний, так и внешний контур. Внешний контур играет роль контура второго каскада. Частота возникающих в нем колебаний не зависит от его параметров, а определяется, как уже было упомянуто, параметрами контура $L2, C2$.

Схема, изображенная на рис. 148, обладает тем недостатком, что в ней имеется связь между внутренним и внешним контурами через емкость второй сетки — анод C_{ag2} ; для ослабления этой связи внутренний и внешний контуры включают последовательно.

Экранирующую сетку лампы соединяют с экраном, а в цепь накала включают дроссель высокой частоты L_f (рис. 149), чтобы не шунтировать внутренний контур емкостью проводов питания цепи накала. Кроме того, чтобы исключить магнитную и емкостную связь, внутренний контур и цепь управляющей сетки должны быть тщательно заэкранированы от внешнего контура. В случае применения в двухкаскадном генераторе пентода вывод третьей сетки должен быть соединен по переменному току не с катодом лампы, а с землей (рис. 150). Выполнив указанные требования, мы добьемся того, что оба контура, внешний и внутренний, будут связаны друг с другом только через общий электронный поток, обтекающий последовательно оба контура.

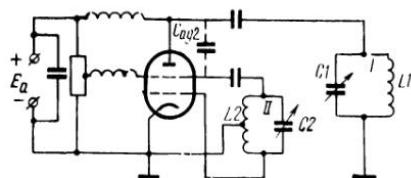


Рис. 148. Схема двухкаскадного генератора на одной лампе

жен быть соединен по переменному току не с катодом лампы, а с землей (рис. 150). Выполнив указанные требования, мы добьемся того, что оба контура, внешний и внутренний, будут связаны друг с другом только через общий электронный поток, обтекающий последовательно оба контура.

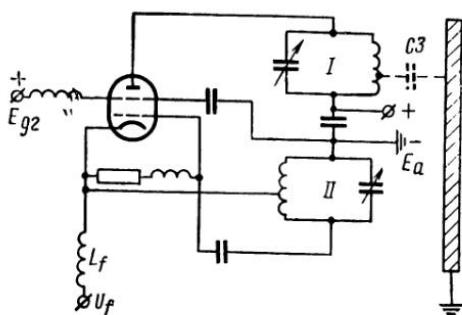


Рис. 149. Устранение паразитной связи в двухкаскадном генераторе

При этом внутренний контур питается от общего проводника, не имеющего связи с внешним контуром. Для уменьшения емкостной связи между контурами можно применить экранирование.

В случае применения в двухкаскадном генераторе пентода вывод третьей сетки должен

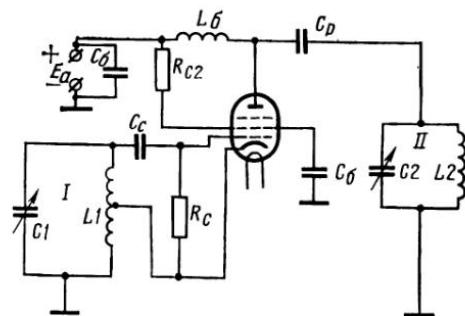


Рис. 150. Двухкаскадный генератор с электронной связью на пентоде

Ввиду большого внутреннего сопротивления экранированных ламп эта связь будет настолько малой, что устойчивая работа схемы будет обеспечена даже в диапазоне ультракоротких волн.

Для получения соответствующего усиления мощности необходимо, чтобы внешний контур L_2 , C_2 (рис. 150) имел большее эквивалентное сопротивление R_{s2} , нежели внутренний контур R_{s1} , т. е.

$$R_{s2} > R_{s1}.$$

Тогда при одной и той же силе тока I_{a1} , обтекающей оба контура, в контуре L_1 , C_1 будет выделяться мощность

$$P_1 = \frac{I_{a1}^2 R_{s1}}{2},$$

а в контуре L2, C2

$$P_2 = \frac{I_{a1}^2 R_{a2}}{2},$$

т. е. $P_2 > P_1$.

Этого можно достичнуть, например, взяв индуктивность внешнего контура больше, а емкость соответственно меньше по сравнению с индуктивностью и емкостью внутреннего контура. Необходимо отметить, что в рассмотренной схеме внутренний контур питается не только переменной составляющей анодного тока, но и переменной составляющей тока второй (экранирующей) сетки. Таким образом, экранирующая сетка участвует в процессе самовозбуждения схемы.

На практике очень часто внешний контур используется не только как усилитель, но и как удвоитель частоты. Для этой цели внешний контур настраивается на частоту второй гармоники анодного тока, и тогда на его зажимах выделяется в основном колебательная мощность, частота которой в два раза больше, чем частота настройки внутреннего контура возбудителя.

§ 49. Промежуточное и оконечное усиление

Как уже упоминалось ранее, в большинстве современных радиопередатчиков между возбудителем и оконечным каскадом, работающим на антенну, имеются промежуточные каскады усиления.

Необходимость в них вызвана рядом причин. Мощность возбудителя в современном радиопередатчике не превышает нескольких ватт, потери же в цепи сетки выходного каскада передатчика зачастую составляют десятки, а иногда и сотни ватт. Поэтому маломощным генератором невозможно возбудить выходной каскад без применения промежуточных усилителей мощности.

Но даже в тех случаях, когда мощность потерь в цепи сетки возбуждаемого каскада составляет несколько ватт, возбуждать выходной каскад непосредственно от генератора все же не рекомендуется, так как изменение нагрузки и режима выходного каскада изменяет ток и динамическую емкость цепи сетки и тем самым нагрузку возбудителя. Изменение параметров нагрузки, в свою очередь, неизбежно вызывает изменение частоты колебаний возбудителя, которая, как известно, определяет частоту колебаний, излучаемых передающим устройством в целом. Так как неустойчивость частоты передатчика в эксплуатации недопустима, то необходимо применять промежуточные каскады.

Наиболее распространенным типом промежуточного усилителя мощности является схема с настроенным анодным контуром, с которым мы встречались выше. Связь цепи сетки промежуточного усилителя с предыдущим каскадом может быть индуктивной, автотрансформаторной или емкостной.

При перестройке передатчика необходимо производить перестройку промежуточного каскада, что усложняет управление передатчиком. Поэтому в некоторых случаях применяют усилительные каскады

с ненастроенной нагрузкой, в качестве которой используют дроссель L_a , шунтированный резистором R_a (рис. 151). Благодаря включению этого резистора достигается большее постоянство сопротивления нагрузки в диапазоне частот, на котором работает передатчик.

В усилительном каскаде, работающем на ненастроенную нагрузку, переменное напряжение на аноде невелико и сдвинуто по фазе относительно тока в анодной цепи, отчего к. п. д. уменьшается. Кроме того, нагрузка в виде дросселя, шунтированного сопротивлением, обладает низкой фильтрацией гармоник.

Поэтому промежуточный усилитель с ненастроенной нагрузкой применяется в передатчиках средних и коротких волн для разделения первого каскада (возбудителя) от последующих каскадов передатчика. В некоторых передатчиках для устранения воздействия последующих каскадов на возбудитель применяют промежуточные усилители, работающие на экранированных лампах и без сеточного тока; они называются буферными каскадами.

Для того чтобы отсутствовали сеточные токи, буферный каскад должен работать в режиме, при котором отрицательное смещение на управляющей сетке E_g по своему абсолютному значению было бы больше, чем амплитуда возбуждения U_{gm}

$$|E_g| > U_{mg}.$$

Смещение на сетку может быть подано в этом случае только от автономного источника или путем использования анодного тока.

Очень часто, особенно в коротковолновых передатчиках, промежуточные каскады применяются как умножители частоты, позволяющие получить в анодной цепи каскада частоту, кратную частоте возбуждения (двойную — при удвоении, тройную — при утроении). Принцип действия умножителей частоты нам уже знаком, и на нем можно здесь не останавливаться. Обычно в схемах передатчиков встречаются одновременно и буферный каскад, и умножитель, и усилитель.

§ 50. Выходные каскады передатчика

Выходным каскадом передатчика (оконечный усилитель) называется усилитель мощности, нагруженный на antennу. Выходные каскады в зависимости от способа подключения антенны к усилителю подразделяются на каскады простой схемы и каскады сложной схемы.

Выходным каскадом простой схемы является усилитель мощности, который имеет в качестве нагрузки в анодной цепи непосредственно antennу с ее органами настройки. Выходным каскадом сложной схемы является усилитель мощности, соединяющийся с antennой не непосредственно, а через промежуточный контур.

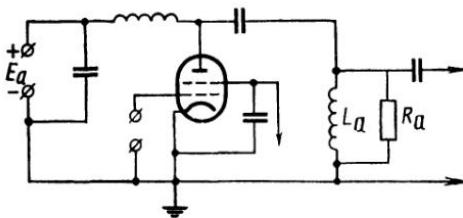


Рис. 151. Усилительный каскад с ненастроенной нагрузкой

Наиболее распространена в судовых радиопередатчиках индуктивная связь промежуточного контура с антенной (рис. 152, а). Кроме того, встречаются схемы с автотрансформаторной (рис. 152, б) и с емкостной связью (рис. 152, в и г).

В первом случае плавная регулировка величины связи осуществляется путем вращения или перемещения катушки связи;

во втором — связь изменяется скачками, путем перестановки щупа по катушке.

При емкостной схеме связь изменяется также скачкообразно (см. рис. 152, в) или же плавно при помощи конденсатора переменной емкости, включенного последовательно в антенну (см. рис. 152, г).

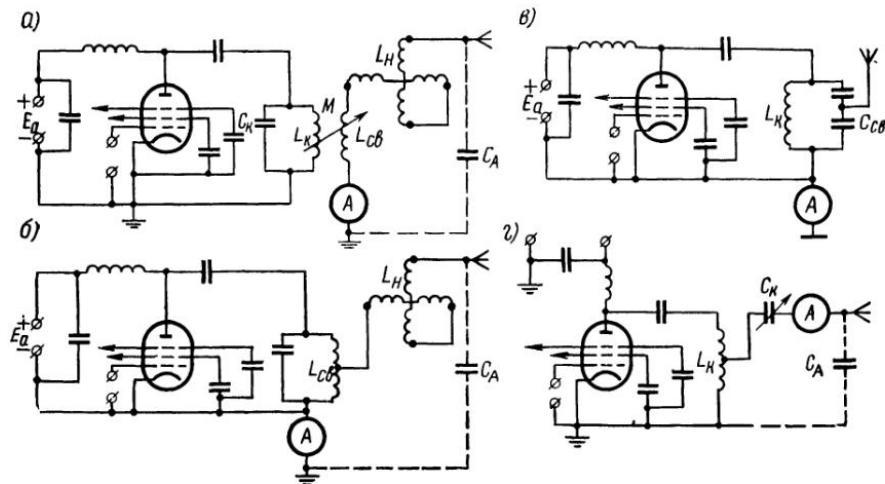


Рис. 152. Сложные схемы связи с антенной

Простая схема имеет очень ограниченное применение. Объясняется это следующими причинами:

1) схема ненадежна в эксплуатации, так как при случайном отключении или обрыве антенны колебания в каскаде прекращаются, вся подводимая мощность расходуется на нагрев анода, и в результате лампа может выйти из строя;

2) непосредственная работа каскада на антенну вызывает излучение высших гармоник и создание помех;

3) схема не позволяет работать на антенну произвольного типа, что является большим недостатком для радиопередатчиков судового образца.

В связи с этим подавляющее большинство современных радиопередатчиков имеют выходной каскад сложной схемы, который свободен от указанных недостатков.

Выходной каскад передатчика должен обеспечить необходимую мощность в антенну, для чего соответствующим образом подбирается тип лампы в усилительном каскаде. При выборе же ламп необходимо помнить, что величина колебательной мощности, которая может быть

получена от лампы (ее называют номинальной мощностью), зависит от тока эмиссии и анодного напряжения. Ориентировочно эта мощность может быть определена по формуле

$$P_N = \frac{E_a I_e}{5}.$$

Если невозможно выбрать соответствующий тип лампы для выходного каскада, то для увеличения мощности применяют не одну, а несколько ламп, включив их параллельно или по двухтактной схеме.

При параллельном включении ламп напряжение на аноде и на сетке остается таким же, как и при одной лампе. Ток эмиссии возрастает во

столько раз, сколько ламп включено параллельно. В современных передатчиках редко применяют параллельное включение свыше двух ламп, так как это увеличивает начальную емкость схемы и способствует возникновению паразитных колебаний.

В двухтактной схеме (рис. 153) аноды ламп присоединяются к противоположным концам контура, благодаря чему переменные напряжения на них сдвинуты по фазе на 180° . Сетки ламп также подключаются к противоположным концам катушки связи, и поэтому напряжение на них также сдвинуто на 180° . Питание контура анодным током в этой схеме осуществляется в два такта за каждый период подаваемого на сетки напряжения: один тakt — через первую

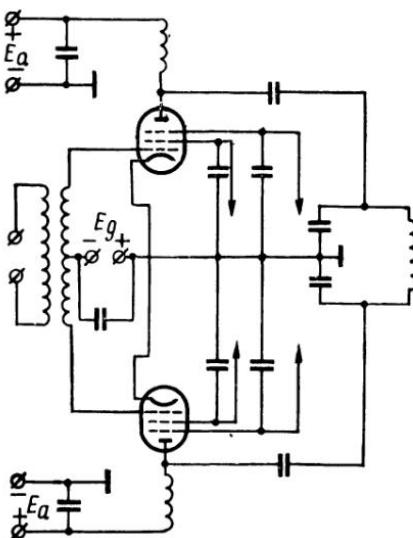


Рис. 153. Двухтактная схема

лампу, второй такт — через вторую лампу. Поэтому мощность, даваемая по этой схеме, будет удвоенной, как и в случае параллельного включения двух ламп.

Основным преимуществом этой схемы следует считать:

- 1) отсутствие четных гармоник в колебательном контуре, вследствие чего исключаются помехи от второй гармоники, имеющей, как известно, наибольшую амплитуду по сравнению с другими мешающими гармониками;
- 2) уменьшение начальной емкости схемы за счет последовательного подключения ламп к контуру.

К недостаткам схемы следует отнести необходимость подачи на вход каскада двойной амплитуды возбуждения и наличие на зажимах анодного контура двойного напряжения по сравнению с двумя параллельно включенными лампами.

§ 51. Генераторы ультракоротких волн

В диапазоне ультракоротких волн применяются ламповые, магнетронные и кристаллические генераторы.

Минимальная длина волны (максимальная частота), которую может генерировать ламповый генератор, ограничивается так называемой собственной длиной волны (собственной частотой) генераторной лампы и временем прохождения электронов в лампе от катода к аноду.

На рис. 154, а изображена трехэлектродная лампа, у которой сетка и анод замкнуты коротким проводником. Учитывая, что между электродами лампы имеется емкость анод — сетка C_{ag} , сетка — катод C_{af} и анод — катод C_{gf} и что выводные провода анода и сетки обладают определенной индуктивностью, обозначаемой соответственно

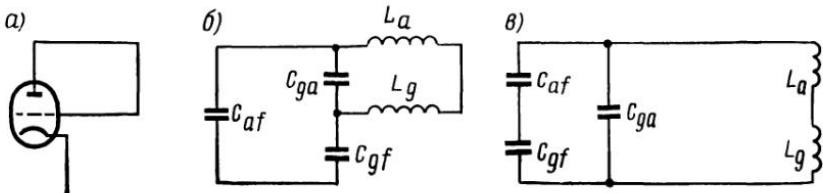


Рис. 154. К определению собственной частоты генераторной лампы

через L_a и L_g , можно заменить лампу эквивалентным колебательным контуром, изображенным на рис. 154, б или более наглядно на рис. 154, в. Длина волны такого колебательного контура определяется, как известно, по формуле

$$\lambda_0 = 1,88 \sqrt{L_0 C_0},$$

где λ_0 — длина волны, м;

L_0 — общая индуктивность выводных проводов анода и сетки лампы, включая индуктивность самих электродов;

C_0 — общая междуэлектродная емкость лампы, пФ.

Из рис. 154, в следует, что

$$L_0 = L_a + L_g$$

и

$$C_0 = \frac{C_{gf} C_{af}}{C_{gf} + C_{af}} + C_{ga}.$$

Очевидно, что генератор, в котором применена данная лампа, не может быть настроен на волну более короткую, чем λ_0 .

В диапазоне ультракоротких волн (особенно в дециметровом и сантиметровом диапазонах) период колебания становится соизмеримым с временем пролета электронов от катода к аноду. Это вызывает появление сдвига фаз между анодным током и напряжением на сетке даже при настроенной нагрузке в анодной цепи, что приводит к уменьшению мощности генератора, а иногда и к невозможности генерации колебаний из-за нарушения условий самовозбуждения генератора.

Наконец, в диапазоне ультракоротких волн возникают трудности в применении обычных контуров с сосредоточенными постоянными. При настройке на ультракороткие волны приходится применять весьма малую индуктивность контура, а при этом добротность контура мала, и, следовательно, мала и мощность, выделяющаяся в контуре.

Ввиду указанных причин в метровом и дециметровом диапазонах волн широко применяются генераторы, у которых колебательные

контуры осуществляются в виде короткозамкнутых четвертьволновых отрезов линий (открытых и коаксиальных). Лампы применяются специального типа, у которых расстояние между электродами мало, а междуэлектродная емкость лампы и индуктивность выводов электродов незначительны.

В качестве примера на рис. 155 показана схема двухтактного генератора с четвертьволновыми отрезками линий в цепи анода и цепи сетки. Короткозамкнутый четвертьволновой отрезок линии по своим свойствам эквивалентен параллельному колебательному контуру с большим эквивалентным сопротивлением R_s , т. е. с большой добротностью Q .

Длина волны такого генератора легко изменяется перемещением

Рис. 155. Схема двухтактного генератора УКВ

перемычки по линии. Чтобы изолировать сеточный отрезок линии от катода по высокой частоте, в катод каждой лампы включена катушка индуктивности L . Необходимое смещение на сетки ламп задается гридликом $R_g C_g$. Питание на аноды ламп подводится через анодный отрезок линии. Самовозбуждение генератора происходит благодаря наличию обратной связи через емкость анод — сетка ламп C_{ag} . Для преграждения пути токам высокой частоты в анодный источник питания включен дроссель L_a .

§ 52. Стабилизация частоты радиопередатчика

Одним из главных требований, предъявляемых к современному радиопередатчику, является постоянство или стабильность частоты колебаний. Это требование вызвано тем, что если несущая частота передатчика не остается постоянной, а имеет отклонение от номинального значения на величину $\pm \Delta f$, то ширина полосы частот, занимаемая передатчиком, увеличивается и будет равна

$$\Delta F = 2(F_{\max} + \Delta f).$$

Вследствие этого уменьшается количество радиопередатчиков, которые могут одновременно работать в данном диапазоне волн, или произойдет «набегание» сигнала одной станции на сигнал другой, что вызовет помехи и исказит прием сигналов.

Кроме того, при значительном отклонении частоты передатчика может прерваться связь между корреспондентами из-за расстройки контуров приемника по отношению к частоте принимаемых сигналов.

В связи с этим относительное отклонение частоты, равное $\frac{\Delta f}{f} \times 100\%$, не должно превышать 0,01—0,005 %. Здесь f — номинальная частота передатчика, а Δf — фактическое отклонение частоты передатчика от номинальной частоты.

Частота радиопередатчика определяется частотой задающего генератора, в связи с чем стабильность частоты передатчика определяется постоянством частоты задающего генератора.

Частота задающего генератора может изменяться из-за механической деформации и изменения температуры деталей, влияния последующих каскадов на контур задающего генератора, непостоянства напряжения в цепях генераторной лампы, изменения давления и влажности окружающего воздуха.

Механическая деформация деталей задающего генератора возникает под действием вибраций корпуса судна, которая передается аппаратуре. При вибрации корпуса, например, изменяются электрические параметры задающего генератора (из-за колебаний пластин конденсаторов переменной емкости, витков катушек, электродов, лампы, соединительных проводов), что и приводит к периодическим изменениям частоты генератора. Для уменьшения механической деформации все детали должны иметь жесткую конструкцию, ротор конденсатора снабжается фиксатором, генераторная лампа должна иметь жесткое крепление электродов, передатчик следует укреплять на амортизаторах.

Изменение температуры деталей задающего генератора является одной из важнейших причин, вызывающих неустойчивость частоты передатчика. Это происходит потому, что изменение температуры вызывает изменение геометрических размеров деталей задающего генератора, а также электрических свойств материалов, из которых изготовлены эти детали.

Например, при увеличении температуры размеры электродов лампы становятся больше, междуэлектродная емкость лампы увеличивается, одновременно растет емкость контура. Все это вызывает понижение частоты генератора. Для уменьшения нагрева деталей мощность задающего генератора передатчика не превышает нескольких ватт. Тогда через лампу и контур протекает небольшой ток, не вызывающий большого нагрева электродов лампы и деталей контура. В контур включаются конденсаторы с отрицательным температурным коэффициентом. С увеличением температуры емкость такого конденсатора уменьшается, компенсируя изменение параметров других деталей, благодаря чему резонансная частота контура сохраняет постоянную величину.

Влияние последующих каскадов передатчика прежде всего скавывается в том, что изменение параметров их контуров изменяет параметры контура задающего генератора. Кроме того, цепь сетки лампы второго каскада, являющаяся нагрузкой задающего генератора, увеличивает затухание задающего контура. Для уменьшения этого влияния принимаются следующие меры:

- 1) связь между контуром задающего генератора и цепью сетки лампы второго каскада берется по возможности слабой;
- 2) режим второго каскада выбирают таким, чтобы не было сеточного тока (буферный режим);
- 3) во втором каскаде применяют экранированную лампу и тщательно экранируют контур задающего генератора от влияния контуров других каскадов.

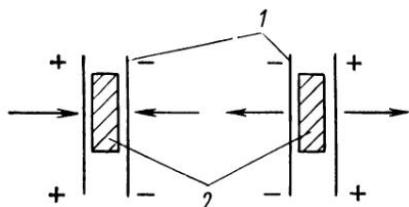


Рис. 156. Кварцевая пластина:
1 — металлический электрод; 2 — кварцевая пластина

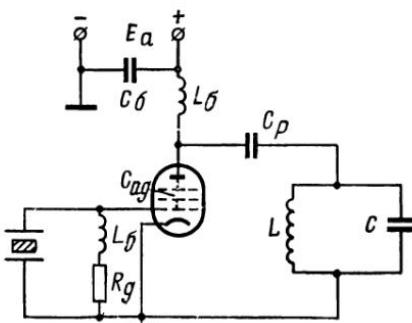


Рис. 157. Схема генератора с кварцевой стабилизацией

Колебания напряжений, питающих цепи генераторной лампы, также изменяют частоту генератора. Для устранения этого недостатка задающий генератор рекомендуется питать от отдельных, стабильных по напряжению источников питания. Особенное внимание надо обращать на постоянство напряжения накала генераторной лампы.

Весьма эффективной мерой повышения стабильности частоты передатчика является применение кварцевой стабилизации. Кварц обладает следующим свойством: если из кристалла кварца определенным образом вырезать пластинку и подвергнуть ее сжатию или растяжению (рис. 156), то на металлических обкладках — электродах, между которыми помещена кварцевая пластина, появятся электрические заряды, причем при сжатии пластины получаются заряды одного знака, а при растяжении — другого знака. Это свойство кварца называется пьезоэлектрическим эффектом.

Величина заряда будет наибольшей тогда, когда частота механических воздействий находится в определенном соотношении с размерами (толщиной) пластиинки.

Таким образом, кварцевая пластиинка обладает резонансными свойствами. Эти свойства кварцевой пластиинки используются для стабилизации частоты передатчика.

При подведении к пластиинке переменного напряжения она ведет себя как колебательный контур с собственной частотой, определяемой

по формуле

$$f_0 = \frac{2,84}{d},$$

где f_0 — частота, МГц;

d — толщина пластинки, мм.

Если кварцевую пластинку включить в цепь сетки генераторной лампы (рис. 157), то при достаточной емкости анод — сетка лампы C_{ag} схема возбудится, т. е. на электродах пластинки появится переменное напряжение. Частота генерируемых колебаний будет определяться частотой собственных колебаний кварца f_0 . Так как эта частота строго постоянна и зависит от размеров пластинки, то схема будет генерировать колебания с большим постоянством частоты.

Такие схемы получили название кварцевых генераторов. В настоящее время все задающие генераторы передатчиков коротких и средних волн, работающие на фиксированных частотах, имеют кварцевую стабилизацию.

Глава XIII

РАДИОПРИЕМНИКИ ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ

§ 53. Качественные показатели радиоприемного устройства

Радиоприемное устройство предназначено для улавливания из пространства, преобразования и использования энергии электромагнитных волн, с помощью которых передаются сигналы радиопередающим устройством. В соответствии с этим радиоприемное устройство любого назначения состоит из трех основных элементов: антенны, приемника и воспроизводящего устройства (телефоны, громкоговоритель, электронно-лучевая трубка и т. д.).

Все применяемые на практике радиоприемные устройства можно подразделить на ряд типов в зависимости от схемы, назначения, рода работы, технических требований.

Ниже мы рассмотрим основные особенности радиоприемников, выполненных по наиболее распространенным схемам: радиоприемники прямого усиления и радиоприемники супергетеродинного типа.

Основными характеристиками любого радиоприемного устройства являются:

чувствительность — способность приемника принимать слабые сигналы. Количественно чувствительность определяется минимальной величиной э. д. с. сигнала на входе, необходимой для получения на выходе приемного устройства нормальной мощности. Обычно радиоприемники различного назначения имеют чувствительность от единиц микровольт до единиц и даже десятков милливольт. Чувствительность приемника зависит от результирующего усиления всех его каскадов

и от уровня внутренних шумов. Результирующий коэффициент усиления K приемника есть отношение напряжения на его выходе U_2 к напряжению на входе E_A , т. е.

$$K = \frac{U_2}{E_A}.$$

Очевидно, что за счет увеличения коэффициента усиления K можно увеличивать чувствительность приемника. Однако такое увеличение не может быть беспребельным, так как при очень больших значениях K начинают сказываться внутренние шумы приемника;

избирательность — способность радиоприемного устройства выделить полезный сигнал из суммы всех сигналов, поступающих на вход приемника. Мерой избирательности приемника является крутизна скатов его резонансной кривой (рис. 158). Численно избирательность S подсчитывается в виде отношения чувствительности приемника

при заданной расстройке (например, 10 кГц) к чувствительности приемника при точной настройке на частоту сигнала. Очевидно, что чем больше избирательность приемника, тем лучше он может отстраиваться от мешающих станций.

Показанные на рис. 158 реальные кривые избирательности являются обращенной резонансной кривой приемника, которую можно получить, перемножив резонансные кривые отдельных его каскадов;



Рис. 158. Кривые избирательности

выходная мощность — определяется главным образом назначением приемника. Величина выходной мощности P_2 приемника связана с напряжением на его выходе U_2 и сопротивлением нагрузки z_2 соотношением

$$P_2 = \frac{U_2^2}{z_2};$$

диапазон волн, на прием которых рассчитан приемник, зависит от назначения приемника.

Перейдем к рассмотрению приемника прямого усиления, блок-схема которого представлена на рис. 159.

§ 54. Входные цепи радиоприемников

Входная цепь представляет собой контур или систему контуров, связывающую антенну радиоприемного устройства с детектором, усилителем высокой частоты или с преобразователем. У большинства приемников во входной цепи применяется один колебательный контур, хотя бывает, что число контуров достигает трех-четырех. Входная цепь выполняет роль переходного звена между антенной и последующими элементами приемника. Она должна иметь возможно больший коэффициент передачи напряжения, требуемую избирательность, перекрытие определенного диапазона частот с относительно постоянным коэффициентом передачи.

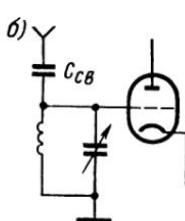
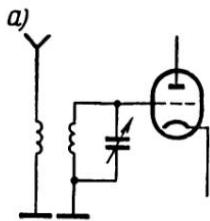


Рис. 160. Схемы входных цепей

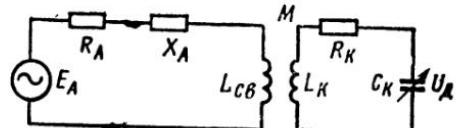


Рис. 161. Эквивалентная схема входной цепи с индуктивной связью с антенной

Коэффициентом передачи K_A напряжения входной цепи называют отношение напряжения на выходе цепи к э. д. с. E_A , созданной в антенне:

$$K_A = \frac{U_c}{E_A}.$$

Очевидно, что чем ближе частота, на которой работает принимающая станция, к резонансной частоте входной цепи, тем большим будет коэффициент передачи. Значение его будет максимальным при резонансе $K_{A\max}$. Для оценки свойств входной цепи удобно пользоваться отношением коэффициентов передачи

$$k = \frac{K_A}{K_{A\max}}.$$

Полоса пропускания цепи лежит, как известно, в пределах $k = 0,707$. Чем меньше (вне пределов этой полосы) величина при данной расстройке Δf , тем больше избирательность входной цепи, т. е. тем лучше ее способность выделять полезный сигнал с частотой f_0 из суммы мешающих напряжений, имеющих другие частоты.

На практике используются различные схемы входных цепей. Наиболее часто применяется схема индуктивной связи с антенной (рис. 160, а), а иногда и емкостной связи (рис. 160, б), причем настройка входной цепи производится конденсатором переменной емкости.

Для того чтобы входная цепь создавала одинаковые усиления для всех частот рабочих диапазонов, антенная цепь приемника обычно не

настраивается в резонанс. На рис. 161 показана эквивалентная схема входной цепи с индуктивной связью. Здесь распределенные параметры антennы заменены сосредоточенными R_A и X_A , а э. д. с., наводимая антенной, заменена генератором E_A , причем э. д. с. этого генератора равна произведению напряженности поля E в точке приема на действующую высоту антенны h_d , т. е.

$$E_A = Eh_d.$$

Получаемое на выходе цепи напряжение U_d подводится к следующим каскадам приемника для дальнейших преобразований.

Для вычисления величины U_d обратимся к схеме рис. 161. Допустим, что под действием э. д. с. E_A в антенне течет ток

$$I_A = \frac{E_A}{z_A},$$

при прохождении которого по катушке L_{cb} в контуре возникает э. д. с.

$$E_K = I_A \omega M = \frac{E_A}{z_A} \omega M.$$

Тогда ток в контуре будет

$$I_K = \frac{E_K}{z_K}.$$

Если контур настроен в резонанс, то

$$I_K = \frac{E_K}{R_K}.$$

Этот ток создает напряжение на конденсаторе C_K

$$U_K = I_K X_C = IX_L = E_K \frac{\omega_0 L_K}{R_K} = E_K Q.$$

Легко теперь подсчитать коэффициент передачи входной цепи

$$K_A = \frac{U_K}{E_A} = \frac{E_K Q}{E_A},$$

или

$$K_A = \frac{\omega M Q}{z_A}.$$

Величина K_A зависит от диапазона волн и в средневолновом диапазоне имеет значение порядка 5–10.

Для перекрытия определенного диапазона волн необходимо, чтобы при постоянной величине индуктивности входного контура емкость конденсатора менялась в заданных пределах.

Максимальная частота, на которую может быть настроен входной контур, зависит от минимальной емкости переменного конденсатора C_{\min}

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_k C_{\min}}},$$

а минимальная частота — от наибольшей емкости этого конденсатора C_{\max}

$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_k C_{\max}}}.$$

Легко теперь подсчитать перекрытие по частоте, обеспечиваемое одной постоянной индуктивностью и переменной емкостью

$$K_f = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}}.$$

Современные переменные конденсаторы позволяют получить $C_{\max} \approx 350 \div 510$ пФ и $C_{\min} \approx 30 \div 50$ пФ, причем последнее значение обусловлено остаточной емкостью переменного конденсатора при выведенных подвижных пластинах, собственной емкостью катушки, емкостью монтажа и т. д. Таким образом, максимальное перекрытие по емкости $K_{C \max}$ обычно не превышает

$$K_{C \max} \approx \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \approx 10.$$

Следовательно, перекрытие по частоте K_f не превышает трех. Поскольку обычно величина $K_f = 3$ не обеспечивает приема заданного диапазона радиоволн, весь требуемый диапазон разбивается на ряд поддиапазонов. В пределах каждого из поддиапазонов перекрытие, даваемое переменным конденсатором, достаточно, а при переходе с одного поддиапазона на другой происходит смена индуктивности контура.

§ 55. Усиление высокой частоты

Усилитель высокой частоты должен усилить высокочастотное напряжение, подводимое к нему входной цепью, и выделить спектр частот полезного высокочастотного сигнала.

В усилителях высокой частоты, как правило, применяют резонансные усилительные каскады, нагрузкой которых являются одиночные резонансные контуры. Роторы переменных конденсаторов, включаемых в каждый из контуров, насаживаются на одну ось, что позволяет настраивать с помощью одной ручки одновременно все каскады усилителя высокой частоты.

Наиболее подходящим типом лампы для каскада усилителя высокой частоты приемника является маломощный высокочастотный пентод.

При использовании автоматической регулировки усиления лампы усилительных каскадов должны иметь переменную крутизну.

Усилители высокой частоты, применяемые в приемниках прямого усиления, состоят из нескольких настраиваемых каскадов, различные схемы которых приведены на рис. 162. Во всех этих схемах основной нагрузкой анодной цепи лампы является параллельный колебательный контур, влияние остальных (вспомогательных) элементов при правильном выборе их величин может не учитываться. Эквивалентная схема

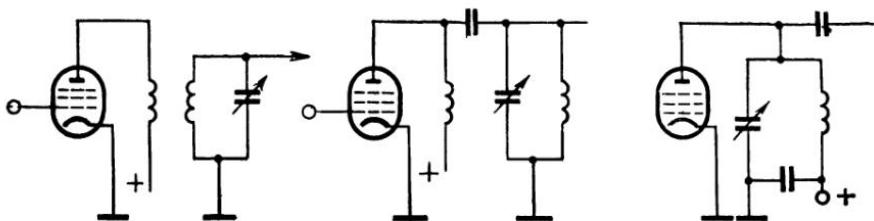


Рис. 162. Схемы усилителей высокой частоты

резонансного усилительного каскада приведена на рис. 163. Как видно из этой схемы,

$$I_{a\sim} = \frac{\mu U_{g\sim}}{\sqrt{(R_a + R_i)^2 + X_a^2}};$$

здесь $R_a + jX_a$ — сопротивление колебательного контура, а $U_g = U_{\text{вх}}$. Так как внутреннее сопротивление R_i пентода велико, то $R_a \ll R_i$ и $X_a \ll R_i$, а поэтому

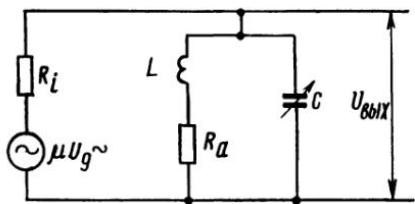


Рис. 163. Эквивалентная схема резонансного усилительного каскада

$$I_{a\sim} = \frac{\mu U_{g\sim}}{R_i} = S U_{g\sim}.$$

Так как

$$U_{a\sim} = U_{\text{вых}},$$

то

$$U_{\text{вых}} \approx I_{a\sim} z_a = S U_{g\sim} z_a.$$

Следовательно, коэффициент усиления каскада на резонансной частоте (резонансный коэффициент усиления) равен

$$K_p = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = S z_{\text{вр}}.$$

На частотах, отличных от резонанса, коэффициент усиления усилителя уменьшается вследствие уменьшения сопротивления контура. Следует учитывать, что в пределах диапазона резонансный коэффициент усиления также меняется. На поддиапазонах, соответствующих более высоким частотам, коэффициент усиления падает, т. е. на коротких волнах он меньше, чем на средних и длинных.

§ 56. Детектирование амплитудно-модулированных колебаний

Известно, что в спектре модулированного напряжения высокой частоты отсутствуют составляющие натурального сигнала. Поэтому для получения первичной формы сигнала необходимо использовать специальное устройство — детектор.

Процесс детектирования в сущности обратен процессу модуляции. Здесь происходит такое преобразование спектра модулированных сигналов, при котором на выходе системы появляются частотные составляющие, в сумме дающие натуральный сигнал. Очевидно, что детектор должен быть нелинейной системой.

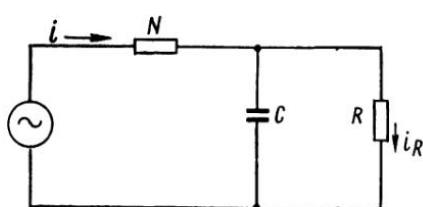


Рис. 164. Схема детектора амплитудно-модулированных колебаний

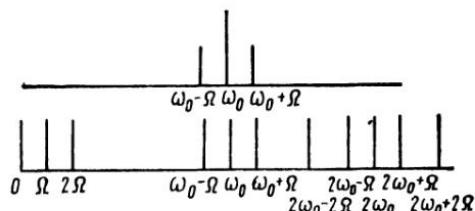


Рис. 165. Спектры модулированного сигнала и детектированных колебаний

Рассмотрим детектирование амплитудно-модулированных колебаний. Простейшая схема детектора приведена на рис. 164. Она составлена из нелинейного элемента N (ламповый или полупроводниковый диод) и фильтрующей цепи, состоящей из резистора R , конденсатора C .

При действии напряжения, имеющего сложный спектр, на нелинейную систему появляются составляющие тока высокой и низкой частот. Высокочастотные составляющие тока не создают падения напряжения на резисторе R , так как это сопротивление шунтируется емкостью C , сопротивление которой для высоких частот мало. Что же касается низкочастотных составляющих тока, то они замыкаются главным образом через сопротивление R и создают на нем падение напряжения.

Допустим, что вольтамперная характеристика нелинейного элемента аппроксимируется квадратичным многочленом (квадратичное детектирование)

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2. \quad (142)$$

Пусть

$$u = U_m (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t. \quad (143)$$

Найдем ток, протекающий в цепи детектора, при действии на него напряжения u . Подставим значение u из формулы (143) в формулу (142), тогда

$$i = a_0 + a_1 U_m (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t + a_2 U_m^2 (1 + m \sin \Omega t)^2 \sin^2 \omega_0 t.$$

Раскрывая скобки и преобразовывая квадраты и произведения синусов, получим

$$i = a_0 + a_1 U_m \sin \omega_0 t + \frac{a_1 m U_m}{2} [\cos(\omega_0 - \Omega) t - \cos(\omega_0 + \Omega) t] + \\ + \frac{a_2 U_m^2}{2} \left[1 + \frac{m^2}{2} + 2m \sin \Omega t - \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t - \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \cos 2\omega_0 t - \right. \\ \left. - m \sin(2\omega_0 - \Omega) t + m \sin(2\omega_0 + \Omega) t + m^2 \cos 2(\omega_0 - \Omega) t + \right. \\ \left. + m^2 \cos 2(\omega_0 + \Omega) t \right].$$

На рис. 165 показаны спектр напряжения на входе детектора и спектр тока, протекающего через детектор. Все высокочастотные составляющие тока [ω_0 , $\omega_0 \pm \Omega$, $2\omega_0$, $2\omega_0 \pm \Omega$, $2(\omega_0 \pm \Omega)$] замы-



Рис. 166. Вольтамперная характеристика нелинейного элемента

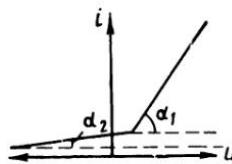


Рис. 167. Идеализированная характеристика детектора

каются через конденсатор и, как указывалось выше, практически не создают падения напряжения на резисторе R . Что же касается напряжения на резисторе R , то оно равно

$$Ri_R \approx \left\{ \left[a_0 + \frac{a_2 U_m^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \right] + ma_2 U_m^2 \sin \Omega t - \frac{m^2 a_2 U_m^2}{4} \cos 2\Omega t \right\} R.$$

Таким образом, на резисторе R имеется напряжение, являющееся суммой трех составляющих: постоянной, частоты натурального сигнала и удвоенной частоты этого сигнала. Отфильтровать постоянную составляющую можно без труда, используя разделительную емкость. Наличие второй гармоники частоты сигнала является результатом искажений, возникающих при квадратичном детектировании.

В данном случае величина нелинейных искажений равна

$$K_{fh} = \frac{m^2 a_2 U_m^2}{4ma_2 U_m^2} = \frac{m}{4}. \quad (144)$$

Следовательно, чем больше коэффициент модуляции m , тем больше нелинейные искажения при квадратичном детектировании. Это обстоятельство заставляет избегать квадратичного детектирования. Однако при детектировании малых напряжений используется криволинейный участок характеристики нелинейных элементов (рис. 166), что и приводит к появлению искажений. При детектировании больших напряжений влиянием квадратичного участка характеристики

можно пренебречь и представить характеристику детектора в виде двух прямых (рис. 167).

Если, как и прежде

$$u = U_m (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t,$$

то можно показать, что в результате детектирования получается постоянная составляющая

$$I_0 + \frac{(\alpha_1 - \alpha_2)}{2} U_m \quad (145)$$

и переменная составляющая только лишь частоты Ω

$$\frac{(\alpha_1 - \alpha_2) m U_m}{2} \sin \Omega t. \quad (146)$$

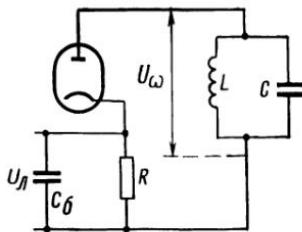


Рис. 168. Схема диодного детектора

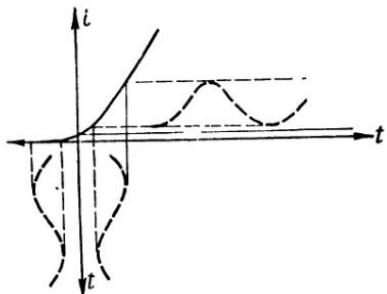


Рис. 169. К объяснению работы диодного детектора

Все высокочастотные составляющие тока по-прежнему замыкаются через конденсатор C , не создавая падения напряжения на резисторе R ; отсутствуют и гармоники тока частот, кратных Ω . Таким образом, детектирование больших напряжений протекает без нелинейных искажений. Хотя «линейное» детектирование требует подведения к детектору значительных переменных напряжений (с амплитудой порядка $1 \div 2$ В и выше), практически стремятся использовать именно этот режим.

Рассмотрим теперь несколько практических схем детекторов.

Диодное детектирование. В схеме диодного детектора (рис. 168) используют одностороннюю проводимость двухэлектродной лампы, вольтамперная характеристика которой приведена на рис. 169. Легко видеть, что характеристика эта относительно рабочей точки несимметрична и поэтому анодный ток, созданный подведенным к диоду симметричным модулированным напряжением, будет несимметричным относительно тока покоя. Такое искажение формы кривой связано с появлением новых частот, в том числе и требуемых низкочастотных составляющих, создающих падение напряжения на резисторе R . Величину емкости C_b выбирают такой, чтобы на ней практически не создавалось падения напряжения от токов высокой частоты.

Для оценки качества детектора пользуются рядом показателей, основным из которых является коэффициент передачи (напряжения).

Коэффициент передачи $K_{\text{пп}}$ детектора есть отношение амплитуды напряжения низкой частоты $U_{\Omega m}$ на выходе детектора к амплитуде колебания высокой частоты $U_{\omega m}$, подведенной к его входу, умноженной на коэффициент модуляции m , т. е.

$$K_{\text{пп}} = \frac{U_{\Omega m}}{m U_{\omega m}}.$$

Коэффициент передачи диодного детектора меньше единицы.

Другой важный параметр детектора — его входное сопротивление, т. е. отношение амплитуды напряжения высокой частоты на входе детектора к амплитуде первой гармоники тока высокой частоты $I_{\omega m}$

$$z_{\text{вх}} = \frac{U_{\omega m}}{I_{\omega m}}.$$

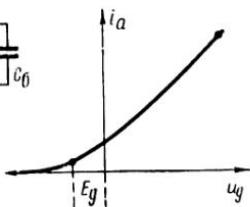
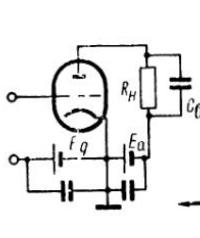


Рис. 170. Схема анодного детектора

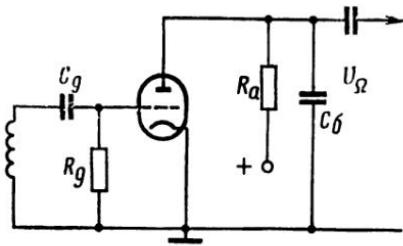


Рис. 171. Схема сеточного детектора

Входное сопротивление диодного детектора при детектировании колебаний с большой амплитудой зависит от величины сопротивления R и приближенно равно $R/2$.

Диодные детекторы широко используются в современных радиоприемных устройствах, так как они позволяют получить весьма высокое качество детектирования.

Анодное детектирование. Схема анодного детектора приведена на рис. 170. Здесь в качестве нелинейного элемента используется триод, в цепь сетка — катод которого подается постоянное отрицательное напряжение смещения E_g . С помощью напряжения смещения рабочая точка сдвигается на нелинейный участок анондно-сеточной характеристики лампы.

Нетрудно видеть, что и в этом случае характеристика нелинейного элемента несимметрична относительно рабочей точки, следовательно, в анондной цепи наряду с токами высокой частоты появятся токи низких частот. Эти токи создают падение напряжения на резисторе R_h , а токи высоких частот отфильтровываются конденсатором C_b .

При малых амплитудах напряжения на входе детектора детектирование можно считать квадратичным, при больших амплитудах — линейным.

Основное преимущество анодного детектора заключается в его высоком входном сопротивлении (при отсутствии сеточных токов), благодаря чему он не шунтирует входной колебательный контур.

Сеточное детектирование. Схема сеточного детектора приведена на рис. 171. Здесь также в качестве нелинейного элемента применяется триод. Однако в отличие от предыдущей схемы в схеме сеточного детектора используется нелинейность характеристики сеточного тока. При этом пространство сетка — катод может рассматриваться как диодный детектор, на нагрузке R_g которого создается низкочастотное напряжение, а конденсатор C_g служит для отфильтрования высокой частоты. Этой же цели служит конденсатор C_b в анодной цепи. Низкочастотное напряжение, получаемое в результате детектирования на зажимах сетка — катод лампы, усиливается и снимается с анодной нагрузки R_a .

Таким образом, сеточный детектор можно рассматривать как комбинацию диодного детектора (цепь сетка — катод) и триодного усилителя низкой частоты (цепь анод — сетка — катод).

Основным недостатком сеточного детектора являются большие искажения, вносимые им в преобразуемый сигнал.

§ 57. Детектирование частотно-модулированных колебаний

Особенностью приемников частотно-модулированных (ЧМ) сигналов является применение ограничителя амплитуды высокочастотных колебаний и частотного детектора. За счет работы ограничителя можно резко снизить влияние помех, проявляющихся в виде паразитной амплитудной модуляции.

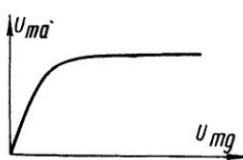


Рис. 172 Амплитудная характеристика ограничителя

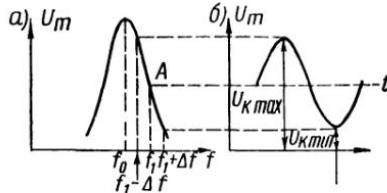


Рис. 173. Преобразование частотно-модулированных колебаний в амплитудно-модулированные с помощью расстроенного колебательного контура

Как правило, ограничитель амплитуд представляет собой усилительный каскад на пентоде, режим которого установлен таким образом, что при возрастании амплитуды напряжения в цепи сетки выше определенного уровня (порога ограничения) амплитуда выходного напряжения остается постоянной. На рис. 172 приведена амплитудная характеристика такого ограничителя.

Вторым элементом, всегда имеющимся в приемнике частотно-модулированных колебаний, является преобразователь частотной модуляции в амплитудную. Простейшим устройством, которое может быть использовано для такого преобразования, является обычный колебательный контур, расстроенный относительно основной частоты высокочастотного колебания. Здесь используется известное свойство контура, заключающееся в том, что он оказывает неодинаковое сопротивление токам различных частот.

На рис. 173, а приведена резонансная кривая контура. За счет расстройки установим рабочую точку в точке А. Допустим, что колебания, модулированные по частоте, занимают спектр частот $f_1 \pm \Delta f$. Тогда амплитуда высокочастотного напряжения на контуре будет изменяться от $U_{\text{к max}}$ до $U_{\text{к min}}$ (рис. 173, б), причем закон этого изменения амплитуды высокочастотного колебания с некоторым приближением соответствует закону изменения частоты сигнала на входе.

Таким образом, колебания, модулированные на частоте, преобразовываются в колебания, модулированные по амплитуде. Далее эти колебания можно детектировать, используя обычный амплитудный детектор.

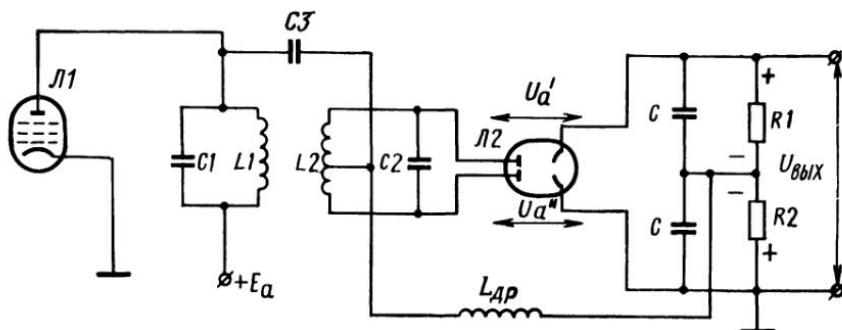


Рис. 174. Схема частотного детектора

Описанный здесь метод преобразования видов модуляции используется лишь при приеме узкополосной ЧМ, где отклонения частоты (девиация) невелики, и поэтому характеристика $I = f(\omega)$ частотного генератора может считаться практически линейной, т. е. здесь будут отсутствовать нелинейные искажения. Это невозможно получить при широкополосной ЧМ и колебательном контуре в качестве преобразователя модуляции. В приемниках, рассчитанных на широкополосную ЧМ, преобразователь видов модуляции выполняют по более сложным схемам. Наибольшее распространение на практике получила схема балансного частотного детектора с двумя связанными контурами, изображенная на рис. 174. Показанные здесь контуры $L1$, $C1$ и $L2$, $C2$ настроены на промежуточную частоту. Кроме того, имеется двойной диод $L2$, аноды которого присоединены к противоположным концам катушки $L2$. Между катодами лампы $L2$ включены резисторы $R1$ и $R2$ одинаковой величины, зашунтированные конденсаторами равной емкости C . Когда частота колебаний, поступающих на частотный детектор с выхода усилителя промежуточной частоты (лампа $L1$), равна nominalному значению промежуточной частоты, то наступает резонанс в контуре $L2$, $C2$. Режим работы частотного детектора в этом случае может быть рассмотрен с помощью векторной диаграммы, представленной на рис. 175, а. Вектор U_1 соответствует напряжению на первом контуре ($L1$, $C1$). Ток I_1 через катушку индуктивности $L1$ отстает на 90° от напряжения U_1 . Этот ток индуцирует в катушке $L2$ э. д. с.

E_2 , которая отстает по фазе относительно тока I_1 также на 90° . При резонансе ток I_2 во втором контуре ($L2, C2$) совпадает по фазе с э. д. с. E_2 .

Напряжение U_2 на контуре $L2, C2$ сдвинуто по отношению к току I_2 на 90° и делится пополам между анодами лампы $L2$. К каждому из этих анодов приложено напряжение U'_a или соответственно U''_a , равное геометрической сумме напряжений U_1 и $\frac{U_2}{2}$. Из диаграммы вид-

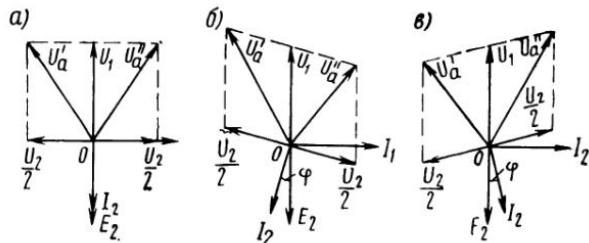


Рис. 175. Векторные диаграммы частотного детектора

но, что для случая резонанса получается $U'_a = U''_a$, т. е. напряжения на каждом из анодов лампы равны между собою. Под действием этих напряжений в цепях обоих анодов возникают токи одинаковой величины. Протекая по внешней цепи, токи диодов создают на резисторах $R1$ и $R2$ напряжения, равные по величине, но противоположные по знаку. В результате напряжение на выходе частотного детектора будет равно нулю.

При отклонении частоты от номинального ее значения, например при увеличении разностной частоты относительно промежуточной, проводимость контура $L2, C2$ будет носить индуктивный характер. Ток I_2 во втором контуре начнет отставать от э. д. с. E_2 на угол φ (рис. 175, б). Векторы напряжений $\frac{U_2}{2}$ не будут перпендикулярны вектору напряжения U_1 , напряжение U'_a на первом аноде лампы $L2$ оказывается больше напряжения U''_a второго анода лампы $L2$. В результате величина тока через резистор $R1$ оказывается больше, чем через резистор $R2$. На выходе частотного детектора появится напряжение, полярность которого будет положительной относительно земли. Приведя аналогичное построение векторной диаграммы (рис. 175, в), можно показать, что в случае понижения разностной частоты относительно номинального значения напряжение на выходе частотного детектора изменит свою полярность относительно земли, т. е. будет отрицательным.

График (рис. 176) зависимости между выходным напряжением частотного детектора и изменением частоты на его входе (относительно номинального значения промежуточной частоты) называется статической частотной характеристикой частотного детектора $U_{\text{вых}} =$

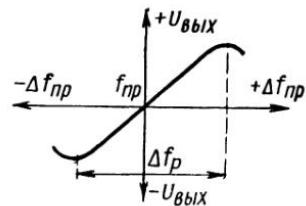


Рис. 176. Частотная характеристика детектора

$= f(\Delta f_{\text{пр}})$. При плавном изменении промежуточной частоты в ту или иную сторону относительно номинального значения выходное напряжение растет вначале линейно, но при очень больших расстройках вновь падает, приближаясь к нулю. Линейный участок между двумя максимумами характеристики определяет рабочую полосу частот частотного детектора. Чем больше крутизна характеристики, тем чувствительнее частотный детектор.

§ 58. Регенерация

Часто идут на некоторое усложнение схемы приемника прямого усиления, заключающееся в создании положительной обратной связи с анодной цепи сеточного детектора с его сеточной цепью (рис. 177).

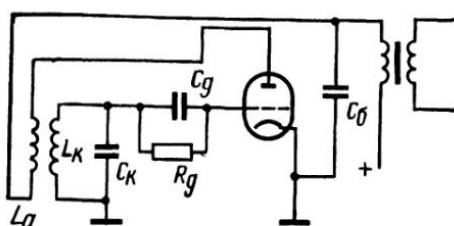


Рис. 177. Регенерированный каскад

При положительной обратной связи энергия, поступающая из анодной цепи, компенсирует потери, имеющиеся в цепи сетки. Частичная компенсация потерь эквивалентна уменьшению собственных потерь или увеличению добротности контура. Последнее же, как известно, связано с увеличением напряжения и улучшением избирательности.

Существенным недостатком регенеративной схемы является необходимость тщательной регулировки величины обратной связи, благодаря чему в последнее время она применяется сравнительно редко.

§ 59. Усиление напряжения и мощности модулирующей частоты

В большинстве случаев полученные после детектора колебания модулирующей частоты усиливают прежде, чем подвести их к воспроизводящему устройству. Обычно усиление колебаний модулирующей частоты подразделяют на два этапа: предварительное усиление (усиление напряжения) и оконечное усиление (усиление мощности).

Задачей предварительного усилителя является повышение напряжения до величины, достаточной для нормальной работы усилителя мощности. Схема лампового усилителя напряжения на сопротивлениях приведена на рис. 178, а, а транзисторного — на рис. 178, б.

По отношению к нагрузке R_a вся остальная часть схемы рис. 178, а влево от точек 1, 2 играет роль генератора, э. д. с. которого в μ раз больше напряжения на сетке, т. е. $e_{\text{экв}} = \mu U_{\text{вх}}$, а внутреннее сопротивление равно внутреннему сопротивлению лампы R (рис. 179, а). Емкость C_b необходима для того, чтобы предотвратить попадание по-

стационарного анодного напряжения в цепь сетки следующего каскада. Влияние междуэлектродных емкостей лампы следующего каскада учитывается введением в схему емкости C_{bx} .

На средних частотах усиливаемого диапазона емкости C_g и C_{bx} не оказывают заметного влияния и эквивалентная схема принимает вид, показанный на рис. 179, б. Таким образом, на средних частотах нагрузкой лампы является параллельное соединение резисторов R_a и R_g , т. е.

$$R_h = \frac{R_a R_g}{R_a + R_g}.$$

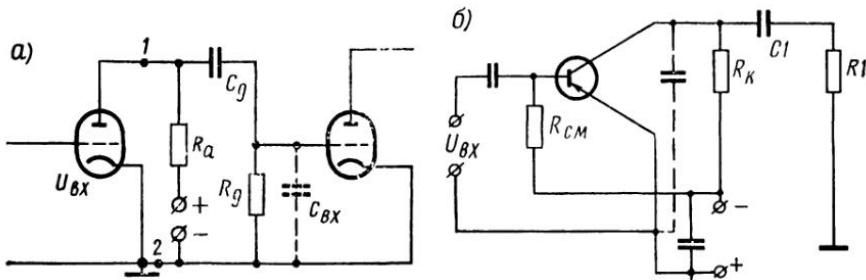


Рис. 178. Схемы усилителя напряжения на сопротивлениях

Обычно $R_a \ll R_g$, поэтому $R_h \approx R_a$. Следовательно, коэффициент усиления на средних частотах

$$K_0 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \mu \frac{R_a}{R_a + R_i} = \mu \cdot \frac{R_a}{R_i} \cdot \frac{1 + \frac{R_a}{R_i}}{1 + \frac{R_a}{R_i}} = S \frac{R_a}{1 + \frac{R_a}{R_i}}. \quad (147)$$

Как следует из формулы (147), коэффициент усиления на средних частотах меньше коэффициента усиления лампы μ . Для того чтобы получить K возможно более близким к μ , необходимо увеличивать R_a . Однако при очень большой величине R_a уменьшается постоянное напряжение на аноде лампы, что приводит к ухудшению ее параметров и снижению коэффициента усиления.

При использовании триодов отношение R_a к R_i в большинстве случаев не превосходит 3—5, позволяя получить усиления порядка $(0,6 \div 0,7)\mu$.

В случае применения пентодов сопротивление R_a приходится брать всегда значительно меньшим, чем R_i , так как внутреннее сопротивление пентода достигает нескольких мегом. Как видно из формулы (147), при $R_a \ll R_i$, коэффициент усиления равен

$$K_0 \approx SR_a. \quad (148)$$

На низких частотах усиливаемого диапазона можно не считаться с влиянием малой емкости C_{bx} . При этом эквивалентная схема становится такой, как показано на рис. 179, в.

Из схемы рис. 179, в имеем

$$U_{\text{вых}} = \mu U_{\text{вх}} \frac{R_a}{R_a + R_i} \cdot \frac{R_g}{\frac{R_a R_i}{R_a + R_i} + R_g + \frac{1}{j\omega C_g}}.$$

Отсюда после простых преобразований можно получить формулу для модуля коэффициента усиления на низких частотах

$$K_n = \mu \sqrt{\frac{1}{\left(1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_g}\right)^2 + \left[\left(1 + \frac{R_i}{R_a}\right) \frac{1}{\omega_n C_g R_g}\right]^2}}.$$

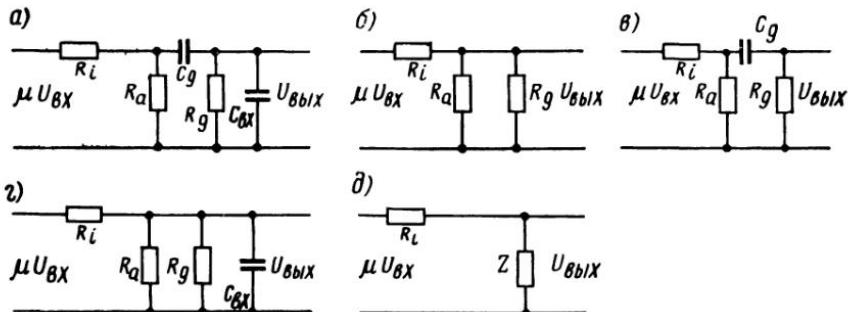


Рис. 179. Эквивалентные схемы усилительного каскада

Обычно $R_g \gg R_a$ и $\frac{R_i}{R_g} \ll \frac{R_i}{R_a}$. Это позволяет без существенной погрешности записать выражение для коэффициента усиления несколько иначе:

$$K_n \approx \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_n C_g R_g}\right)^2}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_n C_g R_g}\right)^2}}. \quad (149)$$

Таким образом, коэффициент усиления усилителя зависит от частоты и на низких частотах меньше, чем на средних.

Для уменьшения искажений, вносимых усилителем на низких частотах усиливаемого диапазона, желательно увеличивать $C_g R_g$. Однако по ряду причин величина произведения $C_g R_g$ не может превышать 0,025 с.

Для верхних частот усиливаемого диапазона можно пренебречь влиянием емкости C_g , но уже нельзя пренебречь емкостью $C_{\text{вх}}$. Эквивалентная схема тогда принимает вид, показанный на рис. 179, г или 179, д.

Как следует из схемы рис. 179, д,

$$U_{\text{вых}} = \mu U_{\text{вх}} \frac{Z}{R_i + Z},$$

где

$$Z = \frac{R'_g \frac{1}{j\omega_B C_{BX}}}{R'_g + \frac{1}{j\omega_B C_{BX}}} ;$$

$$R'_g = \frac{R_a R_g}{R_a + R_g}.$$

Нетрудно получить теперь формулу для модуля коэффициента усиления на верхних частотах

$$K_B = \frac{\mu}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_g}\right)^2 + (\omega_B C_{BX} R_i)^2}}$$

или

$$K_B = \frac{\mu}{R_i} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g}\right)^2 + (\omega_B C_{BX})^2}} = \frac{S}{\sqrt{\frac{1}{R_g^2} + (\omega_B C_{BX})^2}},$$

где

$$\frac{1}{R_g} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g}.$$

Это выражение можно записать иначе:

$$K_B = \frac{SR_g}{\sqrt{1 + (\omega_B C_{BX} R_g)^2}}.$$

Согласно изложенному выше, $SR_g = K_0$. Тогда

$$K_B = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega_B C_{BX} R_g)^2}}. \quad (150)$$

Таким образом, коэффициент усиления усилителя на верхних частотах диапазона меньше, чем на средних. Увеличения коэффициента K_B можно добиться, уменьшая $C_{BX} R_g$. Для этого надо выбирать лампы с малой входной емкостью и уменьшать емкость монтажа, а также уменьшить R_g . Последнее приводит к уменьшению усиления на средних частотах. Частотная характеристика усилительного каскада на сопротивлениях приведена на рис. 180.

Кроме нагрузки в виде резистора R_a , часто используются каскады с трансформаторной нагрузкой (рис. 181). В большинстве случаев такой каскад применяется в качестве усилителя мощности, так как это позволяет производить согласование больших внутренних сопротивлений усилительных ламп с обычно малыми сопротивлениями нагрузок. Основным назначением усилителя мощности является создание определенной мощности электрических колебаний модулирую-

щей частоты, выделяемой в нагрузке (телефрафный аппарат, телефон, громкоговоритель и т. д.).

Мощность усилителя, отдаваемую нагрузке, определяют как мощность, потребляемую некоторым сопротивлением Z_n , пересчитанным в первичную цепь трансформатора, т. е.

$$P_{\text{вых}} = \frac{I_a^2 Z_n}{2},$$

где I_a — амплитуда переменного тока данной частоты, протекающего в анодной цепи лампы.

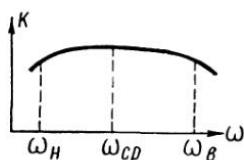


Рис. 180. Частотная характеристика усилительного каскада

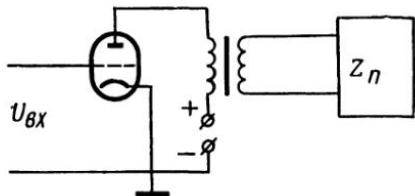


Рис. 181. Схема каскада с трансформаторной нагрузкой

Можно показать, что при заданных входном напряжении $U_{\text{вх}}$ и типе лампы наибольшую мощность $P_{\text{вых}}$ будем иметь при $Z_n = R_i$:

$$P_{\text{вых max}} = \mu S \frac{U_{\text{вх}}^2}{8}. \quad (151)$$

Использование трансформаторного каскада позволяет получить оптимальные значения сопротивления нагрузки $Z_{n \text{ opt}}$ при любой величине сопротивления, включенного во вторичную цепь трансформатора. Это объясняется тем, что

$$Z_n = \frac{Z_{\text{вых}}}{n^2}, \quad (152)$$

т. е. всегда можно подобрать оптимальный коэффициент трансформации $n = \frac{W_1}{W_2}$.

Глава XIV

СУПЕРГЕТЕРОДИННЫЕ РАДИОПРИЕМНИКИ

§ 60. Блок-схема супергетеродинного приемника

Наиболее совершенными из всех используемых ныне радиоприемных устройств являются супергетеродинные. Главная особенность их заключается в том, что основное усиление сигналов осуществляется здесь не на принимаемой частоте, а на отличной от нее, так называемой промежуточной частоте, которая при перестройке приемника остается

постоянной. Благодаря этому значительно возрастает устойчивость работы радиоприемника, облегчается его производство, упрощается обслуживание и т. д.

Блок-схема супергетеродинного радиоприемника приведена на рис. 182. Первые два блока: входная цепь и усилитель высокой частоты (УВЧ) имеют такое же назначение, как и в приемнике прямого усиления. Усиленные высокочастотные колебания подводятся далее к преобразователю частоты. Задача этого блока состоит в преобразовании модулированного напряжения высокой частоты в модулированное напряжение другой высокой частоты (промежуточная частота) без изменения закона модуляции. Преобразование частоты осуществляется при действии на нелинейную систему двух высокочастотных колебаний: напряжения сигнала с частотой f_c и напряжения с частотой f_g , созданного местным маломощным генератором (гетеродином). Если при

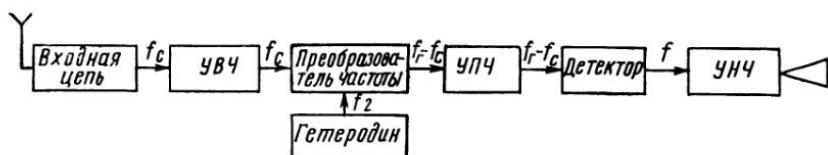


Рис. 182. Блок-схема супергетеродинного приемника

изменении настройки приемника, т. е. частоты f_c , одновременно изменять частоту гетеродина f_g таким образом, чтобы разность $f_g - f_c = f_{\text{пр}}$ была всегда постоянной, то для дальнейшего усиления можно использовать усилители промежуточной частоты (УПЧ) с постоянной настройкой.

Усиленные колебания промежуточной частоты поступают далее к детектору. Наиболее подходящим здесь является диодный детектор, при котором качество детектирования, как известно, весьма высоко. Получение достаточно большой амплитуды высокочастотного колебания, подводимого к диодному детектору, не представляет труда, так как это может быть легко достигнуто с помощью усилителя промежуточной частоты.

Если принимаются телеграфные сигналы, при передаче которых амплитуда высокочастотного колебания, а следовательно, и колебания промежуточной частоты имеет лишь два значения: максимум и нуль, то использование обычного диодного детектора для приема на слух невозможно. Это объясняется тем, что в данном случае напряжение на выходе детектора, имеющее вид примерно прямоугольных импульсов постоянного тока, прослушивается как щелчки, а не как точки и тире.

В специальных приемниках для приема телеграфных сигналов имеется второй гетеродин, частота которого выше или ниже промежуточной на величину, равную звуковой частоте (например, на 800 Гц). Таким образом, при приеме амплитудно-модулированных телеграфных сигналов на вход детектора подаются два напряжения: промежуточной частоты ($f_{\text{пр}}$) и второго гетеродина (f_{g2}). На выходе детектора

(нелинейной системы) при этом возникает напряжение с разностной частотой $f_{r2} - f_{\text{пр}}$, закон модуляции которого остается прежним.

Таким образом, при приеме амплитудно-модулированных телеграфных сигналов детектор является фактически вторым преобразователем частоты. Естественно, что при приеме других сигналов второй гетеродин должен быть отключен.

Начиная с детектора, схема супергетеродинного приемника не отличается от схемы приемника прямого усиления. Таким образом, принципиальной особенностью супергетеродинного приемника являются преобразователь частоты с гетеродином и один или несколько каскадов усиления промежуточной частоты.

Перейдем к более подробному рассмотрению этих элементов.

§ 61. Преобразование частоты

Как уже указывалось выше, преобразователь частоты — это нелинейная система, на вход которой подводятся два напряжения: сигнала

$$u_1 = U_{1m} (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_c t \quad (153)$$

и местного гетеродина

$$u_2 = U_{2m} \sin \omega_r t.$$

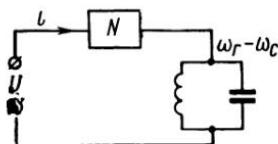


Рис. 183. Настроенный контур на выходе преобразователя

Допустим, что характеристика нелинейного элемента будет

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2. \quad (154)$$

Тогда, так как

$$u = u_1 + u_2,$$

через нелинейный элемент (рис. 183) проходит ток

$$i = a_0 + a_1 [U_{3m} \sin \omega_c t + U_{2m} \sin \omega_r t] + a_2 [U_{3m} \sin \omega_c t + U_{2m} \sin \omega_r t]^2,$$

где

$$U_{3m} = U_{1m} (1 + m \sin \Omega t).$$

Раскроем скобки и используем известные формулы преобразования квадрата и произведения тригонометрических функций. При этом

$$\begin{aligned} i = & a_0 + a_1 U_{3m} \sin \omega_c t + a_1 U_{2m} \sin \omega_r t + a_2 \left\{ \frac{1}{2} (U_{2m}^2 + U_{3m}^2) - \right. \\ & - \frac{U_{3m}^2}{2} \cos 2\omega_c t - \frac{U_{2m}^2}{2} \cos \omega_r t + U_{3m} U_{2m} [\cos (\omega_r - \omega_c) t - \\ & \left. - \cos (\omega_r + \omega_c) t] \right\}. \end{aligned}$$

Если, как это показано на рис. 183, на выходе преобразователя включен колебательный контур, настроенный на частоту ($\omega_r - \omega_c$), то ток, создающий на нем падение напряжения, будет

$$i_{\text{пр}} = a_2 U_{3m} U_{2m} \cos(\omega_r - \omega_c) t.$$

Обозначим $\omega_r - \omega_c = \omega_{\text{пр}}$ и подставим значение U_{3m} , тогда

$$i_{\text{пр}} = a_2 U_{1m} U_{2m} (1 + m \sin \Omega t) \cos \omega_{\text{пр}} t.$$

Так как a_2 имеет размерность $\frac{\text{A}}{\text{B}^2}$, то, обозначая

$$a_2 U_{1m} U_{2m} = I_{\text{пр}} m,$$

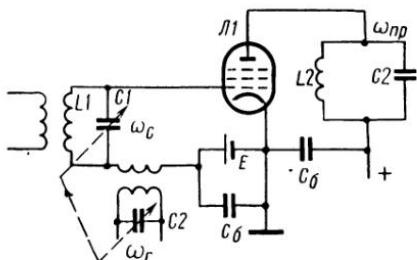


Рис. 184. Односеточный преобразовательный каскад

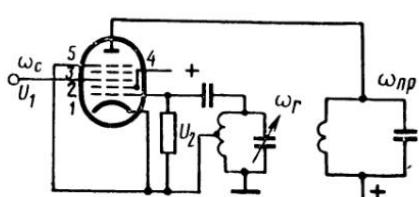


Рис. 185. Преобразователь на многосеточной лампе

имеем

$$i_{\text{пр}} = I_{\text{пр}} m (1 + m \sin \Omega t) \cos \omega_{\text{пр}} t.$$

При этом напряжение на контуре преобразователя будет равно

$$u_{\text{пр}} = i_{\text{пр}} z_{\text{пр}} = U_{\text{пр}} m (1 + m \sin \Omega t) \cos \omega_{\text{пр}} t, \quad (155)$$

где

$$U_{\text{пр}} m = I_{\text{пр}} m z_{\text{пр}}.$$

Из сравнения формул (155) и (153) видно, что, используя нелинейную систему и резонансный контур, мы получили высокочастотное модулированное колебание, несущая (промежуточная) частота которого отлична от несущей частоты сигнала, а закон модуляции остался прежним.

Схема односеточного преобразовательного каскада с отдельным гетеродином приведена на рис. 184. Контур $L1, C1$ настраивается на частоту принимаемого сигнала ω_c , а гетеродин создает напряжение, изменяющееся с частотой ω_r . Рабочая точка на характеристике преобразовательной лампы $L1$ выбирается на нелинейном участке. В результате в анодной цепи лампы $L1$ протекают токи различных частот, что было показано выше. Однако так как контур $L2, C2$ настроен

на частоту $\omega_{\text{пр}}$, на нем создается напряжение только от токов с частотой $\omega_{\text{пр}}$. Это напряжение усиливается далее каскадами усилителя промежуточной частоты.

Схема односеточного преобразователя частоты применяется сравнительно редко, так как она обладает рядом недостатков.

Наиболее широко в современных приемниках длинных, средних и коротких волн применяются преобразователи на многоэлектродных лампах, в которых связь между напряжениями сигнала и гетеродина осуществляется через общий электронный поток (рис. 185). Как видно из рис. 185, электронный поток последовательно проходит через две управляющие сетки, на одну из которых (3) подается напряжение сигнала (сигнальная сетка), а на другую (1) — напряжение гетеродина.

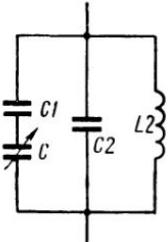


Рис. 186. Контур гетеродина

При настройке с помощью одной ручки сигнальных контуров и контура гетеродина последний приходится несколько усложнить. Часто контур гетеродина имеет вид, показанный на рис. 186. На нижней частоте диапазона частота гетеродина определяется главным образом (при постоянной величине индуктивности катушки L_2) последовательно соединенными конденсаторами C и C_1 , так как по сравнению с их емкостями емкость конденсатора C_2 мала, а на верхней частоте диапазона — конденсатором C_2 , так как здесь мала минимальная емкость переменного конденсатора.

Включение добавочных емкостей все же не позволяет получить постоянства разности частот сигнала и гетеродина или, как говорят, сопряжения контуров во всем диапазоне. Идеальное сопряжение получается при этом лишь в трех точках: начале, середине и конце диапазона. Однако практически отклонение частоты в других точках диапазона получается столь небольшим, что на качество приема оно существенно не влияет.

§ 62. Усиление промежуточной частоты

Наиболее часто нагрузкой преобразовательного каскада является двухконтурная система, к выходу которой присоединяются сетка-катод лампы усилителя промежуточной частоты (рис. 187, а), либо соответствующие элементы транзисторного усилителя (рис. 187, б). Усилители промежуточной частоты обеспечивают основное усиление в супергетеродинных приемниках и определяют их главные качественные показатели.

При проектировании радиоприемных устройств одна из основных задач заключается в правильном выборе величины промежуточной частоты. Ее нельзя выбирать очень высокой, так как это приведет к снижению избирательности в отношении станций, близких по частоте к принимаемой, но ее нельзя выбирать и очень низкой, так как это уменьшает избирательность по отношению к так называемой «зеркальной» станции.

Остановимся на последнем вопросе более подробно. Как известно, промежуточная частота равна разности частот гетеродина и принимающей станции, т. е.

$$f_{\text{пр}} = f_{\text{г}} - f_{\text{с.}}$$

Однако такая же точно промежуточная частота может быть создана и при приеме станции, работающей на частоте $f_{\text{с2}} = f_{\text{пр}} + f_{\text{г}}$, так как в этом случае

$$f_{\text{пр}} = f_{\text{с2}} - f_{\text{г}}.$$

Чем ниже промежуточная частота, тем меньше расстройка входных цепей и усилителя высокой частоты по отношению к «зеркальной» радиостанции и тем больше создаваемая ею помеха.

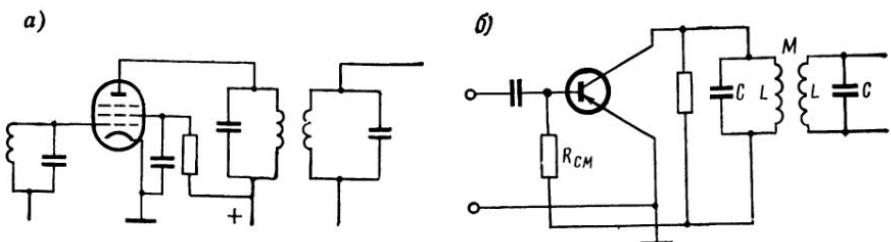


Рис. 187. Схемы усилителей промежуточной частоты

При супергетеродинном приеме опасны помехи со стороны станций, частота которых равна или близка к промежуточной частоте приемника. Эти помехи особенно сказываются в том случае, если до преобразователя имеется небольшое число контуров. Для того чтобы снизить влияние помех этого вида, промежуточную частоту выбирают либо вне диапазона принимаемых частот, либо в неиспользуемых интервалах между поддиапазонами.

Обычно у длинноволновых приемников промежуточная частота выбирается в пределах 50—125 кГц, у средневолновых и коротковолновых 450—500 кГц, у приемников метровых волн порядка нескольких МГц, а у приемников дециметровых и сантиметровых волн промежуточная частота достигает десятков мегагерц.

В некоторых радиоприемниках высокого класса применяют двойное преобразование частоты, чем достигается значительное повышение избирательности схемы. Первая из промежуточных частот выбирается более высокой, а вторая — более низкой.

В каскадах усиления промежуточной частоты используются высокочастотные пентоды с переменной крутизной, позволяющие осуществить автоматическую регулировку усиления. Контуры усилителей промежуточной частоты настраиваются на заводе с помощью сердечников (магнетитовых или из карбонильного железа), перемещающихся внутри катушек и изменяющих этим их индуктивность. Поскольку промежуточная частота постоянна, конструкция контуров промежуточной частоты весьма проста, добротность их может быть выбрана наиболее

выгодной, и, кроме того, можно применять такое сочетание контуров, при котором резонансная кривая всего усилителя промежуточной частоты получается близкой к идеальной прямоугольной форме.

§ 63. Регулировки

Все регулировки, используемые в радиоприемниках, можно подразделить на два типа: ручные и автоматические.

Основной регулировкой является настройка на заданную частоту, которая производится по шкале приемника вращением ручки переключателя диапазонов и ручки плавной настройки. Кроме того, в профессиональных приемниках есть переключатель рода работы (телефон, телеграф), с помощью которого включается или выключается второй гетеродин, необходимый для приема телеграфных сигналов.

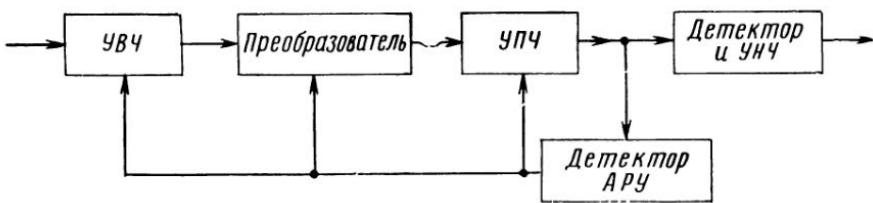


Рис. 188. Блок-схема АРУ

В ряде современных приемников имеется возможность ступенчатой или плавной регулировки полосы пропускания приемника. Это позволяет выбрать оптимальные условия для приема данной станции

при различных уровнях помех. Во всех радиоприемниках имеется регулировка громкости.

Кроме перечисленных ручных регулировок, в современных приемниках используются автоматические регулировки. Наиболее часто используется регулировка усиления (АРУ), позволяющая автоматически изменять усиление приемника при изменении интенсивности входного сигнала.

Блок-схема АРУ приведена на рис. 188. Схема состоит из детектора

Рис. 189. Принципиальная схема детектора АРУ

АРУ и цепи, соединяющей детектор с сетками ламп усилителя высокой частоты, преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты. Если интенсивность сигнала на входе приемника увеличивается, то возрастает напряжение на детекторе АРУ, т. е. возрастает выпрямленное напряжение, минус которого подводится к сеткам ламп. Исходная рабочая точка на характеристиках ламп выбирается таким образом, чтобы при малых сигналах на выходе приемника она находи-

лась на участке характеристики лампы, обладающем наибольшей крутизной. При этом коэффициент усиления, даваемый приемником, будет наибольшим. Увеличение амплитуды входного сигнала повысит, как указывалось выше, отрицательное смещение на сетках ламп, переговядя рабочую точку на участок характеристики с меньшей крутизной, а это приведет к уменьшению усиления сигнала.

Одна из возможных принципиальных схем детектора АРУ приведена на рис. 189. Фильтр $R_{\Phi}C_{\Phi}$ предупреждает возможность самовозбуждения через цепи АРУ и устраниет искажения, вызванные тем, что напряжение на нагрузке детектора АРУ содержит переменные составляющие низких частот.

Глава XV

СУДОВЫЕ РАДИОПЕЛЕНГАТОРЫ

§ 64. Общие сведения

Радиопеленгованием называется определение направления на источник излучения радиоволн. Приборы, с помощью которых производится радиопеленгование, называются радиопеленгаторами. В судовождении радиопеленгаторы применяются для определения места судна в море и для плавания на объект радиопеленгования. По сравнению с другими типами радионавигационных приборов радиопеленгаторы отличаются универсальностью, простотой устройства, достаточной надежностью работы и малой стоимостью.

Судовой радиопеленгатор состоит из следующих основных частей: направленной антенны рамочного типа, ненаправленной вспомогательной антенны, приемника и индикатора. В зависимости от типа индикации судовые радиопеленгаторы разделяются на слуховые и визуальные. При слуховой индикации радиопеленг на объект радиопеленгования (радиомаяк) определяется по минимуму слышимости пеленгуемых радиосигналов. При визуальной индикации радиопеленг определяется по изображению на экране электронно-лучевой трубки или стрелочному прибору.

Судовые радиопеленгаторы со слуховой индикацией бывают двух типов: с одной поворотной рамкой и с двумя неподвижными рамками, называемыми гониометрическими радиопеленгаторами. Среди различного типа радиопеленгаторов с визуальной индикацией наибольшее распространение на судах получили двухканальные визуальные радиопеленгаторы с электронно-лучевой трубкой (ДВРП) и значительно реже используются автоматические радиопеленгаторы со следящей системой (АРП).

Основными эксплуатационными и техническими характеристиками радиопеленгатора являются: диапазон частот (волн), чувствительность, дальность действия, точность, надежность работы, помехоустойчивость, оперативность пеленгования.

§ 65. Основные характеристики электромагнитного поля

Электромагнитные волны, излучаемые антенной радиопередатчика и распространяющиеся со скоростью, практически равной скорости света ($c = 3 \cdot 10^8$ м/с), представляют собой совокупность взаимосвязанных изменяющихся электрического и магнитного полей. Всякая передающая антenna или иной излучатель электромагнитной энергии создает поля индукции и излучения. Поля электростатической и электромагнитной индукций в основном существуют на расстоянии от передающей антены меньшем, чем длина волн.

При этом напряженность поля электростатической индукции обратно пропорциональна кубу расстояния от излучателя, а напряженность поля электромагнитной индукции — квадрату расстояния; поле излучения на этом расстоянии от излучателя относительно мало.

На расстоянии от излучателя, равном двум-трём длинам волны, поле индукции практически уменьшается до нуля, и остается лишь поле излучения, напряженность которого обратно пропорциональна первой степени расстояния до излучателя.

В зоне индукции между напряженностями электрического и магнитного полей имеется сдвиг по фазе на угол, равный почти 90° . С увеличением расстояния до излучателя разность фаз между напряженностями электрического и магнитного полей уменьшается; в зоне излучения электрическое и магнитное поля будут совпадать по фазе.

Если вектор P направления движения электромагнитной волны совпадает с осью OX (рис. 190), то плоскость XOZ называется плоскостью распространения волны.

Направления векторов напряженностей электрического E и магнитного H полей, будучи взаимно перпендикулярными для всех случаев распространения радиоволн в свободном пространстве (на достаточном расстоянии от антены), могут быть различными. Ориентация электрической составляющей E электромагнитного поля относительно плоскости распространения называется поляризацией электромагнитного поля.

Плоскость, в которой лежат векторы E и H , называется фронтом плоской волны, а плоскость, содержащая векторы P и H , называется плоскостью поляризации. Путь распространения волны часто называют лучом.

Если вектор электрического поля E лежит в плоскости распространения (плоскость XOZ на рис. 190), то плоскость поляризации будет перпендикулярна плоскости распространения. Такую поляризацию называют нормальной, или вертикальной.

Когда вектор электрического поля E составляет некоторый угол с плоскостью распространения, т. е. когда плоскость поляризации перестает быть перпендикулярной плоскости распространения, такую

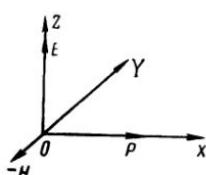


Рис. 190. Векторная диаграмма электромагнитного поля

поляризацию называют ненормальной. Частным случаем ненормальной поляризации является горизонтальная поляризация, когда вектор электрического поля горизонтален, а вектор магнитного поля вертикален.

Рассматриваемые нами нормальная и ненормальная поляризации относятся к категории линейной поляризации. Линейная поляризация характерна тем, что электрическое поле можно разложить на два составляющих поля — вертикальное и горизонтальное, которые совпадают по фазе.

Если между вертикальной и горизонтальной составляющими электрического поля имеется сдвиг фаз, то получается эллиптически-поляризованное результирующее поле. Оно названо так потому, что концы вектора напряженности поля за период колебания высокой частоты будут описывать эллипс.

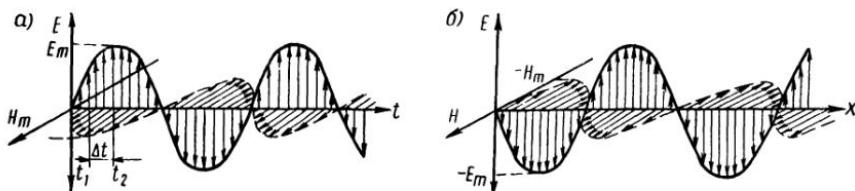


Рис. 191. Изменение электромагнитного поля по времени и по расстоянию

В той или иной точке пространства электромагнитное поле численно определяется амплитудным (или действующим) значением напряженности электрического или магнитного поля. Амплитуда напряженности электрического поля E_m измеряется практически числом микровольт на метр ($\mu\text{В}/\text{м}$); амплитуда напряженности магнитного поля H измеряется в микрогауссах ($\mu\text{Гс}$), причем напряженности электрического поля $E = 1000 \mu\text{В}/\text{м}$ соответствует напряженность магнитного поля $H = 0,033 \mu\text{Гс}$.

В технике радиопеленгования при объяснении физических процессов удобно пользоваться или электрической, или магнитной составляющей поля. Однако во всех случаях надо помнить, что магнитная и электрическая составляющие существуют неразрывно друг с другом и в целом образуют единый электромагнитный процесс.

Частота электромагнитной волны строго соответствует частоте движения зарядов в передающей антенне или излучателе. Другими словами, частота изменения электромагнитной волны задается частотой излучения радиопередатчика.

Изменение электромагнитной волны по времени для данной точки пути распространения в зоне излучения может быть представлено графически (рис. 191, a). Синусоидальной кривой, вычерченной сплошной линией, находящейся в плоскости E , изображено изменение электрической составляющей электромагнитного поля по времени, а пунктирной, находящейся в плоскости H , — изменение магнитной составляющей поля по времени.

Графическое изображение изменения составляющих электромагнитного поля по пути распространения в определенный момент времени иллюстрирует рис. 191, б, который вполне аналогичен графику рис. 191, а. Из рис. 191, а видно, что в различные моменты времени в одной и той же точке напряженность поля имеет разные значения. Из рис. 191, б видно, что в один и тот же момент времени в различных точках пути напряженность поля также неодинакова.

Поскольку изменение составляющих электромагнитного поля является периодической функцией времени и расстояния, принято говорить, что величина поля в различные моменты времени или в различных точках пространства находится в различных фазах. При этом за начальную фазу принимают какое-то определенное значение поля, чаще всего равное нулю или своей максимальной (амплитудной) величине, с которой и сравниваются все прочие фазы.

Если, например, в какой-то момент времени t_1 (рис. 192, а) мгновенное значение напряженности электрического поля будет

$$E_1 = E_m \sin \omega t_1 \quad (156)$$

и соответственно магнитного поля

$$H_1 = H_m \sin \omega t_1, \quad (157)$$

то в момент времени $t_2 = t_1 + \Delta t$:

$$E_2 = E_m \sin \omega (t_1 + \Delta t) = E_m \sin \omega t_2; \quad (158)$$

$$H_2 = H_m \sin \omega (t_1 + \Delta t) = H_m \sin \omega t_2. \quad (159)$$

Напряженность электрического поля поверхностью волны, создаваемой радиопередатчиком, находящимся на каком-то определенном расстоянии от рассматриваемой точки, для диапазона средних волн зависит от мощности, излучаемой радиопередатчиком, проводимости подстилающей поверхности и от потерь в ионосфере.

§ 66. Действие электромагнитного поля на проводник

Когда электромагнитная волна встречает на пути распространения проводник, она возбуждает в проводнике электродвижущую силу. Возникновение электродвижущей силы в проводе можно объяснить действием любой из составляющих электромагнитного поля волны.

На рис. 192 изображен вертикальный проводник mn , находящийся под воздействием плоской электромагнитной волны. Слева схематически векторами E и H показаны следующие одна за другой электрические и магнитные силовые линии, направление P движения которых показано на рисунке. При нормальной поляризации волны и вертикальном расположении проводника mn электрические линии при их движении должны совпадать с проводником, а магнитные линии должны быть перпендикулярны проводнику.

В какой-то момент времени электрическая силовая линия совпадает с проводником и будет иметь направление pm (рис. 192, а). Это

вызывает появление зарядов на поверхности проводника: на верхней половине проводника образуется положительный заряд, на нижней — отрицательный. По мере передвижения волны заряды обеих половин проводника будут увеличиваться, так как напряженность поля возрастает, пока не станет максимальной. После этого заряд начнет уменьшаться, так как напряженность электрического поля будет падать. За первой полуволной последует вторая полуволна (рис. 192, б), оказывающая то же действие, что и первая, причем заряд верхней половины проводника будет уже отрицательным, а нижней — положительным. Далее последует третья полуволна и т. д.

Этот же процесс возникновения зарядов в проводнике можно иллюстрировать и действием магнитной составляющей электромагнитной волны. Показанные на рис. 192 магнитные силовые линии будучи перпендикулярными проводнику m_n , движутся также в направлении P и, пересекая проводник, наводят в нем электродвижущую силу. При этом, пользуясь правилом правой руки, нетрудно убедиться, что знаки электродвижущей силы для одного и того же момента времени будут одинаковыми как от действия электрической составляющей, так и от действия магнитной составляющей электромагнитной волны.

Таким образом, в проводнике под влиянием электромагнитных волн возникает переменная э. д. с., частота которой будет соответствовать частоте электромагнитных волн, а фаза — фазе фронта волны, проходящей через проводник в данный момент времени. Следовательно, в проводнике под действием электромагнитных волн возникают вынужденные колебания.

Если поле электромагнитной волны, действующее на проводник, изменяется по закону

$$E = E_m \sin \omega t, \quad (160)$$

то величина электродвижущей силы, наводимой в проводнике, будет равна

$$e = Eh_d = E_m h_d \sin \omega t, \quad (161)$$

где h_d — действующая высота проводника.

Нетрудно убедиться в том, что если проводник будет расположен не вертикально, а горизонтально, т. е. займет положение, совпадающее с вектором P , или перпендикулярное плоскости чертежа (см. рис. 192), то никакой электродвижущей силы в проводнике наво-

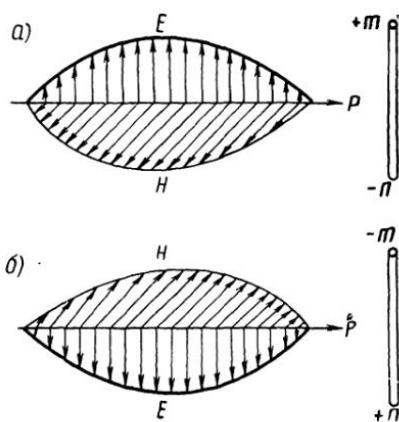


Рис. 192. Действие электромагнитного поля на проводник

диться не будет. В этом случае электрические силовые линии будут перпендикулярны проводнику, а магнитные силовые линии будут скользить вдоль проводника, не пересекая его.

§ 67. Возникновение тока в проводнике

Под влиянием электродвижущей силы, наведенной в проводнике, в нем появится электрический ток той же частоты.

Параметры проводника, т. е. его активное сопротивление, индуктивность и емкость распределены по всему проводнику. Вследствие этого ток в различных точках проводника не будет иметь одну и ту же величину. Однако очень часто в целях упрощения изолированный на концах или на одном конце проводник заменяют эквивалентным замкнутым контуром, параметры которого, имея ту же величину, что и параметры открытого проводника, являются сосредоточенными, а не распределенными. Такая замена практически вполне допустима особенно в тех случаях, когда нас интересует значение тока не в самом проводнике, как таковом, а в той нагрузке, на которую работает проводник.

Заменяя antennу эквивалентным контуром и пользуясь законом Ома для переменного тока, можем написать следующее выражение для величины тока в проводнике:

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{E}{R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}. \quad (162)$$

Здесь I — величина тока в проводнике, А;

E — электродвижущая сила в проводнике, В;

R — активное сопротивление проводника, Ом;

ω — круговая частота колебаний;

L — индуктивность проводника, Г;

C — емкость проводника, Ф;

Z — полное сопротивление проводника, Ом.

В том случае, если проводник оказывается настроенным в резонанс, т. е. при условии, что

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$$

или

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0,$$

величина тока в проводнике будет максимальной и равной

$$I = \frac{E}{R} = I_{\max}. \quad (163)$$

Частота ω_0 в этом случае называется собственной частотой проводника, а соответствующая длина волны

$$\lambda_0 = \frac{2\pi \cdot 3 \cdot 10^8}{\omega_0} \quad (164)$$

называется собственной длиной волны проводника.

В работе радиопеленгаторных устройств большое значение имеют фазовые соотношения между током и напряжением в том или ином проводнике; поэтому рассмотрим здесь этот вопрос более подробно.

Если электродвижущая сила в проводнике, определяемая выражением (161), равна

$$e = E_m h_d \sin \omega t,$$

то мгновенное значение тока в проводнике выразится следующим образом:

$$i = \frac{E_m h_d}{Z} \sin (\omega t - \varphi), \quad (165)$$

где φ — угол сдвига фаз между током и напряжением в проводнике;

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}. \quad (166)$$

Перейдя от мгновенного значения величины тока i в проводнике к действующему значению I , разложим этот ток на фазную I' и внефазную I'' составляющие (рис. 193).

Полагая, что $I = I' + jI''$ и помня, что уравнение (162) можно переписать следующим образом

$$I = \frac{E}{R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)} = E \frac{\left[R - j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right]}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}, \quad (167)$$

получим выражения для составляющих I' и I'' тока I в проводнике, которые будут иметь вид

$$I' = E \frac{R}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}, \quad (168)$$

$$I'' = E \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}. \quad (169)$$

Из рис. 193 следует, что угол сдвига фаз тока I относительно э. д. с. E в проводнике равен

$$\varphi = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{I''}{I'} = \operatorname{arctg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}.$$

Из треугольника токов (рис. 194, а) и треугольника сопротивлений (рис. 194, б) следует, что:

$$I' = I \cos \varphi; \quad I'' = I \sin \varphi;$$

$$R = Z \cos \varphi; \quad X = Z \sin \varphi.$$

Умножим числитель и знаменатель выражения (168) на R :

$$I' = \frac{E}{R} \cdot \frac{R^2}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}.$$

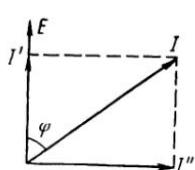


Рис. 193. Разложение тока на составляющие

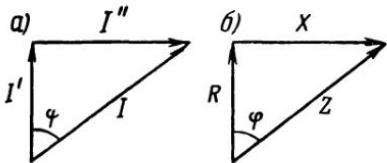


Рис. 194. Треугольники токов и сопротивлений

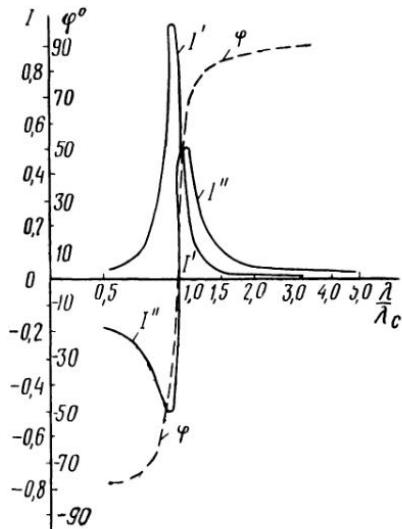


Рис. 195. Графики изменения токов и фазового угла

Пользуясь треугольником сопротивлений (см. рис. 194, б), можем это выражение написать следующим образом:

$$I' = \frac{E}{R} \cdot \frac{Z^2 \cos^2 \varphi}{Z^2 \cos^2 \varphi + Z^2 \sin^2 \varphi}.$$

Произведя сокращение, получим окончательно

$$I' = \frac{E}{R} \cos^2 \varphi. \quad (170)$$

Аналогично в выражении (169) числитель и знаменатель умножим на R

$$I'' = E \frac{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) R}{\left[R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2 \right] R};$$

заменив

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = x,$$

получим

$$I'' = \frac{E}{R} \cdot \frac{Rx}{R^2 + x}.$$

Пользуясь треугольником сопротивлений (см. рис. 194, б), можем это выражение написать так:

$$I'' = \frac{E}{R} \cdot \frac{Z \cos \varphi Z \sin \varphi}{Z^2 \cos^2 \varphi + Z^2 \sin^2 \varphi} = \frac{E}{R} \cos \varphi \sin \varphi.$$

Помня, что $2 \sin \varphi \cos \varphi = \sin^2 \varphi$, имеем окончательно

$$I'' = \frac{E}{2R} \cdot \sin^2 \varphi. \quad (171)$$

На рис. 195 изображено изменение величин I' , I'' и φ при изменении отношения рабочей волны λ к собственной длине волны λ_0 проводника.

Весьма важным является то, что при резонансе угол сдвига фаз φ равен нулю и очень резко меняет величину и знак при отклонении от резонанса в ту или иную сторону. Далее из выражений (170) и (171) также следует, что максимальная величина, которой может достигать внефазная составляющая тока I'' , равна половине максимальной величины фазной составляющей тока I' .

§ 68. Прием радиосигналов на вертикальную антенну и рамку

В любом типе судового радиопеленгатора наряду с приемом радиосигналов на специальную рамочную антенну применяется также и вертикальная заземленная антенна, называемая вспомогательной.

Пусть вертикальная заземленная антенна находится под воздействием электромагнитной волны, электрическое поле которой в точке расположения антенны изменяется синусоидально

$$e = E_m \sin \omega t.$$

В этом случае мгновенное значение электродвижущей силы, наводимой в антенне, как известно, будет

$$e_A = E_m h_d \sin \omega t = E_{mA} \sin \omega t,$$

причем для любого направления на радиопередающую станцию напряженность поля E_m и действующая высота антенны h_d имеют одну и ту же величину.

Таким образом, вертикальная антенна направленными свойствами не обладает и принимает сигналы одинаково со всех сторон.

Направленные свойства антенн принято изображать с помощью так называемой диаграммы направленности или характеристики на-

правленности антенны. Диаграмма или характеристика направленности антенны может быть построена как в прямоугольных, так и в полярных координатах.

Изображая диаграмму направленности вертикальной антенны в прямоугольных координатах (рис. 196, а), отложим по оси абсцисс угол θ между заранее выбранными направлениями (истинный меридиан или диаметральная плоскость судна) и направлением на радиопередающую станцию, по оси ординат — амплитуду электродвижущей силы E_{mA} в антенне.

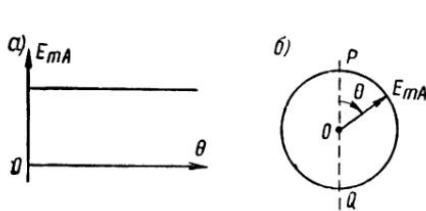


Рис. 196. Диаграмма приема сигналов на вертикальную антенну

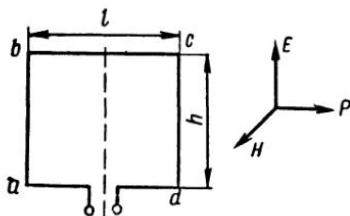


Рис. 197. Действие электромагнитного поля на рамку

На рис. 196, б изображена диаграмма направленности вертикальной антенны, построенная в полярных координатах. В точке O в плане находится антenna. Полярным углом является угол θ , вектором — амплитуда электродвижущей силы E_{mA} в антенне. Пунктирной прямой PQ показано заранее выбранное направление, относительно которого производится отсчет угла θ . При изменении угла θ конец вектора E_{mA} описывает окружность, которая и является полярной диаграммой направленности вертикальной антенны.

Перейдем к рассмотрению особенностей приема радиосигналов на антенну замкнутого типа — рамку.

Пусть электромагнитная волна действует на прямоугольную одновитковую рамку, имеющую высоту h и длину l (рис. 197), причем условимся считать, что плоскость рамки совпадает с плоскостью распространения электромагнитной волны. Тогда электромагнитная волна будет наводить э. д. с. только в вертикальных проводах рамки ab и dc .

В горизонтальных проводах ad и bc э. д. с. наводиться не будет.

Для определения результирующей э. д. с., наводимой в рамке, условимся считать, что начальной фазой является фаза фронта волны, проходящего через середину рамки.

Пусть поле в центре рамки изменяется по закону

$$E = E_m \sin \omega t,$$

тогда э. д. с., наводимая в левом плече (проводе) рамки, будет

$$e_{ab} = E_m h \sin \omega (t + \Delta t),$$

где Δt — время, необходимое для перехода фронта волны от левого плеча рамки до центра; очевидно, что $\Delta t = \frac{l}{2c}$.

Помня, что $\omega = \frac{2\pi}{T}$, можно написать

$$e_{ab} = E_m h \sin \left(\omega t + \frac{\pi l}{cT} \right),$$

а так как $cT = \lambda$, то окончательно имеем

$$e_{ab} = E_m h \sin \left(\omega t + \frac{\pi l}{\lambda} \right).$$

Соответственно э. д. с. в правом плече рамки будет

$$e_{dc} = E_m h \sin \left(\omega t - \frac{\pi l}{\lambda} \right).$$

В данном случае в формулу вместо действующей высоты подставлена геометрическая высота рамки h . Эта замена вполне допустима, поскольку в диапазоне средних волн, на которых работают судовые радиопеленгаторы, длина волн во много раз превышает размеры рамки. Поэтому можно практически считать, что э. д. с. и ток вдоль плеча рамки распределены равномерно.

Так как э. д. с. в левом и правом плечах рамки направлены навстречу друг другу, то суммарная э. д. с. на концах обмотки рамки равна разности э. д. с. левого и правого плеча:

$$\begin{aligned} e_0 &= e_{ab} - e_{dc} = E_m h \sin \left(\omega t + \frac{\pi l}{\lambda} \right) - E_m h \sin \left(\omega t - \frac{\pi l}{\lambda} \right) = \\ &= E_m 2h \cos \frac{\omega t + \frac{\pi l}{\lambda} + \omega t - \frac{\pi l}{\lambda}}{2} \sin \frac{\omega t + \frac{\pi l}{\lambda} - \omega t + \frac{\pi l}{\lambda}}{2}. \end{aligned}$$

Как уже отмечалось, отношение ширины рамки l к длине волны λ в диапазоне средних волн представляет собою очень малую величину. Поэтому, не вводя заметной погрешности, можно считать, что $\sin \frac{\pi l}{\lambda} \approx \frac{\pi l}{\lambda}$. Тогда выражение для результирующей э. д. с. в обмотке рамки примет вид:

$$e_0 = E_m \frac{2\pi h l}{\lambda} \cdot \cos \omega t = E_m \frac{2\pi S}{\lambda} \cos \omega t,$$

где $S = lh$ — площадь рамки.

Из последнего выражения видно, что э. д. с. в обмотке рамки сдвинута по отношению к электромагнитному полю волны на 90° , так как поле в центре рамки изменяется по закону $\sin \omega t$, а э. д. с. в рамке — по закону $\cos \omega t$. Множитель $\frac{2\pi S}{\lambda}$ действующая высота рамки. Обычно рамки судовых радиопеленгаторов имеют не один, а несколько витков, причем витки рамки наматываются последовательно друг с другом, поэтому общая э. д. с., наведенная в рамке, равна сумме э. д. с. каждого витка в отдельности.

На этом основании выражение для э. д. с. многовитковой рамки будет

$$e_0 = E_m \frac{2\pi NS}{\lambda} \cos \omega t,$$

где N — число витков, причем в данном случае действующая высота рамки будет равна $\frac{2\pi NS}{\lambda}$.

Приведенный выше пример приема радиосигналов при совпадении плоскости рамки с плоскостью распространения радиоволн является

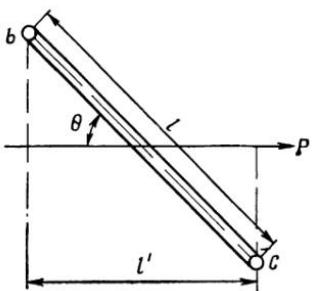


Рис. 198. Влияние поворота рамки на величину э. д. с.

частным случаем. Теперь рассмотрим общий случай приема на рамку при установке плоскости последней под любым углом к направлению распространения радиоволн (рис. 198). Здесь рамка изображена в плане, причем плоскость ее повернута на угол θ относительно направления распространения радиоволн.

Если ранее, когда плоскость рамки совпадала с плоскостью распространения радиоволн, сдвиг фаз фронта волны между точками b и c был равен

$$\Phi = \left(\omega t + \frac{\pi l}{\lambda} \right) - \left(\omega t - \frac{\pi l}{\lambda} \right) = \omega t + \frac{\pi l}{\lambda} - \omega t + \frac{\pi l}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda} l,$$

то в данном случае эта разность фаз уменьшается до величины

$$\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} l' = \frac{2\pi}{\lambda} l \cos \theta.$$

Уменьшение разности фаз уменьшит результирующую э. д. с., которая для рамки, состоящей из N витков, теперь будет равна

$$e_0 = E_m \frac{2\pi h l N}{\lambda} \cos \theta \cos \omega t = E_m \frac{2\pi S N}{\lambda} \cos \theta \cos \omega t.$$

Из этого выражения следует, что действующая высота рамки, расположенной под любым углом θ к направлению распространения электромагнитных волн, будет равна $\frac{2\pi NS}{\lambda} \cos \theta$.

Амплитуда э. д. с. в рамке выразится формулой

$$E_{mp} = E_m \frac{2\pi NS}{\lambda} \cos \theta,$$

т. е. амплитуда пропорциональна косинусу угла поворота θ . Значит, рамка в отличие от вертикальной антенны обладает свойством направленности.

Направленные свойства рамки характеризуются диаграммами направленности. На рис. 199 приведена диаграмма направленности рамки в прямоугольных координатах.

Зависимость амплитуды (или действующего значения) э. д. с. в рамке от угла ее поворота имеет вид косинусоиды. Э. д. с. достигает максимума в точках, соответствующих значениям $\theta = 0^\circ$ и $\theta = 180^\circ$, и равна нулю в точках $\theta = 90^\circ$ и $\theta = 270^\circ$. При изменении угла θ наряду с изменением амплитуды э. д. с. изменяется также и ее знак (фаза). Так, если при повороте рамки от $\theta = 0^\circ$ до $\theta = 90^\circ$ и от $\theta = 270^\circ$ до $\theta = 360^\circ$ э. д. с. будет иметь фазу, обозначенную знаком плюс (+), то при изменении угла от $\theta = 90^\circ$ до $\theta = 270^\circ$ — фазу, обозначенную знаком минус (—). При переходе от угла θ к углу $\theta \pm 180^\circ$ э. д. с. в рамке изменится только по фазе, оставаясь постоянной по своему абсолютному значению.

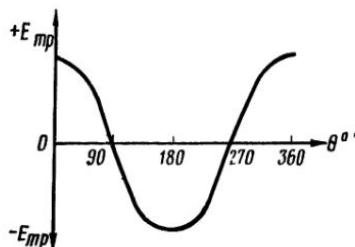


Рис. 199. Диаграмма направленности рамки в прямоугольных координатах

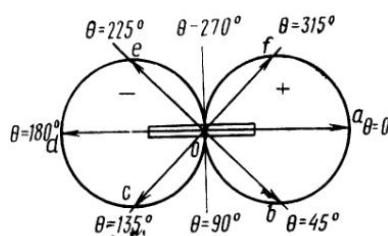


Рис. 200. Диаграмма направленности рамки в полярных координатах

Значительно более наглядным является изображение направленных свойств рамки с помощью диаграммы в полярных координатах (рис. 200). Здесь в полюсе диаграммы показано расположение рамки в плане. В виде двух соприкасающихся друг с другом в точке полюса окружностей изображена сама диаграмма, причем одна половина диаграммы отмечена знаком плюс (+), а другая — знаком (—). Эти знаки указывают, что при повороте рамки в пределах от $\theta = 0^\circ$ до $\theta = 90^\circ$ и от $\theta = 270^\circ$ до $\theta = 360^\circ$ фаза э. д. с. в ней будет положительной, а от $\theta = 90^\circ$ до $\theta = 270^\circ$ — отрицательной.

Предположим, что направление распространения радиосигнала совпадает с линией ad . Тогда при нахождении рамки в положении $\theta = 0^\circ$ величина э. д. с. в ней изображается вектором Oa . При повороте рамки на угол $\theta = 45^\circ$ э. д. с. соответственно уменьшается до величины, указанной вектором Ob . При установке рамки в положение $\theta = 90^\circ$ э. д. с. в ней уменьшается до нуля. Дальнейший поворот рамки вызывает увеличение э. д. с., но фаза ее будет уже противоположной.

§ 69. Соединение рамки с приемником

Напряжение, снимаемое с зажимов обмотки рамки, подается на вход радиопеленгаторного приемника.

В судовых радиопеленгаторах наиболее широкое распространение находят следующие схемы соединения рамки с приемником: схема с настроенной рамкой — с непосредственной связью и схема с ненастроенной рамкой — с трансформаторной связью.

В схеме настроенной рамки с непосредственной связью, изображенной на рис. 201, *a*, к концам рамки подключается конденсатор переменной емкости C , с помощью которого рамка настраивается в резонанс с частотой пеленгуемого радиосигнала. С зажимов конденсатора настройки напряжение снимается на сетку первой лампы приемника.

Если обмотка рамки находится под воздействием поля пеленгуемого радиосигнала, изменяющегося по закону

$$e = E_m \sin \omega t,$$

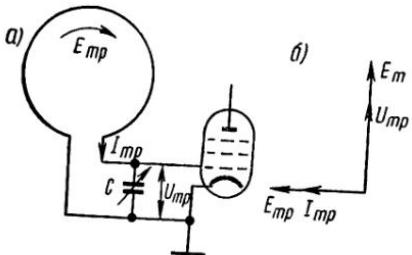


Рис. 201. Схема соединения приемника с настроенной рамкой

то на зажимах обмотки рамки возникнет э. д. с., мгновенное значение которой будет

$$e_0 = E_m \frac{2\pi NS}{\lambda} \cos \theta \cos \omega t.$$

Под действием этой э. д. с. в цепи обмотки рамки появится ток величиной

$$i = \frac{e_0}{Z} = \frac{e_0}{R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}.$$

При настройке цепи рамки в резонанс, когда ток в обмотке достигнет максимальной величины,

$$i = \frac{e_0}{R} = i_{\max},$$

на зажимах конденсатора C настройки рамки появится напряжение

$$u_C = i_{\max} X_C = -j \frac{e_0}{R \omega C},$$

где X_C — реактивное сопротивление конденсатора настройки; j — знак, указывающий, что напряжение на конденсаторе будет отставать от э. д. с. рамки, а следовательно, и тока в рамке на угол 90° .

Подставив значение e_0 , получим

$$u_C = E_m \frac{2\pi NS}{R \omega C \lambda} \cos \theta \sin \omega t. \quad (172)$$

Из выражения (172) следует, что фаза напряжения на конденсаторе C настройки рамки совпадает с фазой поля пеленгуемого радиосигнала, так как было принято, что поле в центре рамки меняется по закону $E_m \sin \omega t$.

Помня, что в момент резонанса $\frac{1}{\omega C} = \omega L$, напишем формулу (172) следующим образом:

$$u_C = E_m \frac{2\pi N S \omega L}{R \lambda} \cos \theta \sin \omega t.$$

Так как $\frac{\omega L}{R} = Q$ является добротностью цепи рамки, то напряжение, снимаемое с зажимов конденсатора настройки, окончательно будет

$$u_C = E_m \frac{2\pi NSQ}{\lambda} \cos \theta \sin \omega t. \quad (173)$$

Для выяснения фазовых соотношений между полем радиосигнала и напряжением, снимаемым на сетку лампы с конденсатора настройки, можно также воспользоваться векторной диаграммой, изображенной на рис. 201, б. Здесь вектор E_m изображает амплитуду напряженности

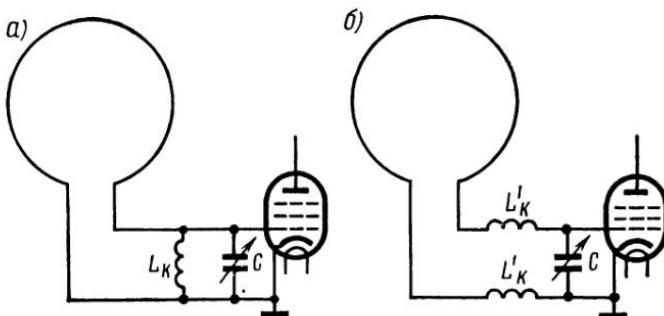


Рис. 202. Управление длиной волны рамочного контура

поля сигнала в центре рамки, вектор E_{mp} — амплитуду э. д. с. в обмотке рамки, которая, как известно, сдвинута на угол 90° относительно поля в центре рамки. При настройке в резонанс ток в обмотке рамки совпадает по фазе с э. д. с. Амплитуда тока равна, как известно.

$$I_{mp} = \frac{E_{mp}}{R}.$$

На этом основании вектор тока I_{mp} откладываем в направлении вектора E_{mp} . Падение напряжения U_{mp} на конденсаторе настройки, снимаемое на вход первой лампы, будет отставать по фазе на 90° от силы тока, следовательно, вектор напряжения на конденсаторе U_{mp} необходимо отложить в направлении вектора поля E_m . Таким образом, видно, что напряжение, снимаемое с конденсатора настройки рамки на вход первой лампы приемника, оказывается в фазе с полем сигнала.

Судовые радиопеленгаторы работают в широком диапазоне частот, примерно составляющем от 85 до 850 кГц (волны 350—3500 м). Пересять этот диапазон частот с помощью только одного конденсатора переменной емкости C не всегда возможно. По этой причине широкое распространение получил метод укорочения и удлинения волны рамки. На рис. 202, а показана схема укорочения длины волны рамки, для чего параллельно рамке включена катушка индуктивности L_K . Результирующая индуктивность цепи рамки при включении катушки уменьшается и рамка настраивается на более короткую волну.

На рис. 202, б представлена схема удлинения волны. В этом случае в каждое плечо рамки последовательно включается катушка индуктивности L'_k . Общая индуктивность цепи рамки при этом увеличивается, и рамка может настраиваться на более длинные волны.

На рис. 203, а дана схема ненастроенной рамки с трансформаторной связью. В этой схеме, широко используемой в радиопеленгаторах с неподвижными рамками, цепь первичного контура, включающая

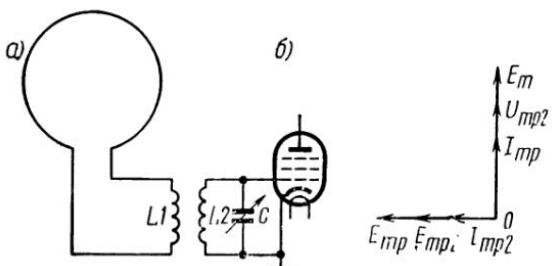


Рис. 203. Схема с ненастроенной рамкой

обмотку самой рамки, выбирается так, чтобы собственная частота ее была больше самой высокой частоты рабочего диапазона. Здесь как и в схеме с настроенной рамкой с непосредственной связью, напряжение, снимаемое с конденсатора настройки вторичного контура C , оказывается в фазе с полем радиосигналов.

Это легко показать с помощью векторной диаграммы, изображенной на рис. 203, б. Вектор E_m , как и ранее, изображает амплитуду напряженности поля сигнала в центре рамки. Амплитуда э. д. с. в обмотке рамки, сдвинутая относительно напряженности поля на 90° , изображена вектором E_{mp} .

Ввиду значительной расстройки цепи рамки и очень малой собственной емкости ее витков схему (рис. 203, а) можно заменить эквивалентной схемой, изображенной на рис. 204.

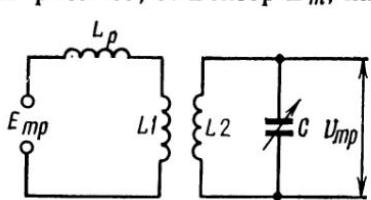


Рис. 204. Эквивалентная схема

Как видно из эквивалентной схемы, ток в цепи рамки будет отставать по фазе относительно э. д. с. на угол, близкий к 90° , а амплитуда тока будет

$$I_{mp} = \frac{E_{mp}}{\omega(L_p + L_1)},$$

где L_p — индуктивность обмотки рамки.

Ток I_{mp} , проходя через катушку $L1$, индуцирует в катушке $L2$ э. д. с. взаимоиндукции $E_{mp2} = I_{mp} \omega M$. Эта э. д. с. оказывается сдвинутой по фазе относительно тока I_{mp} на 90° . На этом основании вектор E_{mp2} откладывается по направлению вектора E_{mp} . С помощью конденсатора C вторичный контур рамочной цепи настраивается в ре-

зонанс. Вследствие этого ток во вторичном контуре будет совпадать по фазе с э. д. с.

$$I_{mp2} = \frac{E_{mp2}}{R},$$

где R — активное сопротивление вторичного контура.

Ток I_{mp2} , проходя через конденсатор, создает на нем падение напряжения, амплитуда которого будет

$$U_{mp2} = I_{mp2} \frac{1}{\omega C}.$$

Это напряжение снимается на сетку первой лампы и отстает по фазе на 90° относительно тока. Следовательно, вектор амплитуды напряжения на конденсаторе U_{mp2} надо отложить в направлении вектора поля E_m . Это подтверждает, что и в схеме с ненастроенной рамкой и трансформаторной связью напряжение, снимаемое на сетку лампы, будет находиться в фазе с полем сигнала.

Глава XVI

РАДИОПЕЛЕНГАТОРЫ СО СЛУХОВОЙ ИНДИКАЦИЕЙ

§ 70. Определение направления с помощью поворотной рамки

Если концы рамки соединить с приемником и вращать ее вокруг вертикальной оси, то слышимость сигналов будет изменяться приблизительно по тому же закону, по которому изменяется э. д. с. в рамке.

Сила звука сигнала зависит только от абсолютного значения э. д. с., и ее знак (фаза) влияния на слышимость не оказывает, так как слышимость определяется низкочастотной составляющей колебаний сигнала.

Изменение слышимости при повороте рамки на полный оборот (360°) показано на графике, изображенном на рис. 205. Свойство направленности рамки положено в основу работы радиопеленгатора.

Направление на передатчик принципиально может быть определено двояким способом: либо по максимальной слышимости сигнала, либо по нулевой слышимости. Однако точность определения по максимальной и нулевой слышимости будет неодинакова. Как видно из графика (рис. 206), поворот рамки на угол α в ту или иную сторону от положения ее на максимуме слышимости ($\theta = 0^\circ$ и $\theta = 180^\circ$) вызывает весьма незначительное изменение силы сигнала, в то время как поворот ее на тот же угол от положения на нулевой слышимости ($\theta = 90^\circ$ и $\theta = 270^\circ$) очень резко изменяет слышимость.

На основании сказанного почти во всех радиопеленгаторах судового образца определение направления на радиопередатчик (пеленго-

вание) производится по минимуму слышимости (точнее по исчезновению слышимости).

Способ определения направления на радиопередающую станцию (радиопеленгование) с помощью поворотной рамки показан на рис. 207. На этом рисунке прямая PQ является линией диаметральной плоскости судна. От данной линии с помощью азимутального круга G , ориен-

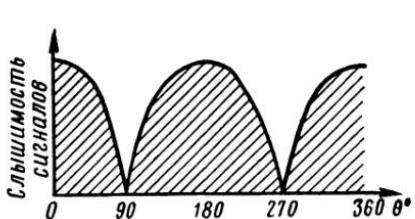


Рис. 205. График изменения слышимости

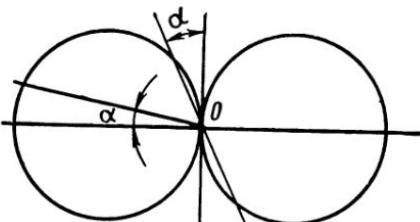


Рис. 206. Определение направления по максимуму и минимуму э. д. с.

тированного относительно PQ , отсчитываются углы от 0 до 360° . В точке O расположена ось рамки радиопеленгатора.

Допустим, что направление на пеленгуемую радиостанцию составляет угол α с направлением по носу судна. Это направление до пеленгования неизвестно, и поэтому угол α является искомой величиной.

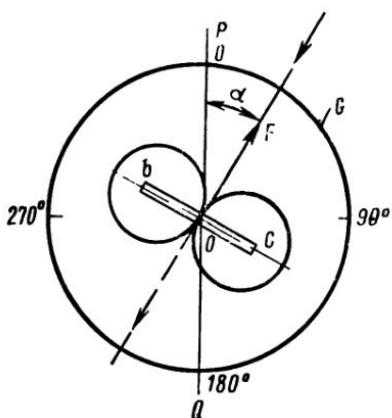


Рис. 207. Определение направления на радиопередающую станцию

Отсчет угла α производится указателем F , который крепится к штоку рамки и, вращаясь вместе с ней, указывает на азимутальном круге направление, перпендикулярное плоскости самой рамки.

Однако при пользовании радиопеленгатором наблюдатель может случайно попасть на противоположный минимум, когда сторона рамки b окажется на месте c , и наоборот. В этом случае наблюдатель также обнаружит исчезновение слышимости сигнала, но указатель при этом даст направление, диаметрально противоположное предыдущему. Положение указателя F , соответствующее второму минимуму, отме-

чено на рис. 207 пунктирной стрелкой. При этом наблюдатель получит на азимутальном круге радиопеленгатора отсчет, равный не углу α , а углу $\alpha + 180^\circ$. Следовательно, радиопеленгатор с простой поворотной рамкой обладает двузначностью своих показаний. Он указывает только плоскость, в которой находится пеленгуемый радиомаяк, но не указывает, с какой именно стороны от наблюдателя расположен радиомаяк или радиопередающая станция.

§ 71. Антенный эффект рамки

В действительных условиях работы судового радиопеленгатора форма характеристики направленности рамочной антенны искажается, что затрудняет определение направления и вносит в отсчет соответствующую погрешность. Одной из причин, искажающих характеристику рамки, является антенный эффект рамки. Антенным эффектом называется свойство рамки принимать сигналы вне зависимости от направления на передающую радиостанцию.

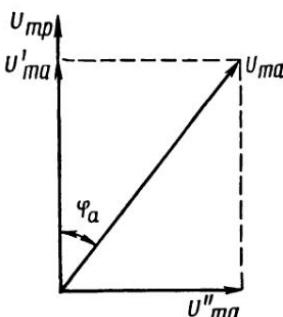


Рис. 208. Фазная и внефазная составляющие напряжения антенного эффекта

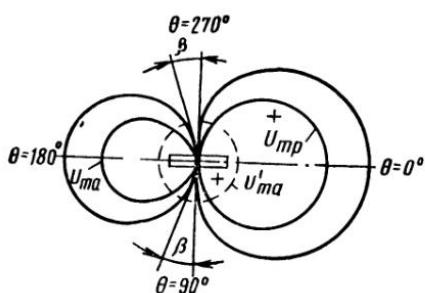


Рис. 209. Влияние фазной составляющей напряжения антенного эффекта

Основными причинами возникновения антенного эффекта являются: асимметрия схемы подключения рамки к приемнику; различная емкость плеч обмотки рамки по отношению к окружающим проводящим предметам; непосредственное наведение э. д. с. в соединительных проводах, контурах и других элементах схемы входной цепи, не обладающих направленными свойствами. Возникающее в этом случае дополнительное напряжение на входе приемника не зависит от угла поворота рамки и называется поэтому напряжением антенного эффекта. Амплитуда напряжения антенного эффекта U_{ma} в общем случае сдвинута по фазе относительно амплитуды напряжения рамки U_{mp} на угол φ_a (рис. 208). Для удобства дальнейшего рассмотрения разложим вектор напряжения U_{ma} на составляющую, находящуюся в фазе с напряжением U'_{ma} и составляющую U''_{ma} , сдвинутую относительно U_{mp} на угол 90° .

Влияние фазной составляющей напряжения антенного эффекта иллюстрируется диаграммой в полярных координатах (рис. 209). Здесь

двумя окружностями одинакового диаметра показано изменение напряжения $U_{mp}'' = f(\theta)$, пунктирной окружностью — изменение фазной составляющей напряжения антенного эффекта $U_{ma}'' = f(\theta)$. Кривая $U_{mo} = f(\theta)$ показывает изменение амплитуды результирующего напряжения. Она получена путем алгебраического суммирования напряжений U_{mp} и U_{ma}'' . Из этой диаграммы видно, что фазная составляющая напряжения антенного эффекта U_{ma}'' сдвигает точку минимальной (нулевой) слышимости на угол β , называемый углом излома оси минимумов.

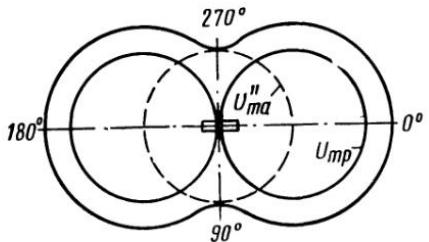


Рис. 210. Влияние вефазной составляющей напряжения антенного эффекта

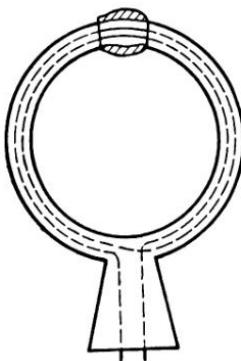


Рис. 211. Экранирование обмотки рамки

Влияние вефазной составляющей напряжения антенного эффекта видно из диаграммы, показанной на рис. 210. Результирующее напряжение на входе приемника будет равно геометрической сумме напряжений U_{mp} и U_{ma}'' , так как между этими напряжениями имеется сдвиг по фазе, равный 90° . Результирующее напряжение U_{mo} для любого угла θ не будет равно нулю. На направлениях, где в обычных условиях наблюдалось острое исчезновение слышимости сигналов, в данном случае наблюдаются лишь некоторые минимумы слышимости. Таким образом, наличие вефазной составляющей напряжения антенного эффекта приводит вместо нулевой слышимости к появлению расплывчатого минимума при пеленговании.

Для уменьшения антенного эффекта тщательно экранируют высокочастотные элементы приемника, соединительные провода и обмотку самой рамки. С этой целью обмотка рамки помещается в металлическую трубку (рис. 211) из материала с хорошей проводимостью. Труба должна обязательно иметь разрез посередине, в противном случае из-за полной экранировки обмотки рамки прием сигналов окажется невозможным. Другой мерой, уменьшающей антенный эффект, является применение таких схем соединения рамки с приемником, которые обеспечивают большую симметрию. Для этой цели заземляют среднюю точку обмотки рамки. На рис. 212, а показана схема заземления средней точки для настроенной рамки с емкостной связью, а на рис. 212, б — для ненастроенной рамки с трансформаторной связью. В этих схемах напряжение на вход приемника снимается только с половины обмотки рамки, поэтому один конец ее соединяется с сеткой

лампы, а второй --- только с конденсатором настройки или в схеме с ненастроенной рамкой --- с катушкой индуктивности L_1 . Такое включение приводит к незначительной разнице в емкости концов a и b по отношению к земле.

Одновременно с мерами, уменьшающими антенный эффект, в судовых радиопеленгаторах применяются схемы, устраниющие или компенсирующие антенный эффект. Принцип компенсации антенного эффекта заключается в том, что в цепь рамки подается дополнительное напряжение, равное по величине, но противоположное по фазе напряжению антенного эффекта. Источником этого дополнительного напряжения является ненаправленная вспомогательная антенна.

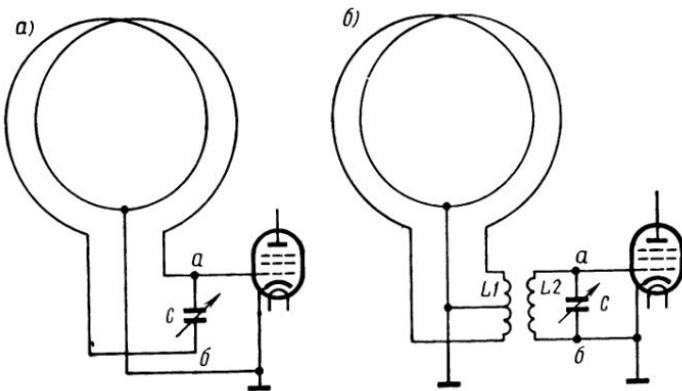


Рис. 212. Симметричная схема включения обмотки рамки

Компенсации подвергается напряжение внефазной составляющей антенного эффекта. Обусловлено это следующими причинами: критерием правильного подбора компенсирующего напряжения является острое, вполне четкое пропадание слышимости сигналов в положении рамки на минимуме; кроме того, помимо внефазного напряжения антенного эффекта, в обмотке рамки судового радиопеленгатора имеются внефазные электродвижущие силы, вызванные другими причинами. Влияние фазной составляющей напряжения антенного эффекта учитывается как систематическая ошибка радиопеленгатора при его градуировке. Компенсационное устройство должно быть обязательно управляемым. Это требование вызвано тем, что величина напряжения антенного эффекта и особенно дополнительных внефазных напряжений, вызывающих расплывчатый минимум, зависит от длины волны пеленгуемого сигнала, направления на пеленгующую радиостанцию, времени суток и пр.

На рис. 213 приведена одна из распространенных схем компенсации антенного эффекта. В этой схеме с цепью рамки связана вспомогательная антенна, являющаяся источником дополнительного напряжения. Для сохранения симметрии катушка индуктивности, входящая в цепь рамки, разделена на две части L_1 и L_2 . Индуктивность катушки L_A , включаемой в цепь антенны, выбирается таким образом, чтобы

собственная частота цепи антенны значительно отличалась от частоты сигнала. Это необходимо для получения в антenne сдвига фаз между

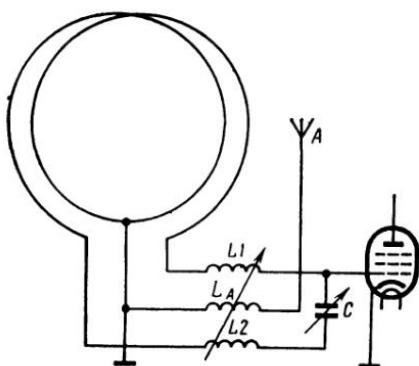


Рис. 213. Компенсация антенного эффекта

между статорной и роторной катушками будет равна нулю, так как витки их перпендикулярны друг другу. При повороте роторных катушек на 90° в ту или иную сторону плоскости витков катушек совпадут

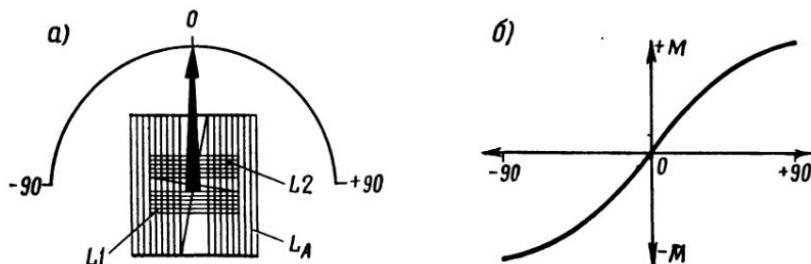


Рис. 214. Компенсационный трансформатор

и связь между катушками оказывается максимальной. Изменение величины и знака взаимоиндуктивности M , при вращении роторных катушек компенсационного трансформатора, иллюстрируется графиком, представленным на рис. 214, б.

§ 72. Однонаправленный прием

Для получения стороны пеленгуемого сигнала применяется метод однонаправленного приема, который достигается одновременным приемом сигналов на рамку и ненаправленную antennу. При изменении поля сигнала по закону $E = E_m \sin \omega t$ э. д. с. в обмотке рамки будет, как известно, равна

$$e_0 = E_m \frac{2\pi NS}{\lambda} \cos \theta \cos \omega t,$$

а в antennе $e_A = E_m h_d \sin \omega t$.

Ток в антенну при настройке в резонанс будет изменяться в фазе с э. д. с. и оказывается равным

$$i_A = \frac{E_m h_d}{R_A} \sin \omega t.$$

Благодаря взаимоиндуктивности между рамкой и антенной ток антенны i_A будет наводить в обмотке рамки добавочную э. д. с., пропорциональную производной тока по времени

$$e_2 = -M \frac{di_A}{dt} = -\frac{\omega M E_m h_d}{R_A} \cos \omega t. \quad (174)$$

Используя переменную связь между обмоткой рамки и антенной, можно получить любое значение взаимоиндуктивности в пределах от $+M$ до $-M$. Тогда выражение (174) можно написать следующим образом:

$$e_2 = \frac{\omega M E_m h_d}{R_A} \cos \omega t.$$

Сумма e_0 рамки и e_2 антенны, изменяющихся синфазно, будет равна $e = e_0 + e_2 = E_m \frac{2\pi NS}{\lambda} \cos \theta \cos \omega t + \frac{\omega M E_m h_d}{R_A} \cos \omega t$. Подобрав размеры антенны (действующую высоту) и взаимоиндуктивность, можно добиться равенства амплитуды э. д. с. рамки в положении максимума ($\theta = 0^\circ$) и амплитуды э. д. с., наводимой в рамке из антенны,

$$E_m \frac{2\pi NS}{\lambda} = E_m \frac{\omega M h_d}{R_A}. \quad (175)$$

Обозначив соответственно

$$E_{mp} = E_m \frac{2\pi NS}{\lambda} \quad \text{и} \quad E'_{mp} = E_m \frac{\omega M h_d}{R_A},$$

имеем

$$e = e_0 + e_2 = E_{mp} \cos \theta \cos \omega t + E'_{mp} \cos \omega t.$$

Согласно условию (175) $E_{mp} = E'_{mp}$.

Тогда окончательно

$$e = E_{mp} (\cos \theta + 1) \cos \omega t. \quad (176)$$

Формула (176) представляет собой уравнение кардиоиды.

Диаграмма комбинированного приема в полярных координатах показана на рис. 215. Пунктирной окружностью радиусом U'_{mp} изображена амплитуда напряжения в рамке, наводимого из антенны. Двумя соприкасающимися окружностями показано изменение амплитуды напряжения самой рамки. Знаками плюс и минус обозначено изменение фазы напряжения при повороте рамки. В результате алгебраического сложения напряжений U_{mp} и U'_{mp} получаем характеристи-

стику изменения суммарного напряжения $U_{m\theta}$ на входе приемника при повороте рамки на полный оборот 360° . Эта характеристика имеет форму кардиоиды. Таким образом, радиопеленгатор с данной характеристикой или диаграммой направленности обладает однозначностью отсчета, так как при повороте рамки на 360° напряжение на входе приемника, а следовательно, и слышимость приемника сигналов исчезают при $\theta = 180^\circ$.

Устройство с кардиоидной характеристикой не может быть использовано для пеленгования, так как минимум слышимости в этом случае получается слишком тупым. По этой причине пеленгование радиосигналов осуществляется только на рамку. Вспомогательная антенна в этот момент используется для компенсации внефазного напряжения

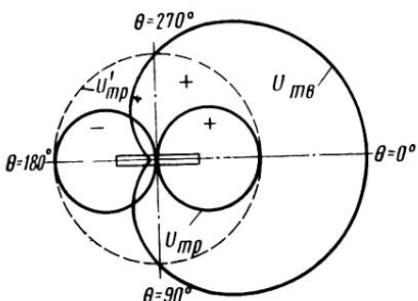


Рис. 215. Диаграмма комбинированного приема

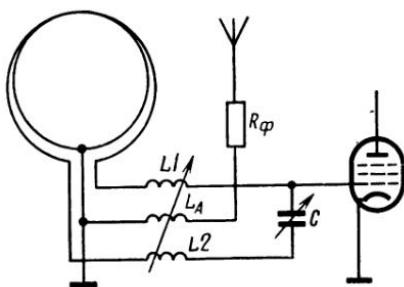


Рис. 216. Схема комбинированного приема с ненастроенной антенной

антенного эффекта. Однонаправленный прием применяется только для определения стороны (устранения неопределенности на 180°), которое предшествует пеленгованию или следует непосредственно за пеленгованием.

Схема однонаправленного приема с настроенной антенной практически неудобна, так как при определении стороны каждый раз необходимо настраивать антенну. На практике находит применение схема с ненастроенной антенной (рис. 216), где последовательно в антенну включается резистор R_ϕ с большим сопротивлением, называемый фазирующим. Величина сопротивления R_ϕ выбирается из условия $R_\phi \gg X_A$, где X_A — реактивное сопротивление антенны, равное $X_A = \omega L_A - \frac{1}{\omega C_A}$. При этом, угол сдвига фаз между током и напряжением в антенне будет очень мал и практически можно считать, что ток и напряжение в антенне совпадают по фазе.

§ 73. Радиопеленгаторы гониометрического типа

На судах в настоящее время широко применяются радиопеленгаторы гониометрического типа, называемые также радиопеленгаторами с неподвижными рамками. Схематически устройство гониометрического радиопеленгатора изображено на рис. 217.

В состав радиопеленгатора входят: две неподвижные, жестко скрепленные между собой рамки *A* и *B*, гониометр и приемник.

Гониометр состоит из трех многовитковых катушек *a*, *b* и *c*. Катушки *a* и *b* неподвижные или статорные, намотанные под углом 90° относительно друг друга, называются полевыми. Катушка *c*, свободно вращающаяся вокруг своей оси внутри полевых катушек, называется искательной или роторной. Как видно из рис. 217, каждая полевая катушка гониометра соединяется с одной из неподвижных рамок. Искательная катушка подключается на вход приемника. Одна из рамок, например рамка *A*, при установке ориентируется вдоль диаметральной плоскости или параллельно ей, а рамка *B* оказывается поперечной. К искательной катушке, перпендикулярно ее плоскости, укреплен указатель, перемещающийся по азимутальному кругу *G*, ориентированному таким образом, что нуль азимутального круга совпадает с плоскостью продольной полевой катушки *a*, соединяемой с продольной рамкой *A*.

Величина э. д. с., наводимой полем пеленгуемой радиостанции в каждой из рамок, будет зависеть от напряженности поля, курсового угла θ на пеленгующую радиостанцию и от действующей высоты рамки. Тогда напряжение на зажимах рамки *A* оказывается равным

$$e_A = E_m h_A \cos \theta \cos \omega t.$$

Соответственно напряжение на зажимах обмотки рамки *B*

$$e_B = E_m h_B \cos (90^\circ - \theta) \cos \omega t$$

или

$$e_B = E_m h_B \sin \theta \cos \omega t,$$

где h_A, h_B — действующая высота рамок;

θ — курсовой угол на радиомаяк;

E_m — амплитуда напряженности поля.

Под действием этих э. д. с. в цепях каждой из рамок возникает ток:

$$i_A = \frac{e_A}{Z_A} = \frac{E_m h_A \cos \theta}{Z_A} \cos (\omega t - \varphi_A);$$

$$i_B = \frac{e_B}{Z_B} = \frac{E_m h_B \sin \theta}{Z_B} \cos (\omega t - \varphi_B),$$

где Z_A, Z_B — полное сопротивление цепей рамок;

φ_A, φ_B — фазовый сдвиг в цепях рамок.

Ввиду того, что рамки и полевые катушки идентичны:

$$h_A = h_B = h; \quad Z_A = Z_B = Z; \quad \varphi_A = \varphi_B = \varphi.$$

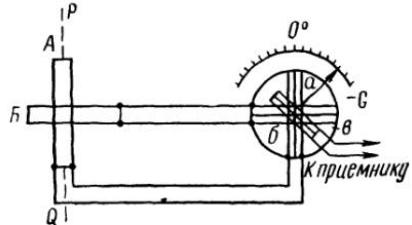


Рис. 217. Радиопеленгатор гониометрического типа

Ток рамки A , протекая через полевую катушку a , создает вокруг катушки магнитное поле H_a , направление которого перпендикулярно плоскости катушки a , а напряженность поля пропорциональна величине тока

$$H_a = K_a i_A = K_a \frac{E_m h_A \cos \theta}{Z_A} \cos(\omega t - \varphi_A),$$

где K_a — коэффициент пропорциональности между током и магнитным полем катушки a .

Переходя к амплитудным значениям, получим

$$H_{ma} = K_a \frac{E_m h_A}{Z_A} \cos \theta.$$

Аналогично для катушки B амплитуда напряженности магнитного поля будет равна

$$H_{mb} = K_b \frac{E_m h_B}{Z_B} \sin \theta.$$

Учитывая, что

$$\frac{E_m h_A}{Z_A} = I_{mA} \quad \text{и} \quad \frac{E_m h_B}{Z_B} = I_{mB},$$

имеем

$$H_{ma} = K_a I_{mA} \cos \theta \quad \text{и} \quad H_{mb} = K_b I_{mB} \sin \theta,$$

где I_{mA} — максимальное значение тока через обмотку рамки A при $\theta = 0^\circ$;

I_{mB} — максимальное значение тока через обмотку рамки B при $\theta = 90^\circ$.

Согласно условию идентичности цепей обеих рамок

$$I_{mA} = I_{mB} = I_m \quad \text{и} \quad K_a = K_b = K.$$

Обозначив $KI_m = H_{max}$, получим $H_{ma} = H_{max} \cos \theta$ и $H_{mb} = H_{max} \sin \theta$.

Токи I_{mA} и I_{mB} , а следовательно, и поля H_{ma} и H_{mb} синфазны, но смещены пространственно между собой на 90° . Поэтому результирующее поле H_{m0} внутри гониометра равно геометрической сумме полей H_{ma} и H_{mb} (рис. 218). Вектор поля H_{m0} располагается под углом α к плоскости катушки b , при этом из рис. 218 следует, что

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{H_{mb}}{H_{ma}} = \frac{H_{max} \sin \theta}{H_{max} \cos \theta} = \operatorname{tg} \theta.$$

Значит, при условии идентичности рамок и полевых катушек гониометра $\alpha = \theta$, т. е. вектор результирующего магнитного поля в гониометре будет направлен к полевым катушкам a и b под тем же углом, под которым оказывается пеленгуемый радиопередатчик относительно рамок A и B .

Абсолютная величина напряженности результирующего магнитного поля гониометра оказывается равной

$$H_{m0} = \sqrt{H_{ma}^2 + H_{mb}^2} = \sqrt{H_{\max}^2 \cos^2 \theta + H_{\max}^2 \sin^2 \theta} = \\ = \sqrt{H_{\max}^2 (\cos^2 \theta + \sin^2 \theta)} = H_{\max}.$$

Таким образом, амплитуда результирующего магнитного поля гониометра при условии идентичности рамок и полевых катушек остается неизменной при любом направлении на пеленгующую радиостанцию и для любого угла θ численно равна H_{\max} . Переменное магнитное поле гониометра индуцирует э. д. с. в искательной катушке. Амплитуда э. д. с., наводимая полевой катушкой a в искательной катушке, равна $E_{m1} = \omega M_a I_{ma} \cos \theta$. Аналогично, амплитуда э. д. с., наводимая полевой катушкой b в искательной катушке,

$$E_{m2} = \omega M_b I_{mb} \sin \theta,$$

где ωM_a и ωM_b — сопротивления связи между соответствующими полевыми катушками и искательной катушкой.

Суммарная э. д. с. в искательной катушке будет

$$E_{m0} = E_{m1} + E_{m2} = \omega M_a I_{ma} \cos \theta + \omega M_b I_{mb} \sin \theta.$$

Поскольку $I_{ma} = I_{mb} = I_{\max}$, получим

$$E_{m0} = I_{\max} \omega (M_a \cos \theta + M_b \sin \theta). \quad (177)$$

Если плоскость искательной катушки составляет угол θ' с плоскостью полевой катушки a , то

$$M_a = M \cos \theta' \text{ и } M_b = M \sin \theta',$$

где M — наибольшее значение взаимоиндуктивности между искательной катушкой и одной из полевых катушек.

Подставляя значение M_a и M_b в формулу (177), получим

$$E_{m0} = I_{\max} \omega M (\cos \theta' \cos \theta + \sin \theta' \sin \theta).$$

Пользуясь известными тригонометрическими соотношениями, имеем

$$E_{m0} = I_{\max} \omega M \left\{ \frac{1}{2} [\cos(\theta' - \theta) + \cos(\theta' + \theta)] - \right. \\ \left. - \frac{1}{2} [\cos(\theta' - \theta) - \cos(\theta' + \theta)] \right\}.$$

Раскрывая скобки и производя соответствующие сокращения, получим

$$E_{m0} = I_{\max} \omega M \cos(\theta' - \theta). \quad (178)$$

Выражение (178), связывающее амплитуду э. д. с. E_{m0} , снимаемую с зажимов искательной катушки гониометра на вход приемника, с углом поворота θ' искательной катушки, при постоянном значении курсового угла θ на радиомаяк, представляет собой косинусоиду или уравнение восьмерочной характеристики.

Из этого следует, что характеристика радиопеленгатора гониометрического типа аналогична характеристике радиопеленгатора с по-

воротной рамкой. Это позволяет сделать заключение, что искательная катушка, находящаяся под воздействием переменного магнитного поля, созданного в гониометре, аналогична поворотной рамке, находящейся в электромагнитном поле, создаваемом пеленгуемой радиостанцией.

§ 74. Ошибки, свойственные гониометрическим радиопеленгаторам

В гониометрических радиопеленгаторах могут возникать ошибки в отсчете, порождаемые гониометром и происходящие из-за неравенства магнитных полей полевых катушек, из-за паразитной связи между полевыми катушками гониометра и пр.

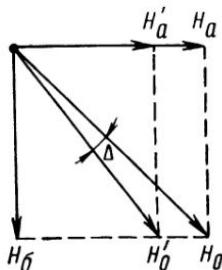


Рис. 219. Влияние неравенства магнитных полей статорных катушек

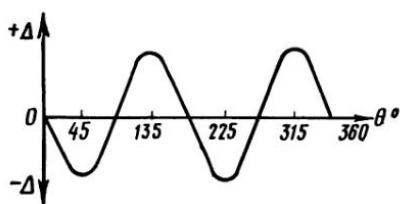


Рис. 220. График изменения ошибок гониометра

Если по тем или иным причинам максимальный ток в одной из полевых катушек, например в катушке *a*, окажется меньше, чем в катушке *b*, то это вызовет уменьшение напряженности поля, созданного катушкой *a* до величины $H'_a < H_a$. Тогда при пеленговании, как видно из рис. 219, вектор результирующего магнитного поля $H'_a < H_a$ и получит смещение относительно истинного направления на угол Δ , являющийся углом ошибки.

Изменение угла Δ в зависимости от направления (курсового угла) на пеленгуемую радиостанцию показано на рис. 220.

Из этого рисунка видно, что угол ошибки Δ за полный оборот искательной катушки гониометра четыре раза меняет свой знак, будучи максимальным при курсовых углах $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$ и равным нулю при $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$. Такой характер изменения угла Δ называется четвертным. Численно величина Δ для любого значения курсового угла θ на пеленгуемый радиомаяк определяется по формуле

$$\Delta = d \sin 2\theta,$$

где d — коэффициент ошибки, равный $d = \frac{\sigma - 1}{\sigma + 1}$.

Здесь σ — отношение максимального значения поля статорной катушки *a* гониометра к максимальному значению поля катушки *b*, т. е.,

$$\delta = \frac{H_{a \max}}{H_{b \max}}.$$

Кроме неравенства магнитных полей, на точность показаний гониометра влияет также наличие связи между полевыми катушками, вызывающее ошибку в отсчете, определяемую выражением

$$\psi = e \cos 2\theta, \quad (179)$$

где e — отношение сопротивления связи $Z_{\text{св}}$ между полевыми катушками к полному сопротивлению Z одной из полевых катушек (вместе с соответствующей рамкой).

Выражение (179) показывает, что ошибка ψ имеет также четвертной характер, но изменяется по закону $\cos 2\theta$ (рис. 221). На работу гониометрического радиопеленгатора влияют фазовые соотношения полей. Если по тем или иным причинам идентичность фазового сдвига магнитных полей в обеих полевых катушках будет нарушена, т. е. $\Phi_A \neq \Phi_B$, то в гониометре появится внефазная составляющая напряженности магнитного поля и, как следствие, в искательной катушке возникнет внефазная составляющая э. д. с. Это обстоятельство вызывает расплывчатость минимума слышимости и затрудняет пеленгование. Расплывчатость минимума подлежит компенсации аналогично компенсации антенного эффекта рамки. Результаты пеленгования могут быть иска- жены из-за неравномерности поля внутри гониометра. Для получения большей равномерности магнитного поля и повышения коэффициента связи между полевыми и искательной катушками применяют радиогониометры с ферромагнитными сердечниками. В этих радиогониометрах полевые катушки наматываются на полюсных наконечниках станицы из магнитодиэлектрика, а искательная катушка — на цилиндрическом роторе, также изготовленном из магнитодиэлектрика.

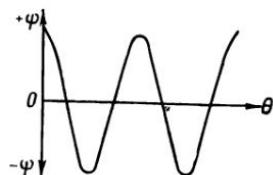


Рис. 221. Влияние связи между катушками гониометра

§ 75. Схемы входных цепей гониометрических радиопеленгаторов

Входная цепь гониометрического радиопеленгатора показана на рис. 222. Слева изображены две полевые катушки L_p гониометра, средние точки которых для уменьшения антенного эффекта заземлены. Справа показана искательная катушка L_i , соединяемая с входом приемника. Для выделения частоты сигнала пеленгуемой радиостанции и увеличения силы приема цепь искательной катушки настраивается в резонанс с помощью конденсатора переменной емкости C , находящегося в приемнике.

Антенный эффект в радиогониометрических радиопеленгаторах в отличие от радиопеленгаторов с поворотной рамкой зависит от направления на пеленгуемую радиостанцию. При курсовых углах $\theta = 0, 90, 180$ и 270° , т. е. в направлениях, совпадающих с плос-

костью одной из рамок, смещение минимумов за счет воздействия фазной составляющей напряжения антенного эффекта не наблюдается; расплывчатость минимума слышимости из-за воздействия внефазного антенного эффекта максимальна. При курсовых углах, равных $\theta = 45, 135, 225$ и 315° , напротив, смещение минимумов максимально, расплывчатость же минимума почти отсутствует.

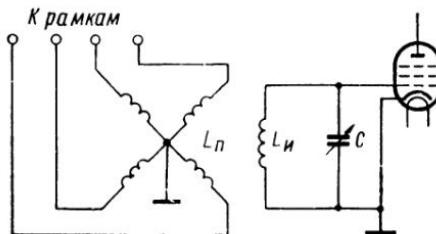


Рис. 222. Схема подключения гониометра к приемнику

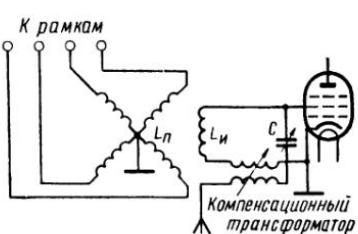


Рис. 223. Схема компенсации антенного эффекта гониометрического радиопеленгатора

Методы и схемы компенсации антенного эффекта в радиопеленгаторах с неподвижными рамками те же, что и в радиопеленгаторах с поворотной рамкой, только ненастроенная вспомогательная антenna в данном случае связывается с цепью искательной катушки гониометра, как показано на рис. 223.

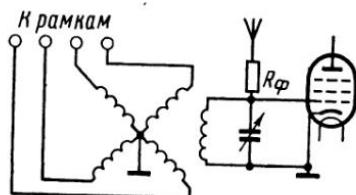


Рис. 224. Схема определения стороны

вход приемника (рис. 224). Недостатком такой схемы является необходимость дважды поворачивать искательную катушку при определении стороны, а именно: вначале на 90° относительно полученного отсчета по минимуму слышимости, а затем на 180° для того, чтобы определить максимум и минимум кардиоиды. Для устранения этого недостатка применяют гониометр с двумя искательными катушками, намотанными на общем каркасе под углом 90° . Одна из катушек используется для получения радиокурсового угла или радиопеленга (работает в режиме «Пеленг»), а вторая служит для определения стороны. Примером является схема входной цепи гониометрического радиопеленгатора, изображенная на рис. 225. При пеленговании переключатель находится в положении I, соответствующем режиму «Пеленг». В этом случае напряжение сигнала на вход приемника снижается с искательной катушкой $L_{и1}$ и вспомогательная антenna используется для компенсации антенного эффекта.

При переходе к определению стороны переключатель устанавливается в положение II «Сторона». В данном случае напряжение на вход приемника будет сниматься с искательной катушки $L_{и2}$. Это равнозначно повороту искательной катушки $L_{и1}$ на 90° . В данном случае вспомогательная антenna подключается на вход приемника через фазирующее сопротивление R_Φ . Переброска кардиоиды на 180° достигается переключением концов катушки $L_{и2}$, для чего переключатель

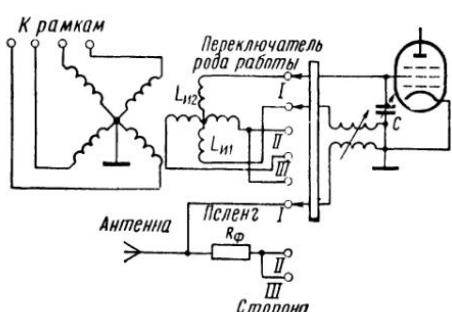


Рис. 225. Схема входной цепи гониометрического радиопеленгатора

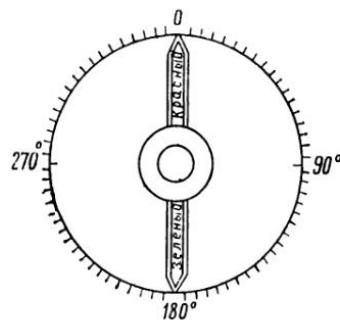


Рис. 226. Рукоятка радиогониометра

должен быть установлен в положение III. К рукоятке, поворачивающей искательные катушки, придается двусторонний указатель, окрашенный в разные, например красный и зеленый, цвета (рис. 226). Такую же окраску имеют отметки, соответствующие положениям II и III переключателя. Следовательно, истинный отсчет покажет ту сторону указателя, расцветка которой соответствует цвету положения переключателя с минимальной слышимостью сигналов.

Чтобы обеспечить достаточную амплитуду напряжения от вспомогательной антенны при определении стороны, в некоторых схемах судовых радиопеленгаторов применяют предварительное усиление напряжения.

Глава XVII

СУДОВЫЕ РАДИОПЕЛЕНГАТОРЫ С ВИЗУАЛЬНОЙ ИНДИКАЦИЕЙ

§ 76. Двухканальный визуальный радиопеленгатор

Двухканальный визуальный радиопеленгатор (ДВРП) состоит из следующих основных частей: двух неподвижных взаимно перпендикулярных рамок, двухканального радиоприемника и электронно-лучевой трубки с электростатическим управлением. Схема соединений отдельных частей радиопеленгатора изображена на рис. 227. Напряжение пеленгуемого сигнала с зажимов каждой из обмоток рамок по-

дается на вход соответствующего канала приемника супергетеродинного типа, оканчивающегося каскадами усиления промежуточной частоты. С выхода каналов приемника усиленное напряжение сигналов каждой из рамок поступает на отклоняющие пластины электронно-лучевой трубы. Например, напряжение сигнала, снимаемое с обмотки продольной рамки I, с выхода соответствующего канала приемника подается на вертикально отклоняющие пластины 1, 2 ЭЛТ; напряжение, снимаемое с обмотки поперечной рамки II, с выхода канала

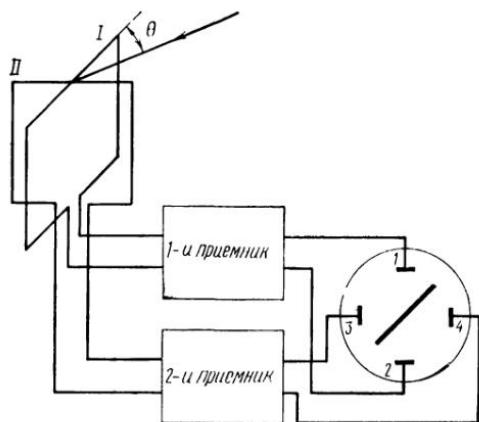


Рис. 227. Двухканальный визуальный радиопеленгатор

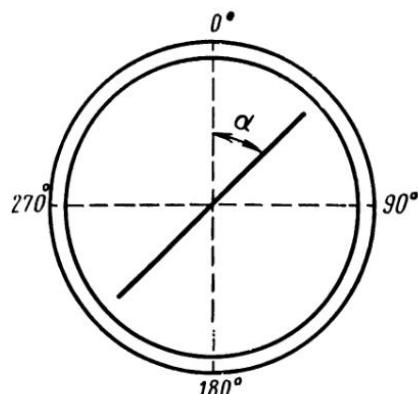


Рис. 228 Изображение линии курсового угла

приемника поступает на горизонтально отклоняющие пластины 3, 4 трубы. Если курсовой угол на радиомаяк равен θ , то мгновенное значение э. д. с., наводимой в продольной рамке, оказывается равным

$$e_1 = E_m h_1 \cos \theta \sin \omega t.$$

Соответственно, э. д. с., наводимая в поперечной рамке, будет

$$e_2 = E_m h_2 \sin \theta \sin \omega t,$$

где h_1, h_2 — действующая высота рамок.

Напряжение сигнала промежуточной частоты на выходе приемного канала, связанного с продольной рамкой, определяется выражением

$$U_1 = E_m h_1 K_1 \cos \theta \sin (\omega_{np} t - \varphi_1).$$

Напряжение сигнала промежуточной частоты на выходе приемного канала, связанного с поперечной рамкой, будет

$$U_2 = E_m h_2 K_2 \sin \theta \sin (\omega_{np} t - \varphi_2),$$

где K_1, K_2 — коэффициент усиления каналов приемника;

φ_1, φ_2 — угол изменения фазы сигнала после прохождения через каждый канал приемника;

$\omega_{\text{пр}}$ — промежуточная частота

Под действием переменного напряжения U_1 , приложенного к вертикально отклоняющим пластинам 1, 2 ЭЛТ, электронный луч стремится отклониться в вертикальной плоскости. Аналогично, переменное напряжение U_2 , действующее на горизонтально отклоняющие пластины 3, 4 трубы, вызовет отклонение луча в горизонтальной плоскости. Суммарное действие обоих напряжений U_1 и U_2 сигналов пеленгующей радиостанции отклонит электронный луч под углом α к вертикальной линии (рис. 228). Величина угла отклонения определяется известным выражением

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\beta_2 U_2}{\beta_1 U_1} = \frac{\beta_2 E_m h_2 K_2 \sin \theta \sin(\omega_{\text{пр}} t - \varphi_2)}{\beta_1 E_m h_1 K_1 \cos \theta \sin(\omega_{\text{пр}} t - \varphi_1)},$$

где β_1 и β_2 — чувствительность отклоняющих пластин.

Если оба канала радиопеленгатора идентичны, т. е. $h_1 = h_2$; $K_1 = K_2$; $\varphi_1 = \varphi_2$ и трубка не имеет искажений $\beta_1 = \beta_2$, то, произведя соответствующие сокращения, получим $\operatorname{tg} \alpha = \frac{\sin \theta}{\cos \theta} = \operatorname{tg} \theta$ или $\alpha = \theta$. Следовательно, угол α отклонения электронного луча относительно вертикальной плоскости равен курсовому углу θ на радиомаяк.

С помощью азимутального круга; по светящейся линии на экране определяют значение радиокурсового угла или радиопеленга (рис. 228). Длина светящейся линии не зависит от значения радиокурсового угла пеленгующего радиомаяка, а определяется уровнем напряжений U_1 и U_2 сигнала на выходе каналов приемника. Пропорционально изменяя величину этих напряжений, можно получать различную длину светящейся линии на экране трубы.

Как уже отмечалось, пеленгование будет безошибочным, если оба канала, включая рамки, входные цепи, усилители и отклоняющие системы трубы, будут строго одинаковы. При нарушении этого условия возникают ошибки в определении радиокурсового угла или радиопеленга.

При неодинаковом усилении каналов приемника, когда $K_1 \neq K_2$, угол ошибки Δ , возникающий при пеленговании, определяется соотношением

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{\frac{a-1}{a+1} \sin 2\theta}{1 - \frac{a-1}{a+1} \cos \theta},$$

где $a = \frac{K_1}{K_2}$ — отношение коэффициентов усиления каналов приемника.

Для малых значений a — 1 угол ошибки Δ изменяется по четвертному закону, будучи максимальным при курсовых углах $\theta = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ$

и 270° . Как показывают расчеты, для получения угла ошибки, не превышающего $0,5^\circ$, разница в усиении должна быть не более 1,02, т. е. разница в коэффициентах усиления каналов приемника не должна превышать 2%.

При неравенстве фаз выходных напряжений каналов приемника на экране трубы вместо прямой линии получается эллипс (рис. 229). Ось эллипса оказывается повернутой на некоторый угол по отношению к истинному расположению светящейся линии при отсутствии сдвига фаз между выходными напряжениями каналов приемника. В результате возникает ошибка в отсчете.

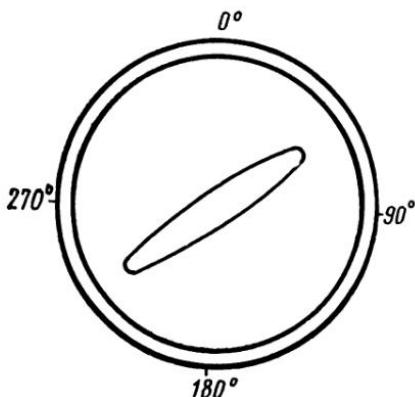


Рис. 229. Форма изображения отметки при наличии фазового сдвига

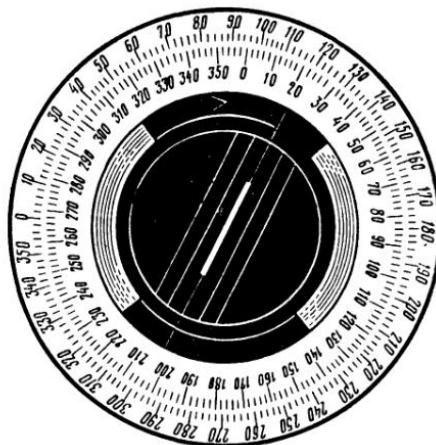


Рис. 230. Шкальное устройство ДВРП

Как показывают расчеты, для получения точности отсчета порядка 1° допустимая разность фаз между выходными напряжениями обоих каналов приемника не должна быть более 20° (отношение осей эллипса при этом составит примерно 1 : 10). По аналогии со слуховыми радиопеленгаторами в двухканальном радиопеленгаторе на точность отсчета влияет также антенный эффект. Фазная составляющая напряжения антенного эффекта вызывает ошибку в отсчете радиопеленга (учитывается при калибровке радиопеленгатора), а внефазная составляющая — эллиптическое изображение отметки на экране.

Отсчет на экране трубы двухканального радиопеленгатора является двузначным, так как светящаяся линия или эллипс имеют на экране трубы симметричную форму. Отсчет радиопеленга производится с помощью визира и шкального устройства, показанных на рис. 230.

Практически схема двухканального радиопеленгатора имеет регулировку усиления каждого канала (баланс по усилинию) и устройство для изменения фазы напряжения сигнала в каждом канале (баланс фаз). В схеме предусматривается также возможность определения сто-

роны, т. е. односторонний прием сигналов, и имеется служебной контроль пеленгемых сигналов радиомаяка и прослушивания позывных.

Предусматриваемая в приемнике балансировка усиления состоит в том, что на вход обоих каналов приемника подается одинаковая амплитуда напряжения, например, от вспомогательной антенны. В случае, если усиление каналов оказывается различным, то угол, под которым будет находиться светящаяся черта на экране трубы, составит меньше или больше 45° . Производя балансировку, т. е. регулируя усиление каналов приемника, добиваются получения угла наклона светящейся черты на экране трубы, равного 45° .

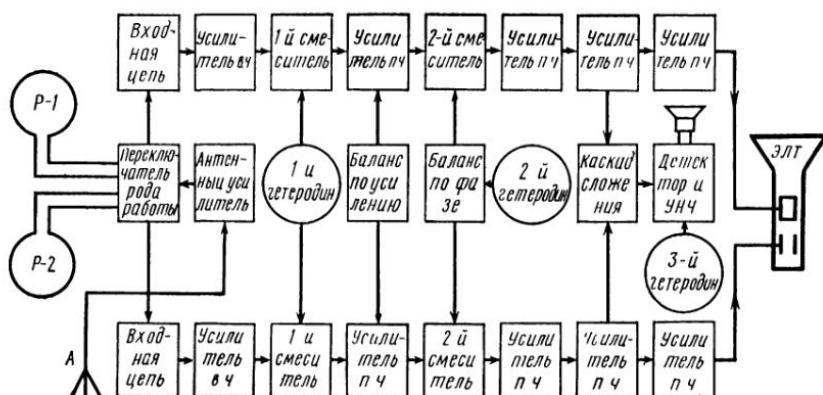


Рис. 231. Блок-схема ДВРП

Аналогичным образом осуществляется балансировка фаз обоих каналов приемника. Изменяя фазу напряжения сигналов на выходе обоих каналов, добиваются получения вместо эллипса светящейся линии на экране трубы.

Как уже отмечалось, приемник ДВРП выполняется обычно по суммарногетеродинной схеме, с двойным преобразованием частоты и с общим гетеродином. Применение общего гетеродина создает условия для сохранения равенства частот и фаз колебаний сигналов на выходе обоих каналов приемника. Применение двойного преобразования частоты обеспечивает получение более узкой полосы пропускания и повышает избирательность приемника по зеркальному каналу.

На рис. 231 показана примерная блок-схема ДВРП с двойным преобразованием частоты. Приемник радиопеленгатора состоит из двух основных каналов вертикального и горизонтального отклонения луча и третьего вспомогательного служебного канала. Напряжение сигналов с обмотки рамки $P-1$ через входную цепь поступает на усилитель высокой частоты канала вертикального отклонения луча, а напряжение сигналов с обмотки рамки $P-2$ — на усилитель высокой частоты горизонтального канала отклонения луча. Первая промежуточная частота, полученная после преобразования, усиливается и пере-

дается на второй преобразователь частоты. Полученная после преобразования вторая промежуточная частота после трехкратного усиления подается на отклоняющие пластины электроннолучевой трубы.

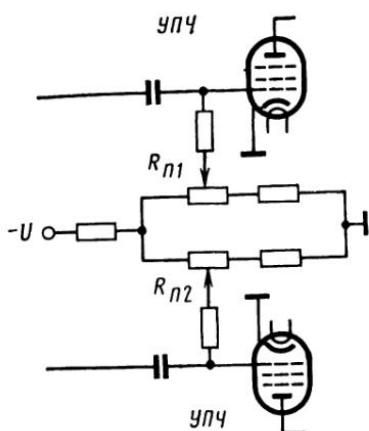


Рис. 232. Схема балансировки по усилению

образом, что при перемещении их отрицательное напряжение на сетке одной из ламп увеличивается, а на другой — уменьшается, отчего изменяется коэффициент усиления регулируемых каскадов.

Для определения стороны, как обычно, используется вспомогательная антенна, которая через антенный усилитель и переключатель рода работы соединяется с входом приемника. При этом изображение на экране трубы меняется, и по форме изображения определяется сторона нахождения радиомаяка или иной радиопередающей станции. Регулировка усиления или балансировка по усилию каналов приемника может осуществляться, например, изменением отрицательного напряжения на управляющих сетках ламп одного из каскадов усиления промежуточной частоты, как показано на рис. 232. Движки потенциометров R_{n1} и R_{n2} выполнены таким

образом, что при перемещении их отрицательное напряжение на сетке одной из ламп увеличивается, а на другой — уменьшается, отчего изменяется коэффициент усиления регулируемых каскадов.

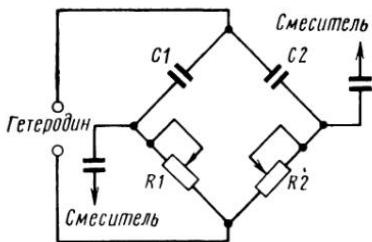


Рис. 233. Схема балансировки по фазе

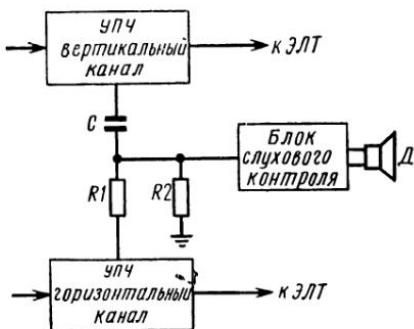


Рис. 234. Схема слухового канала

Балансировку фаз каналов приемника также можно осуществить несколькими способами. Наиболее простым является балансировка фаз с помощью расстройки контуров каскадов усиления промежуточной частоты. В радиопеленгаторах с двойным преобразованием частоты находит применение схема балансировки фаз путем изменения фазы напряжения второго гетеродина (рис. 233). В этом случае напряжение гетеродина подается на диагональ моста, состоящего из конденсаторов $C1$, $C2$ и резисторов $R1$ и $R2$ с переменным сопротивлением: Если емкостные сопротивления плеч мостиковой схемы равны активным со-

противлениям, то фазы напряжений, снимаемых с другой диагонали моста на смесительные каскады обоих каналов приемника, будут одинаковы.

Таким образом, изменяя сопротивления резисторов $R1$ и $R2$, можно менять фазу напряжения второго гетеродина и, следовательно, фазу напряжения второй промежуточной частоты обоих каналов.

Канал слухового контроля необходим для прослушивания сигналов пеленгуемых радиостанций и радиомаяков. Слуховой канал состоит из блока сложения, детекторного каскада и усилителя низкой звуковой частоты. Для приема немодулированных колебаний A_1 имеется третий гетеродин. Сигналы на вход слухового канала поступают через специальный блок сложения, который сдвигает фазы суммируемых напряжений на 90° и обеспечивает тем самым отсутствие влияния курсового угла на слышимость сигналов. Блок сложения представляет собой фазосдвигающую цепочку, состоящую из равных по величине емкостного и активного сопротивлений (рис. 234).

§ 77. Двухканальный визуальный радиопеленгатор с переключением [коммутацией] каналов

Дальнейшим усовершенствованием ДВРП является радиопеленгатор с переключением или коммутацией каналов, блок-схема которого представлена на рис. 235. Вход и выход обоих каналов приемника синхронно переключаются с частотой в несколько десятков герц. Сигналы

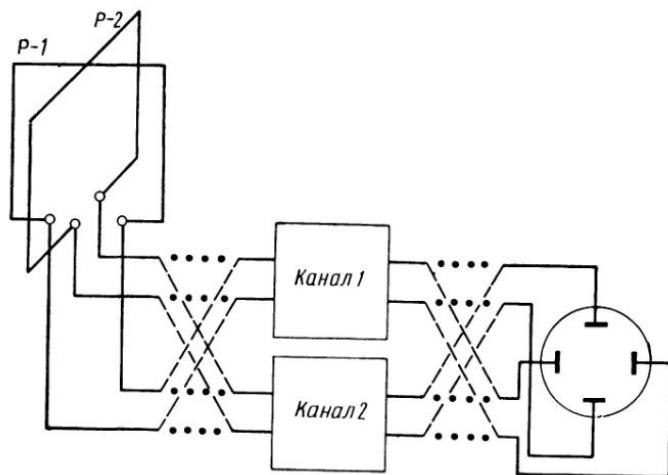


Рис. 235. Схема ДВРП с переключением каналов

от рамки $P-1$ через первый или второй каналы, в зависимости от положения переключателей, поступают на вертикально-отклоняющие пластины ЭЛТ. Аналогично сигналы от рамки $P-2$ через оба канала поочередно поступают на горизонтально отклоняющие пластины трубки.

Если усиление и фазовые сдвиги обоих каналов для данной частоты сигналов одинаковы, то изображение на экране трубы имеет вид, как обычно, прямой светящейся черты. Когда фазовые сдвиги в обоих каналах совпадают, а усиление неодинаково, то напряжение сигналов, подаваемых на отклоняющие пластины трубы с выхода первого и второго каналов, оказываются разной амплитуды. В связи с этим на экране будут изображаться две линии (рис. 236), одна под углом α_1 , а вторая под углом α_2 .

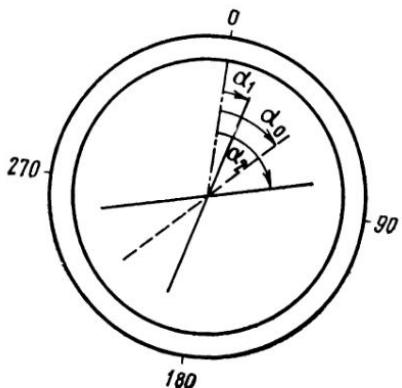


Рис. 236. Разбалансировка каналов по усилию

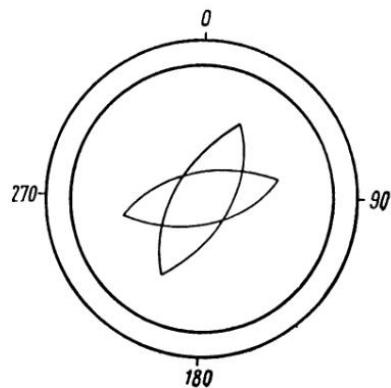


Рис. 237. Разбалансировка каналов по усилию и по фазе

рая под углом α_2 . Истинное значение курсового угла или пеленга α_0 будет занимать промежуточное положение, показанное на рис. 236 пунктиром.

В случае, если в обоих каналах имеет место разбалансировка усиления и фаз одновременно, то изображение на экране трубы будет иметь вид двух перекрещивающихся эллипсов (рис. 237). Регулируя

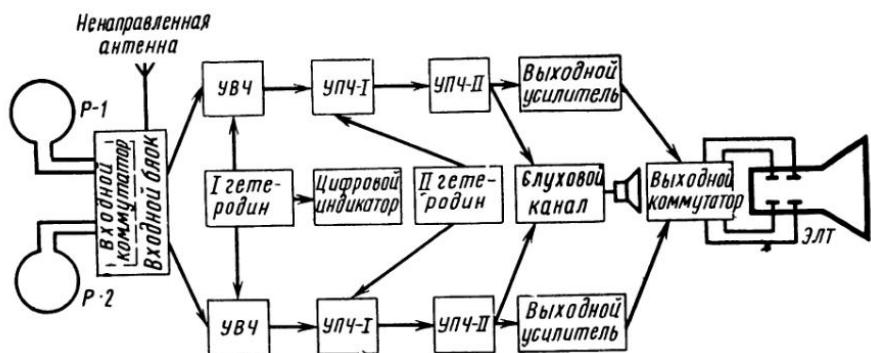


Рис. 238. Блок-схема радиопеленгатора типа «Румб»

каналы приемника по усиению и фазе, добиваются получения на экране трубы изображения в виде одной светящейся черты. Главным достоинством данного типа радиопеленгаторов является отсутствие

необходимости в предварительной балансировке каналов, так как она производится в процессе пеленгования. Это повышает точность пеленгования и упрощает управление радиопеленгатором.

Отечественной промышленностью разработан и выпускается судовой двухканальный радиопеленгатор с переключением каналов и цифровой индикацией частоты настройки типа «Румб». Радиопеленгатор работает в диапазонах частот 1600—2850 кГц и 250—545 кГц. Чувствительность радиопеленгатора в диапазоне средних частот (250÷545 кГц) при соотношении сигнал/шум 10 : 1 с рамочной антенной диаметром 1200 мм равна 25 мкВ/м, с рамкой диаметром 600 мм — 75 мкВ/м. Избирательность по зеркальному каналу на наивысшей частоте каждого поддиапазона составляет 60 дБ, избирательность по промежуточной частоте не менее 80 дБ. Питание радиопеленгатора может осуществляться, в зависимости от комплектации, от сети переменного тока 50 Гц, 127 или 220 В или от сети постоянного тока напряжением 24, 110 и 220 В, через преобразователь напряжения.

В комплект радиопеленгатора входят следующие приборы: приемо-индикаторный блок, блок питания, щиток сигнализации, антennaя коробка или антенный усилитель. Блок-схема радиопеленгатора типа «Румб» показана на рис. 238.

Входной и выходной коммутаторы переключают вход и выход обоих каналов приемника с частотой 15 Гц. Входной блок служит для согласования рамочно-фидерного устройства с входными цепями приемника. В блоке высокой частоты осуществляется усиление принимаемых сигналов и преобразование в первую промежуточную частоту 750 кГц. Второй усилитель промежуточной частоты (УПЧ-II) имеет узкую полосу пропускания 500 Гц, которая используется для канала визуального наблюдения, и 3000 Гц для слухового канала при приеме модулированных колебаний A_2 и A_3 . После усиления колебания второй промежуточной частоты поступают на трехкаскадный усилитель и далее на отклоняющие пластины ЭЛТ. Радиопеленгатор имеет цифровой индикатор частоты настройки, состоящий из электронного счетного устройства и так называемых «кварцевых часов». Частота настройки высвечивается на табло четыре раза в секунду и практически видна непрерывно. Наличие цифровой настройки создает удобства в считывании показаний и позволяет осуществлять беспоисковое обнаружение сигналов радиомаяков и других радиопередающих станций.

Общий вид приемно-индикаторного блока показан на рис. 239. Все органы управления и индикации показаний расположены на передней панели: кнопка выключения коммутации 1; рукоятка установки визира 3, совмещенная с кнопкой «Сторона» 2; подвижной визир 4; регулятор компенсации коэффициента четвертной радиодевиации D_5 ; неподвижная шкала радиокурсовых углов 6; подвижная шкала для отсчета радиопеленгов 7; сигнальная лампа контроля положения судовых антенн 8; цифровой индикатор частоты настройки 9; сдвоенная рукоятка балансировки каналов 10, 11; громкоговоритель 12; шкала грубой настройки 13; переключатель типа колебаний A_1 , A_2 , A_3 слухового канала 14 и совмещенный с ним регулятор громкости 15; сдвоенная рукоятка настройки частоты приемника 16, совмещенная

с рычагом переключения диапазонов 17; переключатель рода работы 18; регулятор усиления 19, 20; гнезда для телефонов 21. В нижней части корпуса за откидной крышкой расположены неоперативные органы управления, к которым относятся: переключатель и кнопка «Контроль напряжения» 22, 23; прибор контроля напряжений 24; переключатель «Контроль работы» 25; кнопка отключения питания сельсинов 26;

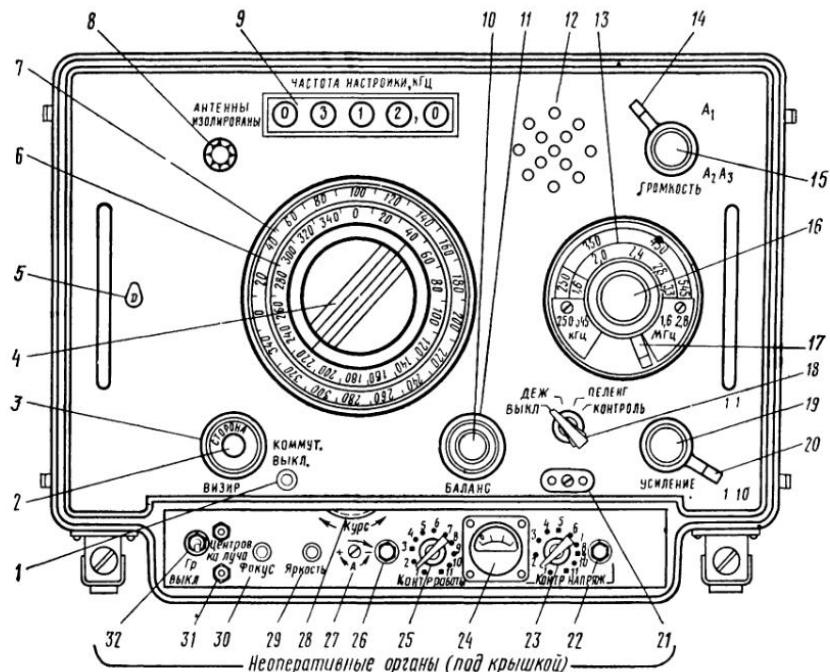


Рис. 239. Общий вид радиопеленгатора типа «Румб»

регулятор компенсации постоянного коэффициента радиодевиации А 27; регулятор установки шкалы пеленгов 28; рукоятка регулировки яркости ЭЛТ 29; регулятор фокусировки луча ЭЛТ 30; регуляторы смещения луча ЭЛТ 31; выключатель громкоговорителя 32.

§ 78. Автоматический радиопеленгатор со следящей системой

Принцип действия радиопеленгатора со следящей системой заключается в том, что искательная катушка гониометра при работе устанавливается автоматически в определенном положении относительно направления на пеленгующую радиостанцию.

Блок-схема радиопеленгатора со следящей системой показана на рис. 240. Прием сигналов производится на рамочные антенны, соединенные с гониометром. С зажимов искательной катушки гониометра напряжение поступает на вход специальной схемы, выполняющей функ-

цию коммутатора фазы. С помощью коммутатора фаза напряжения искательной катушки периодически изменяется на 180° , и мгновенное значение напряжения может быть выражено равенствами:

$$U'_p = U_m \cos \theta \sin \omega t; \quad U''_p = -U_m \cos \theta \sin \omega t,$$

где θ — угол между плоскостью рамки и направлением на радиомаяк.

Амплитудное значение напряжения соответственно будет равно $U'_{mp} = U_m \cos \theta$ или $U''_{mp} = -U_m \cos \theta$. После коммутатора напряжение искательной катушки усиливается и поступает на вход прием-

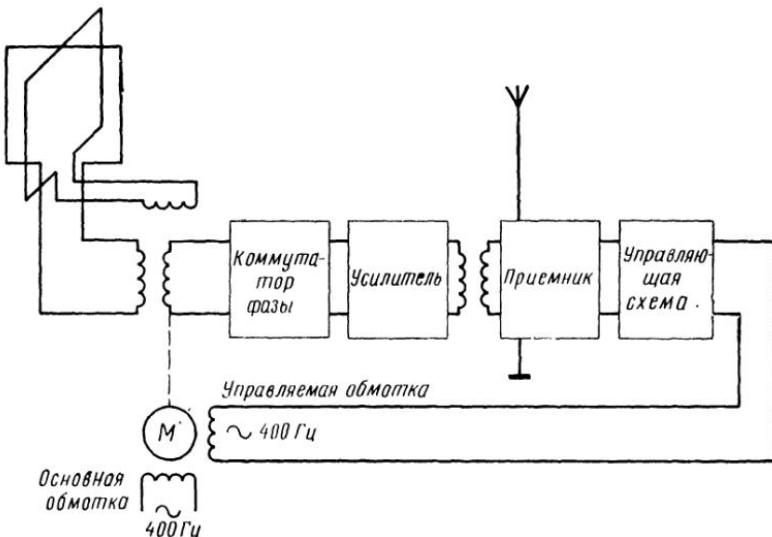


Рис. 240. Блок-схема радиопеленгатора со следящей системой

ника, куда одновременно подается напряжение от вертикальной не-направленной антенны. Поскольку амплитуда и фаза напряжения антенны постоянны $U_A = U_{mA} \sin \omega t$, то суммарное напряжение на входе приемника, слагаясь из напряжения искательной катушки и напряжения антенны, будет равно при одном положении коммутатора фазы $U'_{m0} = U_{mA} + U_m \cos \theta$ и при другом положении коммутатора фазы $U''_{m0} = U_{mA} - U_m \cos \theta$.

Обычно амплитуда напряжения антенны и амплитуда напряжения искательной катушки берутся равными, т. е. $U_m = U_{mA}$. Тогда

$$U'_{m0} = U_m + U_m \cos \theta = U_m (1 + \cos \theta) \quad (180)$$

или

$$U''_{m0} = U_m - U_m \cos \theta = U_m (1 - \cos \theta). \quad (181)$$

Формулы (180) и (181) представляют собой, как известно, уравнения кардиоиды.

Ввиду того, что фаза напряжения искательной катушки с помощью коммутатора непрерывно изменяется на 180° , суммарная диаграмма направленности искательной катушки и антенны, представляющая кардиоиду, также будет перебрасываться с частотой коммутации фазы из одного, например правого, положения в другое, левое, положение (рис. 241, а). Осью симметрии, относительно которой будет происходить переброска кардиоиды, является нормаль к плоскости искательной катушки, которую называют линией пеленга. По линии пеленга, перпендикулярно плоскости искательной катушки, укрепляется указательная стрелка.

Если, например, радиомаяк расположен вправо от линии пеленга (см. рис. 241, а), то при переброске кардиоиды влево суммарное напряжение, поступающее на вход приемника, будет пропорционально вектору OA , а при переброске кардиоиды вправо — пропорционально вектору OB . Следовательно, преобладающим будет напряжение, фаза которого определяется правым положением кардиоиды. Это напряжение подается на управляющую схему.

Под воздействием тока, протекающего через обмотку, мотор начнет вращать искательную катушку в направлении часовой стрелки. Когда указатель искательной катушки окажется расположенным в направлении линии пеленга (рис. 241, б), т. е. когда плоскость искательной катушки займет положение, перпендикулярное направлению на радиопередающую станцию, величина напряжения, соответствующего обоим положениям кардиоиды, будет одинакова, результирующий ток через обмотку двигателя станет равен нулю, электромотор остановится, и указатель искательной катушки даст отсчет на шкале азимутального круга радиокурсового угла на радиомаяк.

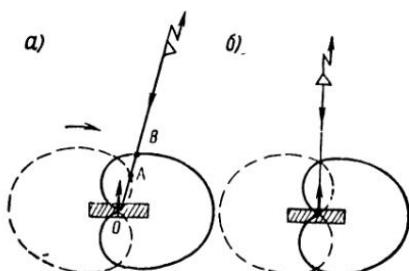


Рис. 241. Принцип действия радиопеленгатора со следящей системой

Г л а в а XVIII

РАДИОДЕВИАЦИЯ РАДИОПЕЛЕНГАТОРОВ

§ 79. Фазовый сдвиг и пространственное смещение вторичного поля

Радиодевиацией называется искажение фронта электромагнитного поля, действующего на рамочную antennу радиопеленгатора за счет влияния проводящих тел, окружающих рамку, в результате чего возникают ошибки в отсчете направления или азимута на пеленгующую радиостанцию (радиомаяк). Электромагнитное поле пеленгуемой радиостанции, действуя на рамку, одновременно возбуждает э. д. с.

высокой частоты в окружающих рамку проводящих телах (корпусе судна, надстройках, мачтах, трубах, судовых антенах, металлическом такелаже и пр.). Возникающий в этих телах высокочастотный ток создает вторичное излучение электромагнитного поля.

Таким образом, рамка радиопеленгатора, расположенная на судне на достаточно близком расстоянии от всякого рода вторичных излучателей, подвергается воздействию не только основного поля или первичного поля пеленгуемой радиостанции, но и вторичного поля, которое может отличаться от первичного поля по амплитуде, направлению и фазе.

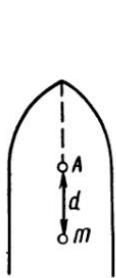


Рис. 242. Фазовый сдвиг вторичного поля

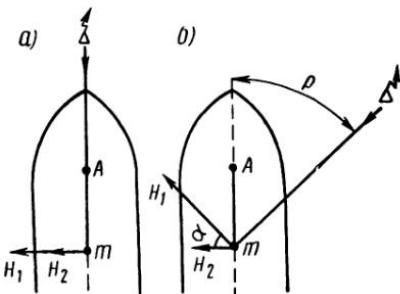


Рис. 243. Пространственное смещение вторичного поля

Пусть на судне в точке m (рис. 242) находится рамка радиопеленгатора, а в точке A расположен вторичный излучатель, собственная частота которого не равна частоте пеленгуемой радиостанции. При изменении первичного поля в точках m и A по закону

$$H_1 = H_{m1} \sin \omega t$$

вторичное поле непосредственно у излучателя будет равно

$$H_2 = H_{m2} \sin (\omega t - \varphi_1),$$

где φ_1 — угол сдвига фаз между током и напряжением во вторичном излучателе.

За время распространения от точки A до точки m вторичное поле получает дополнительный сдвиг фаз на угол $\varphi_2 = \frac{2\pi d}{\lambda}$, где λ — длина волны пеленгуемой радиостанции; d — расстояние между рамкой и вторичным излучателем.

В результате вторичное поле у рамки радиопеленгатора будет изменяться по закону

$$H_2 = H_{m2} \sin (\omega t - \varphi_0),$$

где $\varphi_0 = \varphi_1 + \varphi_2$.

Наряду с фазовым сдвигом, при взаимодействии первичного и вторичного полей, когда вторичный излучатель и пеленгуемая радиостанция не находятся в одной плоскости, возникает пространственное

смещение. На рис. 243, а пеленгуемая радиостанция и вторичный излучатель A находятся под курсовым углом, равным 0° . Поскольку направление магнитной составляющей электромагнитного поля перпендикулярно плоскости распространения радиоволн, то, откладывая векторы первичного H_1 и вторичного H_2 поля перпендикулярно направлению на радиостанцию и на вторичный излучатель, получим совпадение этих векторов в пространстве.

Иной результат получится, если пеленгуемая радиостанция и вторичный излучатель не находятся в одной плоскости. Например, на рис. 243, б пеленгуемая радиостанция находится под курсовым углом p , а вторичный излучатель A расположен на линии диаметральной плоскости судна. Тогда, откладывая векторы H_1 и H_2 , как и ранее, перпендикулярно направлению распространения радиоволн, видим, что эти векторы оказываются смещенными в пространстве относительно друг друга на угол $\alpha = p$.

Рис. 244. Разложение вторичного поля на составляющие

Фазовый сдвиг и пространственное смещение между первичным и вторичным полями взаимно не связаны между собой. Фазовый сдвиг не исключает совпадения полей в пространстве, и наоборот. Практически в диапазоне средних и промежуточных волн, используемом для радиопеленгования вторичные излучатели на судне будут расположены так, чтобы фазовый сдвиг между первичным и вторичным полями был небольшим. Для рассмотрения влияния вторичного поля на работу радиопеленгатора разложим H_2 на составляющие

$$H_2 = H_{m2} \sin(\omega t - \varphi_0) = H_{m2} (\sin \omega t \cos \varphi_0 - \cos \omega t \sin \varphi_0).$$

Для данной точки установки рамки, определенной длине волны и заданных параметрах вторичного излучателя величина угла φ_0 будет являться постоянной. Тогда выражение можно представить следующим образом:

$$H_2 = H_{m2\phi} \sin \omega t - H_{m2\psi} \cos \omega t, \quad (182)$$

где

$$H_{m2\phi} = H_{m2} \cos \varphi_0; \quad H_{m2\psi} = H_{m2} \sin \varphi_0.$$

Формула (182) показывает, что вектор H_{m2} , сдвинутый на угол φ_0 по отношению к вектору первичного поля H_{m1} , может быть представлен в виде суммы двух колеблющихся по времени векторов (рис. 244). Первую составляющую $H_{m2\phi}$, совпадающую по фазе с вектором поля H_{m1} , называют фазной составляющей вторичного поля. Вторую составляющую $H_{m2\psi}$, сдвинутую по фазе относительно вектора первичного поля H_{m1} на 90° , называют вефазной или квадратурной составляющей поля вторичного излучения.

Кроме параметров вторичного излучателя и расстояния, на котором находится излучатель от рамки радиопеленгатора, существенное влия-

ние на работу радиопеленгатора оказывает тип вторичного излучателя. Все вторичные излучатели по характеру воздействия на радиопеленгатор подразделяются на два основных типа: антенноподобные, или открытые, и рамочные, или замкнутые, излучатели.

§ 80. Полукруговая радиодевиация

Полукруговая радиодевиация создается фазной составляющей вторичного поля антенноподобных излучателей. К антенноподобным излучателям относятся все вертикальные или наклонные металлические предметы на судне, не имеющие контакта с корпусом или имеющие контакт только в своем нижнем конце. Такого рода излучателями будут судовые антенны, мачты, ванты, штаги и пр. Некоторые из этих излучателей могут иметь собственную частоту, близкую или равную частоте пеленгуемых сигналов. К такого рода излучателям, например, относятся заземленные непосредственно или через аппаратуру судовые средневолновые антенны. Собственная частота, как известно, влияет не только на фазовый сдвиг вторичного поля, но также и на интенсивность вторичного излучения. При собственной частоте вторичного излучателя, близкой или равной частоте сигнала, за счет резонансных свойств интенсивность вторичного поля резко увеличивается.

Влияние фазной составляющей вторичного поля антенноподобного излучателя показано на рис. 245. Здесь в точке m расположена рамка радиопеленгатора, а в точке A — антенноподобный излучатель. При пеленговании радиомаяка, расположенного под курсовым углом p , на рамку действует поле сигнала H_{m1} . Одновременно вторичный излучатель создает у рамки фазную составляющую поля $H_{m2\phi}$. Вектор результирующего поля H_{m0} будет равен геометрической сумме полей H_{m1} и $H_{m2\phi}$.

При пеленговании по минимуму слышимости э. д. с. в обмотке рамки или в искательной катушке гониометра будет равна нулю только в тот момент, когда плоскость рамки или искательной катушки совпадает по направлению с результирующим магнитным вектором H_{m0} . Очевидно, что при этом указатель радиопеленгатора покажет не истинное, а ошибочное направление на пеленгуемую радиостанцию, отличающееся от истинного направления на угол f_1 , называемый углом радиодевиации. Знак этого угла, точнее знак поправки на радиодевиацию, определяется по правилу «От неверного к верному». В нашем примере для приведения кажущегося отсчета к истинному следует к радиокурсовому углу q прибавить значение угла радиодевиации

$$p = q + f_1.$$

Следовательно, в рассмотренном нами примере радиодевиация будет иметь знак плюс, так как

$$f_1 = p - q. \quad (183)$$

Из выражения (183) следует, что при условии $p < q$ радиодевиация (точнее, поправка на радиодевиацию) будет иметь отрицательный знак.

Величина и знак радиодевиации не остаются постоянными, а изменяются в зависимости от курсового угла и в отличие от девиации магнитного компаса не зависят от курса судна.

Пользуясь рис. 245, выведем выражение для изменения угла радиодевиации f_1 . Поскольку в нашем примере рамка радиопеленгатора и вторичный антенноподобный излучатель расположены в диаметральной плоскости судна, то на основании теоремы синусов, можно написать, что

$$\frac{\sin f_1}{\sin q} = \frac{H_{m2\Phi}}{H_{m1}},$$

откуда

$$\sin f_1 = \frac{H_{m2\Phi}}{H_{m1}} \sin q.$$

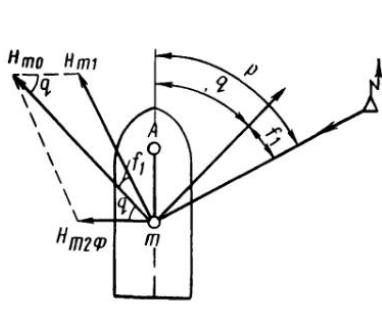


Рис. 245. Влияние носового антенноподобного излучателя

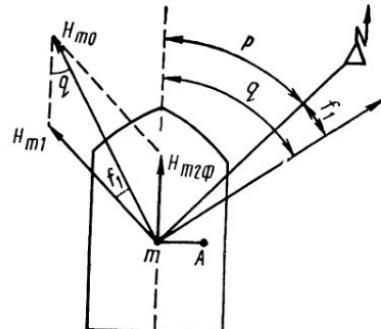


Рис. 246. Влияние поперечного антенноподобного излучателя

Обозначив отношение вторичного поля $H_{m2\Phi}$ к первичному полю H_{m1} через $\frac{H_{m2\Phi}}{H_{m1}} = B$, получим $\sin f_1 = B \sin q$. Для малых значений, которые практически имеет радиодевиация f_1 , можно принять $\sin f_1 \approx f_1$. Тогда с достаточной для практики точностью можно считать, что $f_1 = B \sin q$. По аналогии с девиацией магнитного компаса такая радиодевиация называется полукруговой. Коэффициент B является коэффициентом полукруговой радиодевиации для антенноподобных излучателей, расположенных в диаметральной плоскости судна.

Если антенноподобный излучатель находится на траверзе в одной плоскости с рамкой, например, с правого борта, то из рис. 246 следует, что

$$\frac{\sin f_1}{\sin(90^\circ + q)} = \frac{H_{m2\Phi}}{H_{m1}} \text{ или } \sin f_1 = \frac{H_{m2\Phi}}{H_{m1}} \cos q.$$

Как и в предыдущем случае, с достаточной для практики точностью можно принять $\sin f_1 \approx f_1$. Обозначив $\frac{H_{m2\Phi}}{H_{m1}} = C$, имеем окончатель-

но $f_1 = C \cos q$. Таким образом, в данном случае радиодевиация также будет полукруговой, но достигает максимума на радиокурсовых углах 0 и 180° и равна нулю при 90 и 270°. По аналогии с коэффициентом B коэффициент C называется коэффициентом полукруговой радиодевиации для антенноподобных излучателей траверзного направления. При расположении антенноподобного излучателя в любых других направлениях

$$f_1 = B \sin q + C \cos q.$$

Величина суммарной полукруговой радиодевиации практически невелика. Объясняется это главным образом тем, что собственная частота этих излучателей значительно отличается от частоты радиомаяков, используемых при радиопеленговании. Однако если какая-либо из судовых антенн (обычно антenna средних волн) окажется близкой по настройке к частоте пеленгемых сигналов, то величина полукруговой радиодевиации может оказаться значительной. Поэтому при радиопеленговании необходимо строго следить за тем, чтобы все судовые антенны были изолированы (особенно антенны радиопередатчиков средних волн).

Под изолированием антенн подразумевается отключение их от земли и аппаратуры. Изолирование антennы, кроме того, позволяет исключить возможность появления переменных значений радиодевиации, зависящих от случайной настройки судовых антенн.

Кроме влияния судовых антенн, изменение радиодевиации может происходить из-за непостоянства контакта такелажа с корпусом судна. Если по местным условиям нет возможности расположить рамочную antennу вдали от металлического такелажа, то следует надежно изолировать такелаж от корпуса судна, врубив в него изоляторы, или надежно соединить счастье с корпусом.

Наряду с фазной составляющей на рамочную antennу действует одновременно и внефазное поле сигнала. Так как первичное поле и вторичное внефазное поле в общем случае не только сдвинуты по фазе на 90°, но и смешены в пространстве, то результирующее поле будет эллиптически поляризованным, т. е. результирующий вектор поля будет вращаться в пространстве с частотой пеленгемых сигналов, описывая своим концом эллипс. Такое поле называется вращающимся. Поворот рамки или искательной катушки не вызывает в этом случае полного исчезновения слышимости сигналов, а дает лишь некоторое уменьшение слышимости в моменты, когда плоскости рамки или искательной катушки оказываются перпендикулярными направлению на пеленгующую радиостанцию с учетом радиодевиации f_1 . Внешне это явление сходно с тем, которое наблюдается при действии внефазного антенного эффекта, поэтому оно называется иногда кажущимся антенным эффектом.

Борьба с затуплением минимума за счет внефазного вторичного поля осуществляется таким же образом, как и при компенсации антенного эффекта.

§ 81. Четвертная радиодевиация

Четвертная радиодевиация радиопеленгатора создается наличием на судне вторичных излучателей рамочного или замкнутого типа. Вторичный рамочный излучатель может быть образован, например, двумя мачтами и штагом, соединяющим эти мачты (рис. 247), которые, в свою очередь, соединяются с корпусом судна. Возможно также образование такого рода излучателей вантами и мачтами, штагами и пр. Наконец, сам металлический корпус судна является ярко выраженным вторичным излучателем рамочного типа.

Первичное поле пеленгуемого сигнала возбуждает в рамочном излучателе э. д. с., величина которого определяется, как обычно, выражением

$$e_p = k_1 H_m \cos \theta \cos \omega t,$$

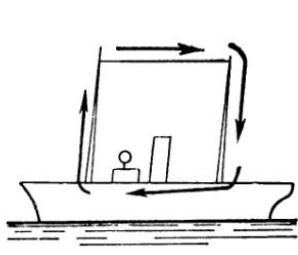


Рис. 247. Образование вторичного излучателя рамочного типа

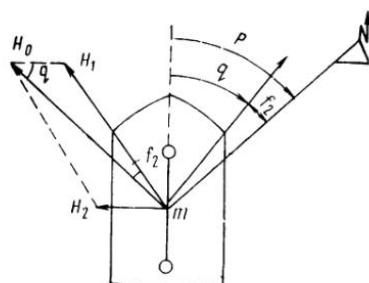


Рис. 248. Влияние продольного рамочного излучателя

где k_1 — коэффициент пропорциональности между полем и э. д. с.; θ — угол, составленный плоскостью рамочного контура и направлением на радиомаяк.

Под действием этой э. д. с. в рамочном излучателе возникает ток, величина которого определяется известным выражением

$$i_p = \frac{e_p}{Z_p} = \frac{k_1 H_m \cos \theta}{Z_p} \cos (\omega t - \varphi),$$

где Z_p — полное сопротивление контура;

φ — фазовый угол между э. д. с. и током в излучателе рамочного типа.

Проходя по замкнутому излучателю, высокочастотный ток создает в окружающем пространстве переменное магнитное поле, мгновенное значение которого равно

$$H_2 = k_2 i_p = \frac{k_1 k_2 H_m \cos \theta}{Z_p} \cos (\omega t - \varphi),$$

где k_2 — коэффициент пропорциональности между током и магнитным полем.

Обозначив $\frac{k_1 k_2}{Z_p} = k_3$, получим

$$H_2 = k_3 H_m \cos \theta \cos (\omega t - \varphi) = k_3 H_m \cos \theta \cos \omega t \cos \varphi + \\ + k_3 H_m \cos \theta \sin \omega t \sin \varphi. \quad (184)$$

Поскольку первичное поле изменяется по закону $\sin \omega t$, то первый член выражения (184) представляет собой внефазную составляющую вторичного поля, а второй член — фазную. Таким образом, в отличие от антенноподобных вторичных излучателей интенсивность вторичного поля рамочных излучателей зависит от значения курсового угла на пеленгующую радиостанцию, а фазная составляющая вторичного поля обусловлена реактивной составляющей тока излучателя.

Пользуясь рис. 248, найдем зависимость величины радиодевиации f_2 от курсового угла на радиомаяк для продольного рамочного излучателя. Величина вторичного поля определяется выражением

$$H_2 = H_{m2} \cos p,$$

где H_{m2} — значение вторичного поля при $p = 0$.

Из рис. 248 следует, что

$$\frac{\sin f_2}{\sin q} = \frac{H_2}{H_1},$$

тогда

$$\sin f_2 = \frac{H_2}{H_1} \sin q. \quad (185)$$

Так как $H_2 = H_{m2} \cos p$, то выражение (185) можно преобразовать следующим образом:

$$\sin f_2 = \frac{H_{m2}}{H_1} \cos (q + f_2) \sin q.$$

Обозначив $\frac{H_{m2}}{H_1} = K$, имеем

$$\sin f_2 = K \sin q \cos (q + f_2).$$

Заменяя косинус суммы двух углов, получим после преобразования

$$\sin f_2 = \frac{K}{2+K} \sin 2q \cos f_2 + \frac{K}{2+K} \cos 2q \sin f_2.$$

Практически для не слишком больших значений радиодевиации можно допустить, что $\sin f_2 \approx f_2$ и $\cos f_2 \approx 1$, тогда

$$f_2 = \frac{K}{2+K} \sin 2q.$$

Обозначив $\frac{K}{2+K} = D$, имеем окончательно

$$f_2 = D \sin 2q,$$

Таким образом, радиодевиация, создаваемая продольным рамочным излучателем, при изменении q от 0 до 360° четыре раза меняет свой знак, достигая максимальных значений при $q = 45, 135, 225$ и 315° и равна нулю при $q = 0, 90, 180$ и 270° . По аналогии с девиацией магнитного компаса радиодевиация f_2 называется четвертной, а коэффициент D — коэффициентом четвертной радиодевиации.

Произведя аналогичный вывод, можно показать, что при поперечном расположении рамочного излучателя радиодевиация будет иметь противоположный знак

$$f_2 = -D \sin 2q.$$

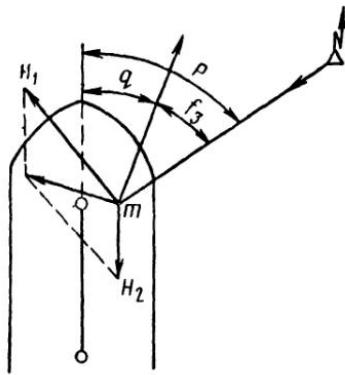


Рис. 249. Влияние продольного вторичного поля

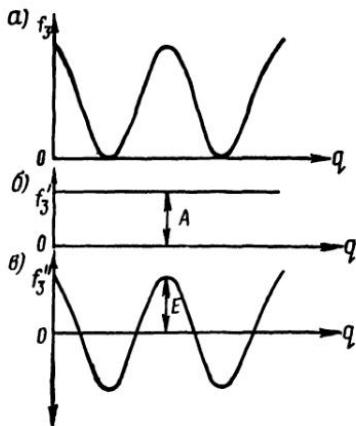


Рис. 250. Пульсирующая радиодевиация

Если рамочный излучатель располагается под углом 45° к диаметральной плоскости судна, то четвертная радиодевиация будет изменяться по косинусоидальному закону

$$f_2 = E \cos 2q,$$

где E — коэффициент четвертной радиодевиации для рамочных излучателей, расположенных под углом 45° , равный $E = \frac{a}{4+2a}$;

a — отношение максимального значения вторичного поля к первичному полю, $a = \frac{H_{m2}}{H_1}$

Когда рамочный излучатель находится под углом, не равным 45° , то будут иметь место оба коэффициента:

$$f_2 = D \sin 2q + E \cos 2q.$$

На практике может возникнуть случай, когда рамочная антенна оказывается установленной вне диаметральной плоскости судна, т. е. вне плоскости рамочного излучателя (рис. 249). Тогда на рамку, находящуюся в точке m , будет действовать продольная составляющая вторичного поля.

Согласно рис. 249

$$\frac{\sin f_3}{\sin (90^\circ + q)} = \frac{H_2}{H_1}.$$

Так как $H_2 = H_{m2} \cos p$, то $\sin f_3 = \frac{H_{m2}}{H_1} \cos p \cos q$. Обозначив $\frac{H_{m2}}{H_1} = n$, имеем $\sin f_3 = n \cos p \cos q$. Поскольку из рис. 249 $p = q + f_3$, то

$$\sin f_3 = n \cos (q + f_3) \cos q.$$

После тригонометрических преобразований получим

$$\begin{aligned}\sin f_3 &= n \cos^2 q \cos f_3 - n \sin q \cos q \sin f_3 = \\ &= \frac{n}{2} \cos f_3 + \frac{n}{2} \cos 2q \cos f_3 - \frac{n}{2} \sin 2q \sin f_3.\end{aligned}$$

Для небольших значений радиодевиации можно практически считать, что $\cos f_3 \approx 1$ и $\sin f_3 \approx 0$, тогда с точностью до величины первого порядка малости будем иметь

$$f_3 = \frac{n}{2} + \frac{n}{2} \cos 2q.$$

Обозначив первое слагаемое $\frac{n}{2} = A$ и коэффициент при $\cos 2q$ через E , можем написать

$$f_3 = A + E \cos 2q.$$

График изменения радиодевиации f_3 от изменения радиокурсового угла q имеет пульсирующий характер (рис. 250, а). Такая кривая может быть представлена как сумма двух составляющих радиодевиации: постоянной радиодевиации f'_3 с коэффициентом A (рис. 250, б) и переменной радиодевиации $f''_3 = E \cos 2q$ (рис. 250, в), аналогичной радиодевиации f_2 , вызванной излучателями, расположенными под углом 45° к диаметрали.

Чаще рамочная антenna радиопеленгатора оказывается смещенной относительно плоскости рамочного излучателя таким образом, что оказывают влияние как продольная, так и поперечная составляющие вторичного поля. В этом случае, кроме коэффициента E , появляется коэффициент D . Тогда уравнение для радиодевиации f_3 примет следующий вид

$$f_3 = A + D \sin 2q + E \cos 2q.$$

Наряду с наведением высокочастотного тока в мачтах, такелаже, трубах и пр. поле пеленгуемой радиостанции возбуждает токи и в самом металлическом корпусе судна, который представляет собой конструкцию, подобную продольному рамочному излучателю. Уравнение радиодевиации, вызываемой корпусом судна, с точностью до первого порядка малости, имеет вид $f_4 = D \sin 2q$.

Как показывают экспериментальные исследования, радиодевиация от корпуса судна имеет обычно наибольшее значение. Коэффициент D для большинства судов доходит в среднем до $10-15^\circ$. Вследствие этого уравнение радиодевиации f_4 принято выражать с точностью до величины второго порядка малости

$$f_4 = D \sin 2q + K \sin 4q,$$

где K — коэффициент восемерной радиодевиации; $K = \frac{D^2}{2}$.

Если рамка расположена высоко над палубой, например укреплена на мачте, то влияние корпуса судна оказывается значительно ослабленным.

Помимо рассмотренных факторов, радиодевиация может создаваться креном и дифферентом судна поскольку: рамка радиопеленгатора, установленная на линии диаметральной плоскости, выходит из этой плоскости, смещаясь от нее на угол крена; ось вращения радиопеленгатора получает наклон как относительно плоскости распространения, так и относительно фронта радиоволн, чем обусловливаются ошибки поляризационного характера

Как показали исследования, проведенные П. В. Кармалиным, креновая радиодевиация имеет четвертной характер, причем знак противоположен знаку радиодевиации, создаваемой корпусом судна. Величина креновой радиодевиации зависит от угла крена

судна. Например, при крене судна $\gamma = 45^\circ$ величина креновой радиодевиации по своему абсолютному значению оказывается равной величине радиодевиации, вызываемой корпусом судна, но так как знаки их противоположны, то результатирующее значение радиодевиации будет равно нулю.

Радиодевиация, вызываемая корпусом судна с учетом крена, при различных курсовых углах на радиопередающую станцию определяется по формуле

$$f'_4 = f_4 \cos 2\gamma,$$

где f_4 — радиодевиация, вызываемая корпусом судна без учета крена; γ — угол крена.

Поскольку $f_4 = D \sin 2q$, то $f'_4 = D \cos 2\gamma \sin 2q$. Для оценки влияния крена на величину радиодевиации на рис. 251 показана диаграмма, разработанная П. В. Кармалиным. Из этой диаграммы, на которой по оси абсцисс отложены углы крена γ , а по оси ординат — величина ожидаемой радиодевиации, следует, что при малых значениях крена, не превышающего $\gamma = 5-6^\circ$, радиопеленгование можно производить без учета влияния крена. При большем значении крена эту ошибку следует учитывать.

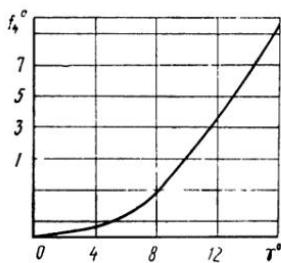


Рис. 251. График креновой радиодевиации

§ 82. Суммарная радиодевиация

Одновременное воздействие на радиопеленгатор вторичных полей излучателей всех типов создает суммарную (результатирующую) радиодевиацию, имеющую сложный характер. Однако периодичность суммарной кривой радиодевиации позволяет выразить ее тригонометрическим рядом Фурье, справедливым для любой периодической функции

$$f_0 = A + B \sin q + C \cos q + D \sin 2q + E \cos 2q + \\ + F \sin 3q + G \cos 3q + K \sin 4q + L \cos 4q + \dots,$$

где f_0 — суммарная радиодевиация;

F и G — коэффициенты шестерной радиодевиации;

K и L — коэффициенты восьмерной радиодевиации.

Коэффициент постоянной радиодевиации A появляется по следующим причинам механического и электрического характера:

в результате сдвига указателя рамки или искательной катушки гониометра или сдвига азимутального круга радиопеленгатора;

от сдвига азимутального круга компаса, показаниями которого пользуются при определении радиодевиации;

в случае установки рамочной антенны вне линии диаметральной плоскости судна или плоскости рамочного излучателя.

Возникновение коэффициентов полукруговой радиодевиации B и C и четвертной радиодевиации D и E было уже рассмотрено ранее. Однако необходимо отметить, что корпус судна в отличие от других рамочных излучателей создает четвертную радиодевиацию с коэффициентом $+D$, так как длина корпуса судна всегда больше его ширины.

Коэффициенты шестерной радиодевиации F и G имеют величину второго порядка малости и появляются при значительной полукруговой радиодевиации. Коэффициенты восьмерной радиодевиации K и L также представляют собой величины второго порядка малости. Наличие их вызывается значительной величиной четвертной радиодевиации и, кроме того, в гониометрических радиопеленгаторах — влиянием неравномерности поля внутри гониометра. При пеленговании радиосигналов на разных частотах (волнах) радиодевиация не остается постоянной, а изменяется. С повышением частоты (уменьшением длины волны) радиодевиация увеличивается, так как растет напряженность вторичного поля.

При большом изменении частоты меняется не только абсолютная величина радиодевиации, но также изменяется характер кривой радиодевиации. В качестве примера на рис. 252 показано изменение радиодевиации для одного и того же судна при разных длинах волн, откуда можно видеть, что в диапазоне средних волн ($\lambda = 600$ м) радиодевиация имеет ярко выраженный четвертной характер. При переходе в диапазон коротких волн ($\lambda = 60 \div 40$ м) радиодевиация приобретает полукруговой характер. Кроме изменения характера, происходит и изменение амплитуды кривой радиодевиации. Так, если на волне $\lambda = 600$ м амплитудное значение радиодевиации не превышает 12° ,

то на самой короткой волне $\lambda = 40$ м радиодевиация превышает 33° . Возникновение полукруговой радиодевиации в диапазоне коротких волн объясняется тем, что с укорочением длины волн большая часть вторичных антенноподобных излучателей приближается к настройке в резонанс, возрастает фазная составляющая вторичного поля, отчего увеличивается полукруговая радиодевиация. В связи с этим, судовые радиопеленгаторы работают только в диапазоне средних и промежуточных волн.

Кроме частоты, на радиодевиацию оказывает влияние осадка судна. С изменением осадки происходит изменение действующей высоты вторичного излучателя, образованного корпусом судна. При этом изменяется величина э. д. с., наводимая в корпусе судна, а следовательно,

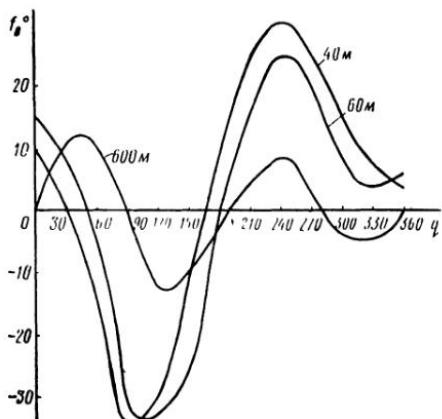


Рис. 252. Влияние длины волны на форму кривой радиодевиации

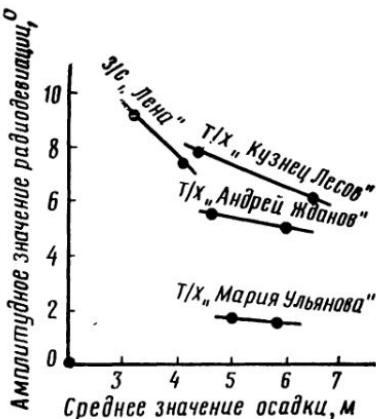


Рис. 253. Влияние осадки судна на радиодевиацию

и вторичное поле. Например, с уменьшением осадки судна вторичное излучение увеличивается, радиодевиация возрастает, с увеличением же осадки судна радиодевиация уменьшается. Сказанное подтверждается графиком, приведенным на рис. 253, для нескольких судов.

Изменение радиодевиации может происходить из-за наличия металлического груза на палубе, который как бы увеличивает надводную часть корпуса, отчего растет вторичное излучение. Металлический груз в трюмах на радиодевиацию влияния не оказывает из-за экранирующего действия металлического корпуса судна.

§ 83. Определение радиодевиации

Радиодевиация судового радиопеленгатора определяется экспериментально. Первоначальное определение радиодевиации производится после установки радиопеленгатора на судне. Последующие определения ведутся при каждом изменении положения металлического такелажа, надстроек и пр. (например, после ремонта судна), но не реже одного

раза в год, даже если никаких изменений в такелаже, надстройках и т. п. не произошло.

На практике применяются два основных способа определения радиодевиации: визуальный и азимутальный.

Вне зависимости от выбранного способа до начала определения радиодевиации необходимо:

убедиться в исправности радиопеленгатора;

принять меры к устранению причин, вызывающих переменную радиодевиацию;

убедиться в отсутствии в радиусе 1—2 миль антенн радиостанций, линий связи, линий электропередач, которые могли бы случайно оказаться настроенными на частоту, равную или близкую той, на которой будет производиться определение радиодевиации, так как это может вызвать дополнительную ошибку;

укрепить такелаж, стрелы, краны и пр. в положение «по-походному»;

проверить изоляцию судовых антенн, которые должны быть отключены от земли (корпуса) и аппаратуры;

проверить величину угла крена; при крене $\gamma > 5^\circ$ радиодевиацию определять не следует.

Принцип определения радиодевиации визуальным способом состоит в сравнении курсового угла, определяемого визуально по азимутальному кругу магнитного компаса или репитера гирокомпаса, и радиокурсового угла, полученного с помощью радиопеленгатора. Оба этих курсовых угла берутся одновременно на снижение (вертикальную часть) передающей антенны пеленгуемого радиомаяка или радиостанции.

В зависимости от условий визуальное определение радиодевиации может производиться: при непрерывной циркуляции судна; при маневрировании судна на отдельных постоянных курсах, изменяемых через $10-15^\circ$; непрерывным разворачиванием при помощи буксира судна, стоящего на якоре или на бочке; маневрированием вспомогательного судна, снабженного радиопередатчиком, вокруг судна, на котором определяется радиодевиация. Определять радиодевиацию следует на основной рабочей волне радиомаяка ($750 \div 1000$ м) и, по возможности, на судовой аварийной волне $\lambda = 600$ м.

На точность определения радиодевиации визуальным способом влияют в основном следующие факторы: погрешность в отсчете радиокурсового угла, величина которой может быть принята равной $0,25^\circ$; погрешность в отсчете радиокурсового угла из-за наличия угла молчания, которую можно допустить равной $0,25^\circ$; неточность в отсчете курсового угла по азимутальному кругу компаса или репитера гирокомпаса, принимаемую равной $0,25^\circ$; погрешность из-за неодновременности отсчетов радиокурсового и курсового углов пеленгуемой радиостанции, которую можно принять равной $0,20^\circ$. В результате средняя квадратическая ошибка при определении радиодевиации визуальным способом будет

$$\Sigma_0 = \pm \sqrt{(0,25)^2 + (0,25)^2 + (0,25)^2 + (0,2)^2} = \pm 0,5^\circ.$$

Расстояние между судном и пеленгующей радиостанцией следует выбирать не менее длины волны. Практически это расстояние выбирается равным двум-трем значениям длины волны.

Сущность определения радиодевиации азимутальным способом состоит в сравнении ортодромического пеленга и радиопеленга, которые берутся с судна одновременно на радиомаяк или иную радиопередающую станцию, координаты которой известны. В связи с тем, что радиоволны распространяются от радиомаяка до судна кратчайшим путем, т. е. по дуге большого круга (рис. 254), при радиопеленговании необходимо получить ортодромический пеленг (*OPT. П*). Однако из-за наличия радиодевиации радиопеленг (*РП*) отличается от ортодромического пеленга на величину радиодевиации f_0 , равную разности $OPT. П - РП$. Так как радиопеленг равен сумме истинного курса (*ИК*) и радиокурсового угла (*РКУ*), то радиодевиация может быть определена, если в момент получения радиокурсового угла будет известен истинный курс судна.

Ортодромический пеленг может быть найден тогда, когда известны координаты пеленгующей радиостанции и судна. Нанеся эти координаты на карту, путем прокладки или расчетным путем находим локсодромический пеленг *ЛОК. П*. Вычитая из полученного локсодромического пеленга ψ , получим ортодромический пеленг $OPT. П = ЛОК. П - \psi$.

При выборе расстояния между пеленгующей радиостанцией и судном необходимо учитывать, что при циркуляции или маневрировании судна имеет место отклонение относительно начальной точки, нанесенной на карту или принятой в расчете. Это вызовет ошибку в определении локсодромического пеленга на радиомаяк. Если допустить наибольшую ошибку в определении локсодромического пеленга $\pm 0,2^\circ$, то получим следующую формулу для определения минимального расстояния, на котором надлежит определять радиодевиацию азимутальным способом:

$$D_{\min} = \frac{5,73}{0,2} r = 26,6 r,$$

где r — радиус бокового перемещения судна от первоначальной точки.

Точность определения радиодевиации азимутальным способом будет несколько ниже, чем визуальным, за счет погрешности отсчета истинного курса судна.

Принято считать, что средняя квадратическая ошибка азимутального метода определения радиодевиации составляет около $\pm 0,7^\circ$. Несмотря на это, азимутальный метод представляет определенный

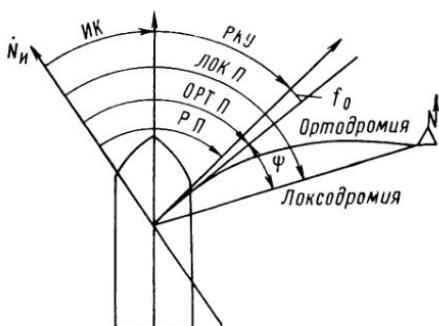


Рис. 254. Определение радиодевиации азимутальным способом

практический интерес, так как не требует наличия визуальной видимости радиомаяка.

После определения радиодевиации и вычерчивания кривой необходимо вычислить коэффициенты радиодевиации. Это позволит установить, какие факторы вызывают радиодевиацию, и в случае необходимости принять те или иные меры по их устранению. Коэффициенты радиодевиации вычисляются обычно по наблюденным радиодевиациям на определенном количестве n равноотстоящих радиокурсовых углов по следующим известным формулам:

$$A = \frac{\sum_{n=1}^n f_n}{n}; \quad B = \frac{\sum_{n=1}^n f_n \sin q_n}{n/2}; \quad C = \frac{\sum_{n=1}^n f_n \cos q_n}{n/2};$$

$$D = \frac{\sum_{n=1}^n f_n \sin 2q_n}{n/2}; \quad E = \frac{\sum_{n=1}^n f_n \cos 2q_n}{n/2}; \quad F = \frac{\sum_{n=1}^n f_n \sin 3q_n}{n/2};$$

$$G = \frac{\sum_{n=1}^n f_n \cos 3q_n}{n/2}; \quad K = \frac{\sum_{n=1}^n f_n \sin 4q_n}{n/2}; \quad L = \frac{\sum_{n=1}^n f_n \cos 4q_n}{n/2}.$$

Практически при вычислении пользуются специальными формулами, облегчающими расчеты. В зависимости от требований расчет коэффициентов радиодевиации может быть произведен полностью, частично или приближенно.

В связи с тем, что вычисление коэффициентов предшествует работам по уничтожению радиодевиации и по определению остаточной радиодевиации на практике, в целях экономии времени для гониометрических и двухканальных визуальных радиопеленгаторов производят только расчет коэффициентов A, D и E по формулам приближенного определения на четырех равноотстоящих радиокурсовых углах $q = 0, 45, 90$ и 135° :

$$A = \frac{f_{0^\circ} + f_{90^\circ}}{2}; \quad E = \frac{f_{0^\circ} - f_{90^\circ}}{2}; \quad D = \frac{f_{45^\circ} - f_{135^\circ}}{2},$$

где f_{0° , f_{90° и т. д. означают соответственно величины радиодевиации для радиокурсовых углов 0° , 90° и т. д.

§ 84. Уничтожение радиодевиации

Радиодевиация может быть уничтожена или скомпенсирована как непосредственным воздействием на источник, вызывающий радиодевиацию, так и применением тех или иных методов компенсации. Хотя радиодевиация практически уничтожается не полностью, однако ее уменьшение повышает точность пеленгования. Пусть, например, на

судне имеется четвертная радиодевиация, приближенно описываемая выражением

$$f_0 = D \sin 2q + K \sin 4q. \quad (186)$$

Для получения курсового угла на радиомаяк мы должны исправить радиодевиацией полученный радиокурсовой угол q , т. е. курсовой угол будет равен $p = q + f_0$. Это выражение показывает, что при любых значениях f_0 угол p будет определен однозначно и точно. Однако радиокурсовой угол или радиоотсчет не всегда может быть получен абсолютно точно. Например, пусть вместо фактического радиокурсового угла q был получен ошибочный отсчет радиокурсового угла $q_1 = q + dq$.

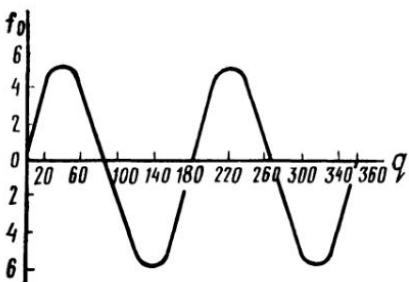


Рис. 255. Кривая радиодевиации нормального вида

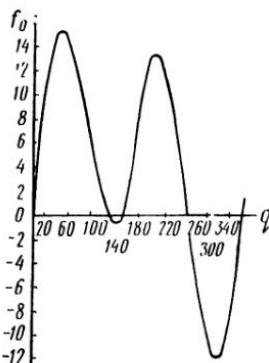


Рис. 256. Кривая радиодевиации искаженного вида

Следовательно, кроме самой ошибки радиоотсчета dq , неизбежно возникает дополнительная ошибка в учете радиодевиации, так как она будет уже взята не по фактическому радиокурсовому углу q , а соответственно по ошибочному радиокурсовому углу q_1 . Очевидно, что эта дополнительная ошибка будет равна дифференциальному выражению (186)

$$df_0 = (2D \cos 2q + 2D^2 + \cos 4q) dq.$$

Из этой формулы видно, что ошибка df_0 при доминирующем значении первого слагаемого пропорциональна коэффициенту D . Следовательно, имеет смысл уничтожать радиодевиацию даже не полностью, поскольку после этого радиопеленгатор будет работать с большей точностью.

При правильной установке радиопеленгатора на транспортном судне радиодевиация в диапазоне средних волн будет иметь ярко выраженный четвертной характер. В нормальных условиях она вызывается в основном корпусом судна, который по сравнению с другими вторичными излучателями дает наибольшее вторичное излучение. Не исключена возможность, что в результате воздействия какого-либо другого вторичного излучателя или переменного контакта в излучателе конфигурация кривой радиодевиации получит то или иное

искажение. Например, на рис. 255 и 256 представлены кривые радиодевиации для двух судов. Вид первой кривой указывает, что радиодевиация этого судна имеет нормальный характер. Форма кривой для второго судна имеет отклонение от нормального вида и, как показывает опыт, является неустойчивой. Под влиянием различных факторов ее характер быстро меняется, в то время, как конфигурация кривой нормального вида сохраняется в течение длительного времени. Поэтому в процессе уничтожения радиодевиации необходимо выявить наличие факторов, искажающих нормальный характер радиодевиации, и, воздействуя на них упомянутыми ранее способами (разрубка такелажа изоляторами, устройство надежного контакта и т. д.), привести кривую радиодевиации к нормальному виду и уже после этого приступить к уничтожению радиодевиации.

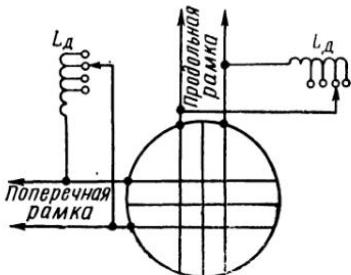


Рис. 257. Схема уничтожения коэффициента D

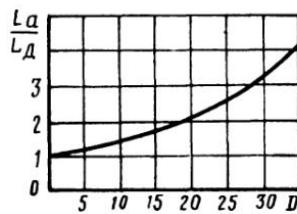


Рис. 258. Влияние индуктивности девиационного дросселя

Существующие методы уничтожения радиодевиации подразделяются на электрические и механические. Электрические методы уничтожения применяются в радиопеленгаторах гониометрического типа и в двухканальных визуальных радиопеленгаторах. Механические методы используются в радиопеленгаторах с поворотной рамкой и автоматических радиопеленгаторах со следящей системой. Сущность электрического метода уничтожения радиодевиации заключается в том, что в гониометре искусственно создается ошибка, равная по величине, но противоположная по знаку коэффициенту, подлежащему уничтожению. Таким методом компенсируются коэффициенты D и E .

Ранее отмечалось, что неравенство магнитных полей катушек гониометра создает ошибку четвертного характера. Поэтому возникающий от действия корпуса судна коэффициент четвертной радиодевиации $+D$ может быть скомпенсирован искусственным ослаблением магнитного поля катушки гониометра, соединяемой с продольной рамкой радиопеленгатора. Для этой цели параллельно полевой катушке включается катушка индуктивности L_d , называемая девиационным дросселем (рис. 257). Величина уничтожаемой (компенсируемой) радиодевиации зависит от отношения индуктивности катушки гониометра L_a к индуктивности девиационного дросселя. На рис. 258 представлен график, характеризующий эту зависимость.

Если подключить девиационный дроссель параллельно полевой катушке гониометра, соединенной с поперечной рамкой, то в этом

случае подлежит уничтожению или компенсации коэффициент — D . В гониометрических радиопеленгаторах такая возможность предусматривается, для чего девиационный дроссель имеет специальное переключение.

Уничтожение или компенсация коэффициента четвертной радиодевиации E осуществляется созданием искусственной связи между полевыми катушками гониометра. Для этой цели катушки гониометра соединяются между собой с помощью девиационных дросселей, как показано на рис. 259.

Механический метод уничтожения радиодевиации основан на том, что указатель направления радиопеленгатора с помощью специального механизма вращается не синхронно с осью рамки, а перемещается по

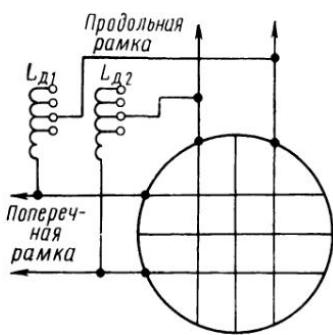


Рис. 259. Схема уничтожения коэффициента E

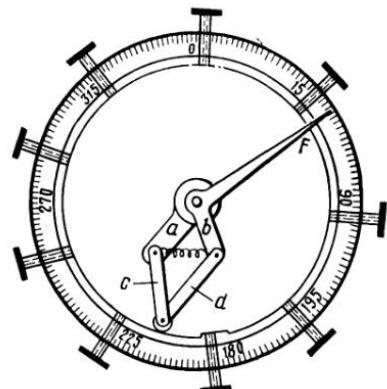


Рис. 260. Механический способ уничтожения радиодевиации

шкале с некоторым отставанием или опережением, которое по величине равно, а по знаку противоположно углу радиодевиации. Для этой цели, например, применяют механизм, показанный на рис. 260. Здесь со штоком поворотной рамки жестко связан рычаг a . Рычаг b , представляющий одно целое с указателем рамки F , вращается свободно вокруг оси штока рамки. Оба эти рычага связаны между собой пружиной и с помощью рычагов c и d упираются в колесико в стальную ленту, расположенную по окружности внутри шкалы радиопеленгатора. При вращении рамки вместе со штоком будет вращаться рычаг a и колесико начнет катиться по поверхности стальной ленты. Если с помощью винтов, упирающихся в ленту по ее боковой поверхности, изменить форму ленты, то колесико, накатываясь на соответствующие бугорки или впадины на внутренней поверхности ленты, будет приподнимать или опускать рычаги c и d . Рычаги a и b при этом начнут раздвигаться или сжиматься, а указатель F начнет опережать вращение рамки на соответствующий угол или будет отставать от него.

При уничтожении радиодевиации поступают следующим образом: после определения радиодевиации, вращая рамку, устанавливают ее указатель на соответствующие радиокурсовые углы через $10-15^\circ$.

Зная для этих радиокурсовых углов величину и знак радиодевиации, с помощью винтов переводят указатель F в положение, при котором он будет давать отсчет курсового угла.

Механический метод уничтожения радиодевиации обладает тем преимуществом, что одновременно с уничтожением четвертной радиодевиации компенсируются и другие коэффициенты.

Уничтожение постоянного коэффициента радиодевиации A достигается сдвигом указателя радиопеленгатора (искательной катушки гониометра) на угол, равный коэффициенту A . Сторона поворота зависит от знака коэффициента постоянной радиодевиации. Если, например, коэффициент A имеет знак минус, то указатель поворачивается против часовой стрелки, при знаке плюс — по часовой стрелке.

В двухканальных визуальных радиопеленгаторах коэффициент D компенсируется разбалансировкой каналов по усилению. А коэффициент постоянной радиодевиации A уничтожается поворотом электроннолучевой трубы в соответствующую сторону вокруг своей оси на определенное количество градусов.

§ 85. Помехи при радиопеленговании

При рассмотрении характеристики направленности рамки указывалось, что слышимость пеленгуемых сигналов равна нулю лишь в точках, соответствующих перпендикулярному положению плоскости рамки или искательной катушки по отношению к направлению распространения радиоволн. Однако наличие собственных шумов в приемнике, атмосферные и другие помехи затрудняют определение нулевой слышимости, создавая ошибки при производстве отсчетов по лимбу радиопеленгатора.

На рис. 261 изображена характеристика рамочной антенны и показано напряжение помех в виде окружности радиусом $U_{\text{пп}}$. В результате на характеристике направленности возникает угол молчания ϕ , в пределах которого сигналы не будут слышны, так как напряжение сигнала в пределах угла ϕ перекрывается напряжением помех. Соединив на рис. 261 концы векторов U_{mp} и $U_{\text{пп}}$ прямой, получим

$$\frac{U_{\text{пп}}}{U_{\text{mp}}} = \sin \frac{\phi}{2}, \text{ откуда } \phi = 2 \arcsin \frac{U_{\text{пп}}}{U_{\text{mp}}}.$$

Увеличение угла молчания уменьшает точность пеленгования за счет возрастания ошибки, которая определяется выражением

$$S_m = \pm \frac{\phi}{4},$$

где S_m — максимальная ошибка, равная четверти угла молчания, °. Исходя из этого, при пеленговании следует пользоваться только теми радиосигналами, которые дают малый угол молчания.

Поскольку э. д. с. сигнала определяется выражением $U_{\text{mp}} = E_m \frac{2\pi NS}{\lambda} \cos 0$, то благодаря линейной зависимости между углом

молчания φ и отношением $\frac{U_n}{U_{mp}}$ — (помеха/сигнал), при прочих равных условиях, угол молчания оказывается обратно пропорциональным напряженности поля E_m пеленгуемой радиостанции. На рис. 262 приведена кривая зависимости угла молчания от изменения напряженности поля сигнала, полученная экспериментально для одного из типов судовых слуховых радиопеленгаторов. Эта кривая характерна тем, что в любой ее точке произведение напряженности поля на угол молчания есть величина постоянная, равная в данном случае 93. Это

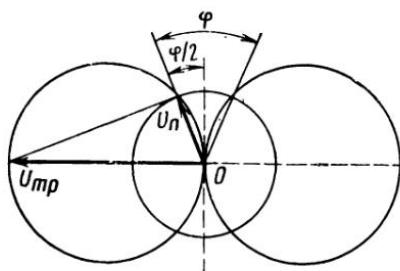


Рис. 261. Влияние помех на точность радиопеленгования

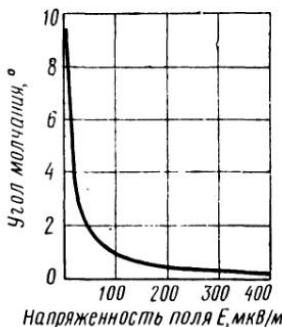


Рис. 262. График зависимости угла молчания от напряженности поля

произведение называется модулем чувствительности слухового радиопеленгатора и выражается $\frac{\text{микровольт}}{\text{метр}} \times \text{градус}$. Величина модуля чувствительности для современных судовых радиопеленгаторов примерно равна 25—100. Чем меньше величина модуля, тем чувствительнее радиопеленгатор.

Порог слышимости человеческого уха при отсутствии помех зависит от частоты звуковых колебаний. Оптимальным является диапазон звуковых частот 400—2000 Гц, поэтому при слуховом пеленговании следует работать в телеграфном режиме A_1 , выбирая нужный тон звуковых колебаний.

Глава XIX

ПРИНЦИПЫ РАДИОЛОКАЦИИ

§ 86. Общие понятия

Радиолокацией называется обнаружение, определение координат и параметров движения различных объектов, отражающих, переизлучающих или излучающих электромагнитную энергию. Термин «радиолокация» происходит от латинского *locatio* — размещение, расположение. Техническое устройство, предназначенное для выполнения этой

задачи, называется радиолокационной станцией (РЛС), или радиолокатором¹.

Объектом радиолокационного обнаружения может быть любое физическое тело или группа тел, электрические и магнитные свойства которых отличаются от среды, где распространяются радиоволны.

Радиолокация подразделяется на активную и пассивную. РЛС пассивной системы применяют для приема электромагнитной энергии, излучаемой Солнцем, Луной, радиозвездами. На этом принципе работают так называемые радиосекстанты.

РЛС пассивной системы содержит в своем составе следующие элементы: приемную антенну направленного действия, радиоприемное устройство и индикатор.

Система активной радиолокации может быть с пассивным ответом (первичная радиолокация) или с активным (вторичная радиолокация).

Радиолокационная станция с пассивным ответом (рис. 263) содержит: передатчик, приемно-передающие антенны, приемник и индикатор.

Электромагнитная энергия передаваемых прямых или зондирующих сигналов излучается в пространство и, отражаясь от объекта, через антенну попадает на вход приемника. С выхода приемника принятые отраженные сигналы поступают на индикатор, где преобразуются в форму, удобную для получения информации о принятых сигналах.

Система с активным ответом отличается от системы с пассивным ответом наличием на объекте или заранее обусловленном пункте приемопередатчика (ответчика), который отвечает на сигналы РЛС (запросчика). Благодаря применению такой системы возможно не только обнаружение и определение координат объекта, но и его опознавание.

Исходя из структуры радиолокационных сигналов, различают импульсные радиолокационные станции и РЛС с непрерывным излучением колебаний.

§ 87. Импульсная радиолокационная система

В настоящее время в судовых навигационных РЛС наибольшее распространение находит импульсная система радиолокации. Импульсная РЛС периодически излучает кратковременные зондирующие импульсы высокочастотных колебаний, а в промежутке между

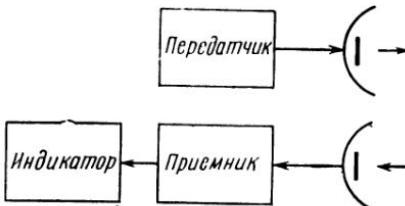


Рис. 263. Активная РЛС с пассивным ответом

¹ В американской и английской литературе radar (radio detection and ranging — радиообнаружение и определение расстояния).

зондирующими импульсами принимает сигналы, отраженные от объектов.

Отраженный сигнал от каждого объекта запаздывает по отношению к излучаемому или зондирующему сигналу на время

$$t_D = \frac{2D}{c},$$

где D — расстояние до объекта;

c — скорость распространения радиоволн.

Следовательно, при наличии нескольких объектов принимаемые отраженные сигналы будут смещены во времени в соответствии с дальностями. Это позволяет довольно просто осуществить одновременное наблюдение и определение координат многих объектов, расположенных в радиусе действия РЛС, что является одним из главных достоинств импульсной системы.

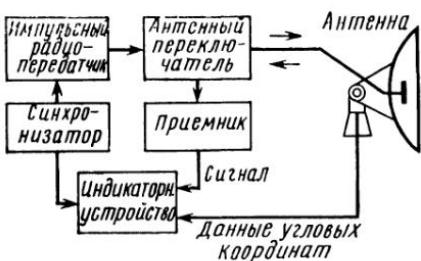


Рис. 264. Блок-схема импульсной РЛС

Другим преимуществом импульсного радиолокатора является возможность использования одной и той же антенны как для передачи, так и приема радиолокационных сигналов. В связи с большой скоростью распространения радиоволн время t_D запаздывания отраженных сигналов невелико. Например, при $D = 150$ м $t_D = 1$ мкс, и соответственно, при $D = 15$ км $t_D = 100$ мкс. Таким образом, измерение времени запаздывания требуется производить очень точно.

В состав импульсной РЛС входят следующие главные элементы (рис. 264):

синхронизator, который вырабатывает запускающие импульсы, управляющие или координирующие по времени работу остальных элементов станции. Причем каждому запускающему импульсу соответствует один цикл работы станции, длительность T_i которого называют периодом следования или повторения;

импульсный радиопередатчик, который под действием синхронизирующих импульсов создает мощные кратковременные радиоимпульсы сверхвысокой частоты;

антенно-фидерное устройство, содержащее остронаправленную врашающуюся антенну и волноводную линию.

В связи с тем, что в импульсной РЛС для передачи и приема сигналов используется одна и та же антenna, необходимо наличие развязывающего устройства, роль которого выполняет специальный антенный переключатель с очень малой инерционностью. В момент передачи зондирующего импульса переключатель автоматически соединяет антенну с выходом генератора СВЧ и защищает вход приемника от воздействия мощного импульса передатчика.

После окончания импульса антенна через переключатель соединяется с входом приемника и остается в этом положении до передачи следующего импульса.

Принятые отраженные сигналы в приемнике усиливаются и преобразуются в видеоимпульсы, подаваемые на индикатор. Индикатор преобразует электрические сигналы приемника в видимое изображение, для чего используется электронно-лучевая трубка, позволяющая одновременно вести наблюдение за многими объектами и определять координаты этих объектов (например, направление на них и расстояние до этих объектов).

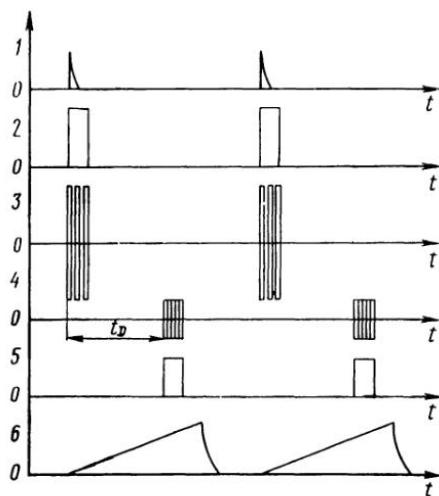


Рис. 265. Временные диаграммы работы импульсной РЛС

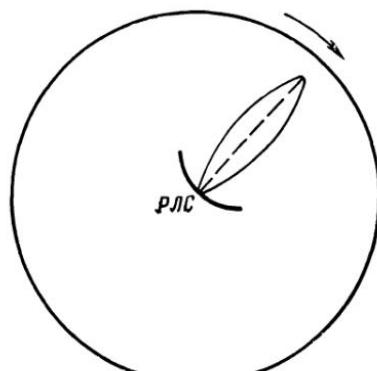


Рис. 266. Круговой линейный обзор

Для определения угловых координат объектов антенна имеет связь с индикатором через специальный блок передачи данных углового положения антенны.

Работа импульсной РЛС иллюстрируется временными диаграммами, представленными на рис. 265.

Запускающие импульсы 1 синхронизатора поступают одновременно на модулятор передатчика и индикатор. Сформированный в модуляторе прямоугольный кратковременный импульс высокого напряжения 2 воздействует на генератор сверхвысокой частоты (СВЧ), который создает кратковременный мощный импульс колебаний СВЧ 3, передаваемый в антенну. Принятые отраженные сигналы 4 усиливаются приемником и детектируются. В результате на выходе приемника получаем кратковременные импульсы постоянного напряжения (видеоимпульсы) 5, передаваемые на индикатор, развертывающее напряжение 6 электронно-лучевой трубки которого включается запускающим импульсом синхронизатора.

Чтобы обнаружить объект, антенна РЛС периодически облучает все точки зоны, подлежащей контролю, т. е. совершают обзор заданного пространства.

Наиболее распространенным является круговой (или секторный) линейный обзор, широко используемый в судовых навигационных радиолокаторах для обнаружения и определения координат надводных и наземных объектов. В этом случае луч антенны с равномерной скоростью перемещается в горизонтальной плоскости, совершая круговые или (при секторном обзоре) возвратно-круговые движения (рис. 266). Скорость вращения антенны выбирается таким образом, чтобы период обзора $T_{\text{обз}}$ был меньше. Это повышает точность измерения координат и уменьшает скачки отметок отраженных сигналов от движущихся объектов, воспроизводимых на экране индикатора. Однако уменьшение $T_{\text{обз}}$ снижает накапливание энергии отраженных сигналов и ухудшает тем самым условия наблюдения сигналов на экране индикатора при наличии помех.

Время облучения точечного объекта $t_{\text{обл}}$ (размеры которого меньше, чем линейные размеры диаграммы направленности антенны) зависит от угла направленности антенны в горизонтальной плоскости и угловой скорости обзора

$$t_{\text{обл}} = \frac{\alpha_{\text{гор}}}{\Omega},$$

где Ω — угловая скорость обзора, $^{\circ}/\text{s}$;

$\alpha_{\text{гор}}$ — угол направленности антенны в горизонтальной плоскости, $^{\circ}$.

Между угловой скоростью обзора и частотой вращения антенны n имеет место следующая зависимость $\Omega = 6n$. Тогда время облучения

$$t_{\text{обл}} = \frac{\alpha_{\text{гор}}}{6n}. \quad (187)$$

Время облучения выбирают исходя из периода T_i следования импульсов и заданного минимального числа $N_{\text{пак}}$ отраженных импульсов в пачке, необходимого для уверенного наблюдения за объектом на экране индикатора.

§ 88. Эксплуатационные и технические характеристики импульсной РЛС

Каждый тип радиолокационной станции имеет определенные эксплуатационные и технические характеристики. Эксплуатационные характеристики, или параметры, характеризуют способность РЛС выполнять те или иные навигационные задачи.

Исходя из эксплуатационных характеристик или требований, предъявляемых к судовой РЛС, выбираются ее технические параметры.

Таким образом, эксплуатационные и технические характеристики РЛС связаны между собой определенной взаимосвязью.

Главными эксплуатационными параметрами судовой РЛС являются: максимальная дальность, минимальная дальность, мертвая зона, разрешающая способность и точность измерения координат объекта.

Максимальная дальность действия РЛС зависит от ряда факторов, главные из которых: направленность антенны, мощность и длительность импульса, чувствительность приемного устройства, форма и размеры отражающего объекта, длина волны РЛС и состояние атмосферы. Современные судовые навигационные радиолокаторы рассчитаны на максимальную дальность действия 16—64 морских миль.

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, антenna отключена от приемника. Интервал времени, в течение которого длится зондирующий импульс, соответствует расстоянию

$$D_{\min}(\tau_i) = \frac{c\tau_i}{2}.$$

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

$$D_{\min}(\tau_i) = \frac{3 \cdot 10^8 \tau_i}{2 \cdot 10^6} = 150\tau_i.$$

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

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

Кроме длительности импульсов на величину минимальной дальности РЛС оказывает влияние так называемая мертвая зона станции,

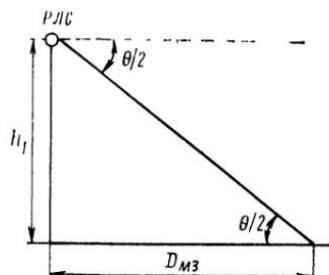


Рис. 267. Минимальная дальность РЛС

зависящая от высоты установки антенны и ширины диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости. Как следует из рис. 267, величина мертвых зон равна

$$D_{\text{м.з.}} = \frac{h_1}{\tan \theta/2},$$

где h_1 — высота установки антенны;

θ — ширина диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости.

Таким образом, даже при очень малых значениях длительности импульса минимальная дальность может оказаться большой за счет увеличения мертвых зон РЛС.



Рис. 268. Разрешающая способность РЛС по дальности

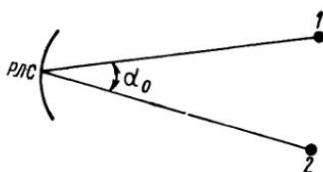


Рис. 269. Разрешающая способность РЛС по направлению

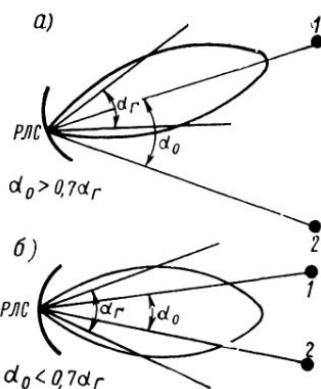


Рис. 270. К определению разрешающей РЛС по направлению

Разрешающая способность РЛС характеризует возможность различного наблюдения и определения координат нескольких объектов, расположенных на определенном расстоянии друг от друга.

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

Разрешающая способность по дальности численно оценивается расстоянием ΔR между двумя различно наблюдаемыми точечными объектами, расположенными в створе с РЛС. Пусть в направлении распространения зондирующего импульса находятся два точечных объекта 1, 2 на расстоянии r друг от друга (рис. 268).

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 τ_i импульса, а сигнал от второго объекта запаздывает на время $t = \frac{2r}{c}$, то условием раздельного приема сигналов будет являться

неравенство $t > \tau_{ii}$. Умножив левую и правую части этого выражения на $\frac{c}{2}$, получим

$$\frac{ct}{2} > \frac{c\tau_{ii}}{2}. \quad (188)$$

Левая часть выражения (188) представляет собой расстояние между объектами $r = \frac{ct}{2}$, а правая часть $\Delta R = \frac{c\tau_{ii}}{2}$ называется разрешающим расстоянием РЛС. Следовательно, для раздельного приема сигналов от первого и второго объектов необходимо, чтобы расстояние между ними было больше разрешающего расстояния, которое зависит от длительности импульса.

Рассмотренное значение разрешающей способности по дальности является предельным, или потенциальным. На практике при приеме радиолокационных сигналов в условиях наличия помех, из-за дополнительного расширения импульсных сигналов в приемнике за счет конечных размеров пятна на экране электронно-лучевой трубки индикатора и пр. реальная разрешающая способность будет всегда хуже, чем потенциальная.

Разрешающей способностью по направлению или азимуту называется возможность раздельного обнаружения и определения координат нескольких точечных объектов 1, 2, расположенных на одинаковом расстоянии от РЛС, под углом α_0 (рис. 269). Если угол $\alpha_0 > 0,7 \alpha_r$, где α_r — ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости по точкам половинной мощности (на уровне 0,5), то отраженные сигналы от объектов 1 и 2 будут приниматься раздельно (рис. 270, а). При $\alpha_0 \leq 0,7 \alpha_r$ отраженные сигналы от обоих объектов будут приниматься одновременно и разрешение оказывается невозможным (рис. 270, б).

Величина $0,7 \alpha_r$ называется потенциальным разрешающим углом РЛС. Чем меньше разрешающий угол, тем выше разрешающая способность РЛС по азимуту.

Точность измерения координат зависит от параметров радиолокационной станции. Например, ошибка в измерении расстояний от объектов, при прочих равных условиях, уменьшается с уменьшением длительности импульсов. Ошибка в определении направления на тот или иной объект будет тем меньше, чем более узкой будет диаграмма направленности антенны в горизонтальной плоскости.

Основными техническими характеристиками, или параметрами, судовой навигационной РЛС импульсного типа являются: длина волны (частота заполнения импульсов), частота следования (повторения) и длительность импульсов, мощность РЛС, чувствительность и полоса пропускания приемника, направленность антенны и пр.

Длина волны судовой РЛС выбирается исходя из требований: обеспечить работу импульсами малой длительности; получить минимальную ширину диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости без чрезмерного увеличения размеров антенны; обеспечить обнаружение не только больших, но и малых низкорасположенных надводных объектов; получить заданную дальность действия и пр.

При учете влияния импульсного характера сигналов на выбор длины волны следует иметь в виду, что высокочастотные колебания, как известно, нарастают и спадают в электрических цепях не мгновенно, а постепенно по экспоненциальному закону (рис. 271). Например, процесс установления колебаний в контуре выражается следующей зависимостью:

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

где α — коэффициент затухания контура, равный $\alpha = \frac{\pi f}{Q}$;

Q — добротность колебательной системы;

f — частота заполнения импульса.

Процесс спадания колебаний в контуре происходит по закону

$$u = U_m e^{-\alpha t}.$$

Для того чтобы за время $t = \tau_i$ амплитуда колебаний достигла уровня $0,95 U_m$, необходимо выполнить условие $\alpha \tau_i \geq 3$. Тогда $\frac{\pi f}{Q} \tau_i \geq 3$ или $f \geq \frac{Q}{\pi \tau_i}$.

Следовательно, длина волны должна быть

$$\lambda = \frac{c}{f} \leq \frac{c \tau_i}{Q}, \quad (189)$$

Рис. 271. Импульсный характер радиосигналов

где c — скорость распространения радиоволн.

Как следует из выражения (189), с уменьшением длительности импульсов и увеличением добротности колебательной системы длина волн РЛС должна быть меньше.

Практически судовые навигационные РЛС используют диапазон сантиметровых радиоволн 0,8—10 см. Причем наибольшее распространение получили судовые навигационные РЛС, работающие на волне $\lambda = 3,2$ см. Применение этой длины волн позволяет получить импульсы сверхвысокой частоты длительностью до 0,1—0,05 мкс, выполнить задачу обнаружения низкорасположенных малых подводных объектов, обеспечить создание антенн с узкой диаграммной направленностью в горизонтальной плоскости ($0,7 \div 1^\circ$) при допустимых в судовых условиях размерах антенн (220÷320 см), сравнительно уменьшив влияние метеорологических факторов (дождь, туман и пр.) на дальность действия радиолокационной станции.

При необходимости повысить дальность радиолокационного наблюдения и избавиться от мешающих отражений от дождевых капель, низких облаков и пр. используют РЛС, работающие на волне 10 см. При этом из-за расширения диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости до $2 \div 3^\circ$ и увеличении длительности импульсов до 1 мкс разрешающая способность РЛС по дальности и угловым координатам ухудшается и снижается точность определения координат. При необходимости значительного повышения разрешающей

способности РЛС используют диапазон миллиметровых радиоволн ($\lambda = 8$ мм). При этом обеспечивается: укорочение длительности импульсов до 0,05—0,02 мкс, сужение диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости до $0,2^\circ$ — $0,25^\circ$, но одновременно уменьшается дальность радиолокационного наблюдения из-за возрастающих потерь в атмосфере и увеличиваются помехи за счет отражения энергии от низких облаков, дождевых капель, взволнованной морской поверхности и пр.

Частота следования импульсов определяется заданной максимальной дальностью действия РЛС, а также зависит: от числа импульсов, которые должны облучать точечный объект за один оборот антенны (количество отраженных импульсов в пачке), от ширины диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости и от скорости вращения антенны.

Для обеспечения однозначного определения расстояний интервал времени между соседними импульсами (период следования импульсов) должен быть больше времени t_{\max} , в течение которого зондирующий импульс достигает объекта, расположенного на заданном максимальном расстоянии D_{\max} и отражается обратно:

$$T_{\text{и}} > t_{\max}, \quad \text{где } t_{\max} = \frac{2D_{\max}}{c}.$$

Поскольку $T_{\text{и}} = \frac{1}{F_{\text{и}}}$, то частота следования импульсов не должна превышать

$$F_{\text{и}} < \frac{c}{2D_{\max}}. \quad (190)$$

Таким образом, выражение (190) определяет максимально допустимую частоту следования F_{\max} .

Минимальное значение частоты следования F_{\min} определяется исходя из заданного количества отраженных импульсов N_{\min} в пачке, которое равно

$$N_{\min} = F_{\text{i min}} t_{\text{обл.}}$$

Тогда, согласно формуле (187)

$$N_{\min} = \frac{F_{\text{i min}} \alpha_{\text{гор}}}{6n},$$

откуда

$$F_{\text{i min}} = \frac{N_{\min} 6n}{\alpha_{\text{гор}}},$$

где N_{\min} должно быть не менее 10—15 импульсов.

Следовательно, рабочая частота следования импульсов должна удовлетворять условию

$$F_{\text{i min}} < F_{\text{i}} < F_{\text{i max}}.$$

Мощность передатчика оказывает влияние на дальность действия РЛС. Различают мощность среднюю и импульсную. Импульсной является средняя мощность за время длительности импульса. Для импульсов, форма которых отличается от прямоугольной, импульсная мощность будет

$$P_{\text{и}} = \int_0^{\tau_{\text{и}}} \frac{P dt}{\tau_{\text{и}}} ,$$

где P — средняя мощность за период высокой частоты заполнения импульса.

Средней называется мощность за период следования импульсов. Как следует из рис. 272, для импульсов прямоугольной формы между импульсной и средней мощностями существует следующая зависимость:

$$P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} = P_{\text{ср}} T_{\text{и}},$$

откуда

$$P_{\text{ср}} = P_{\text{и}} \frac{\tau_{\text{и}}}{T_{\text{и}}} \quad \text{или} \quad P_{\text{ср}} = P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} F_{\text{и}}. \quad (191)$$

Отношение $\frac{\tau_{\text{и}}}{T_{\text{и}}}$ называется коэффициентом заполнения, а величина, обратная коэффициенту заполнения $\frac{T_{\text{и}}}{\tau_{\text{и}}}$, — скважностью РЛС. Скважность — это число, показывающее во сколько раз импульсная мощность РЛС больше средней мощности.

Чувствительность и полоса пропускания приемника являются важными параметрами РЛС, так как наряду с мощностью передатчика определяют дальность действия и качество работы РЛС. Чувствительность приемника характеризует его способность принимать слабые сигналы при воздействии помех.

В диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн источником помех являются собственные шумы, создаваемые приемником. Шумы приемника возникают из-за теплового движения электронов и других носителей зарядов в активных сопротивлениях и проводниках. Вызываются флюктуациями электронного потока, обусловленными дробовым эффектом электронных ламп, и флюктуациями, сопровождающими прохождение носителей заряда через потенциальные барьеры в полупроводниковых приборах и пр.

Шумовые свойства приемника характеризуются коэффициентом шума $N_{\text{ш}}$, который представляет собой отношение

$$N_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{с. вх}}}{P_{\text{ш. вх}}} : \frac{P_{\text{с. вых}}}{P_{\text{ш. вых}}}, \quad (192)$$

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 приемника;

$P_{\text{ш. вых}}$ — мощность шумов на выходе приемника.

Коэффициент шума показывает, во сколько раз реальный приемник ухудшает отношение сигнала к шумам по сравнению с идеальным, не шумящим, приемником. Из выражения (192) можно определить мощность сигнала на входе приемника

$$P_{c.vx} = N_{sh} \frac{P_{c.vых}}{P_{ш.вых}} P_{ш.вых}.$$

Отношение $\frac{P_{c.vых}}{P_{ш.вых}} = q$ называется коэффициентом различимости. Тогда

$$P_{c.vx} = N_{sh} q P_{ш.вых}. \quad (193)$$

Шумы на входе приемника возникают за счет теплового движения электронов в антенне, которые создают на сопротивлении R_A , равном сопротивлению излучения антенны, мощность шумов, равную

$$P_{ш.вых} = kT_A \Delta f, \quad (194)$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град;

T_A — температура антенны в кельвинах;

Δf — полоса пропускания частот.

Подставляя равенство (194) в формулу (193), получим окончательно:

$$P_{c.vx} = N_{sh} q k T_A \Delta f. \quad (195)$$

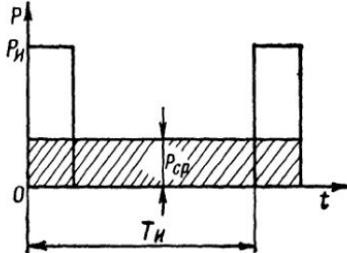


Рис. 272. Мощность РЛС

Чувствительность приемника характеризуется минимальной мощностью сигнала на его входе при заданном значении коэффициента различимости.

Из выражения (195) следует, что чувствительность приемника в основном определяется коэффициентом шума N_{sh} и шириной частного спектра Δf .

Численно чувствительность приемника выражается в единицах мощности (долях ватта) или децибелах

$$10 \lg \frac{P_{оп}}{P_{пр. min}},$$

где $P_{оп}$ — опорный уровень мощности, равный, обычно, 1 Вт;

$P_{пр. min}$ — чувствительность приемника в долях ватта.

Полоса пропускания приемника не должна быть очень узкой, чтобы не вызвать искажений импульсных сигналов. С другой стороны, слишком широкая полоса пропускания увеличивает собственные шумы и тем самым уменьшает чувствительность приемника.

Обычно для приемников судовых навигационных РЛС полоса пропускания выбирается из соотношения

$$\Delta f = \frac{1,2 - 1,37}{\tau_H}.$$

Таким образом, полоса пропускания находится в обратной зависимости от длительности импульса.

Для получения высокой разрешающей способности по азимуту и обеспечения заданной дальности радиолокационного наблюдения при наличии крена и дифферента судна форма диаграммы 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 радиолокационной антенны, являются: ширина диаграммы направленности в горизонтальной α_r и вертикальной θ 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 отношение максимальной интенсивности излучения A_{\max} к средней интенсивности излучения A_{cp}

$$G_A = \frac{A_{\max}}{A_{cp}}.$$

Под интенсивностью излучения понимается излучаемая мощность P на единицу телесного угла, тогда:

$$A_{\max} = \frac{P}{\alpha_r \theta} \quad \text{и} \quad A_{cp} = \frac{P}{4\pi},$$

откуда коэффициент направленности антенны будет

$$G_A = \frac{4\pi}{\alpha_r \theta}. \quad (196)$$

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 γ мощности P_b максимального бокового лепестка к мощности P основного лепестка

$$\gamma = 10 \lg \frac{P_b}{P}.$$

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 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.

Таблица 2

Наименование параметра	Значения параметра		
Длина волны, см	10	3,2	0,8
Ширина раскрытия антенны, м . .	3,3—3,6	0,9—3,3	0,9—2,2
Ширина диаграммы направленности антенны на уровне 0,5 в градусах:			
в горизонтальной плоскости . .	1,8—2,3	0,6—1,8	0,3—0,4
в вертикальной плоскости . .	18—22	15—27	07—24
Ослабление боковых лепестков, дБ	23—26	21—28	—
Частота вращения антенны, об/мин	12—20	15—25	24—40
Мощность в импульсе, кВт . . .	60—80	3—80	15—30
Длительность импульсов, мкс . . .	0,1—1	0,05—1	0,02—0,05
Частота следования импульсов, имп/с	—	—	—
Полоса пропускания приемника, МГц	6—12	6—25	50—60
Максимальная дальность по шкале индикатора	50—64 мили	12—64 мили	8—10 км
Диаметр экрана, см	42—45	12—45	30—45
Минимальная шкала дальности индикатора	0,5—1 мили	0,25—1 мили	0,5—1 км
Чувствительность приемника, Вт . .	10 ⁻¹¹ —10 ⁻¹²	10 ⁻¹¹ —10 ⁻¹²	10 ⁻¹⁰ —10 ⁻¹¹

В табл. 2 приведены типовые технические параметры некоторых судовых навигационных РЛС отечественного и иностранного производства.

§ 89. РЛС непрерывного излучения сигналов

В радиолокационных системах непрерывного излучения колебаний обнаружение сигналов, отраженных от объектов, возможно только в том случае, когда частота принимаемых сигналов отличается от частоты излучаемых или зондирующих сигналов. Для этой цели используется эффект Допплера — Белопольского или модуляция радиолокационных сигналов.

Сущность эффекта Допплера — Белопольского состоит в том, как известно, что частота колебаний, отраженных от движущегося объекта, отличается от частоты колебаний, излучаемых радиолокационной станцией.

Если относительно неподвижной РЛС (рис. 273), излучающей немодулированные колебания с частотой f_1 , движется объект, то за единицу времени на него будет попадать больше или меньше колебаний

на величину Δf . В результате этого частота принимаемых отраженных сигналов от данного объекта, в зависимости от его направления, будет $f_2 = f_1 \pm \Delta f$.

Определим значение частоты f_2 . Когда передатчик излучает колебания с угловой частотой $\omega_1 = 2\pi f_1$, текущая 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.

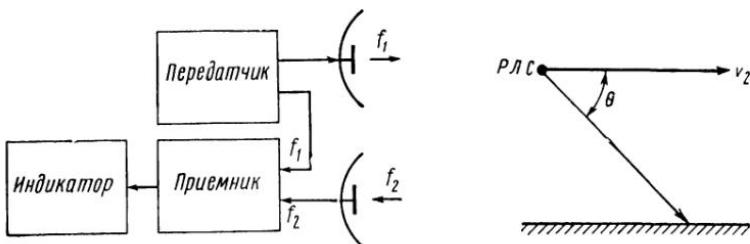


Рис. 273. Блок-схема РЛС немодулированных колебаний

Рис. 274. Измеритель скорости

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

$$\omega_2 = \frac{d\varphi_2}{dt} = \omega_1 \left(1 - \frac{2}{c} \frac{dD}{dt} \right) \text{ или } f_2 = f_1 \left(1 - \frac{2v_D}{c} \right),$$

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

Подавая на вход приемника излучаемые и принимаемые отраженные сигналы, получим на выходе приемника биение с разностной частотой, называемой допплеровской

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

Выражая радиальную скорость в километрах в час, а частоту f_1 через длину волн в сантиметрах, получим следующее выражение для определения частоты биений (допплеровского сдвига частоты):

$$F_D = 55,6 \frac{v_D}{\lambda_1}, \quad (197)$$

где

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

Немодулированная система непрерывного излучения (допплеровская система РЛС) позволяет обнаружить движущийся объект, определить радиальную скорость объекта и, благодаря прямолинейному распространению радиоволн, с помощью направленной антенны определить направление — запеленговать объект. Одним из достоинств данной системы является возможность обнаружения (селекции) движущихся объектов на фоне мешающих отражений.

Допплеровские РЛС используются, например, в качестве измерителей скорости летательных аппаратов и угла сноса. В этом случае осмотронаправленная антenna РЛС, находящейся на борту, облучает поверхность земли и принимает отраженные сигналы (рис. 274). Если летательный аппарат перемещается с путевой скоростью v_r , то при горизонтальном полете радиальная составляющая скорости равна

$$v_D = v_r \cos \theta.$$

Следовательно, согласно выражению (197) допплеровский сдвиг частоты будет иметь величину $F_D = 55,6 \frac{v_r}{\lambda_1} \cos \theta$, откуда путевая скорость оказывается равной $v_r = F_D \frac{\lambda_1}{55,6 \cos \theta}$. Для определения угла сноса летательного аппарата диаграмму направленности антенны поворачивают в горизонтальной плоскости до получения максимальной частоты допплеровского сдвига. Максимальная частота будет в момент совпадения оси диаграммы направленности антенны с вектором путевой скорости. При этом угол между осью диаграммы направленности антенны и летательного аппарата является углом сноса. Для увеличения точности измерения угла сноса и путевой скорости применяют многолучевые системы с излучением в двух, трех или четырех направлениях.

В последнее время допплеровские РЛС начали применять в морском судовождении для измерения скорости судна при швартовке. Дело в том, что с появлением крупнотоннажных судов, например, танкеров водоизмещением 200 тыс. т и более усложнилась проводка в порт и швартовка судов к причалу. Огромная инерция судна делает опасным соприкосновение его с причалом даже при относительно небольшой скорости движения — 8—10 м/мин. Применяемый до настоящего времени визуальный способ оценки скорости судна по береговым ориентирам при таких малых значениях скорости и больших габаритах судна оказывается непригодным. В Англии фирмой «Маркони» разработана и была испытана допплеровская РЛС трехсантиметрового диапазона волн, предназначенная для измерения скорости сближения судна с причалом, получившая название SAMI (Doppler Speed of Approach Measurement Indicator).

В состав РЛС входит: приемопередатчик, индикаторное устройство и зеркальная антenna. Источником питания служат сухие батареи или сеть переменного тока 230 В, 50 Гц. Антenna может поворачиваться в двух плоскостях. Направленность антенны на объект контролируется специальным оптическим устройством. При ухудшении видимости ориентировка антенны в сторону объекта может осуществляться на

слух по максимальной слышимости отраженных сигналов. РЛС SAMI имеет следующие параметры:

Дальность действия в зависимости от состояния погоды, м:	
максимальная	1390—3706
минимальная	15,25
Шкалы измеряемых скоростей, м/мин	154,4—308,8
Разрешающая способность по скорости	0,3 м/мин
Ширина диаграммы направленности антенны, °	2,8—3,4
Диаметр зеркала антенны, см	60—75

Индикаторами направления и скорости являются стрелочные приборы и лента записывающего аппарата. Минимальная измеряемая скорость около 2 м/мин.

РЛС устанавливается на причале и измеряет скорость приближающегося к причалу судна. В зависимости от условий швартовки могут быть использованы два или три комплекта РЛС. Например, одна

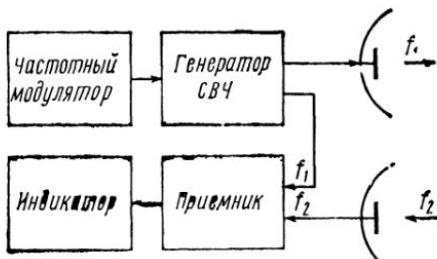


Рис. 275. Частотно-модулированная РЛС

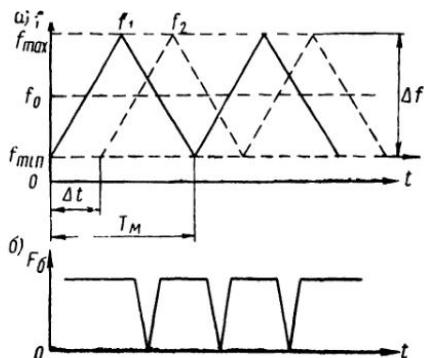


Рис. 276. Изменение частоты РЛС

РЛС определяет скорость движения судна при входе в гавань, а две другие — скорости подхода судна носом и кормой, когда судно подталкивается буксирами к причалу и т. д. При установке РЛС на судне антenna облучает стенку причала. На больших судах РЛС рекомендуется устанавливать на баке и юте.

Модулированные РЛС непрерывного излучения используют обычно частотную модуляцию (рис. 275). Частотный модулятор может управлять колебаниями генератора сверхвысокой частоты по синусоидальному закону или по закону симметричной треугольной кривой (рис. 276, а).

Как видно из этого рисунка, частота принимаемых отраженных сигналов f_2 в каждый момент времени отличается от частоты f_1 излучаемых колебаний на величину F_b , пропорциональную времени Δt , которое необходимо для распространения радиоволн до объекта и обратно $\Delta t = \frac{2D}{c}$. На этом же графике показан закон изменения разностной частоты биений F_b .

Скорость изменения частоты на линейном участке кривой f_1 будет равна

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

где Δf — пределы отклонения (девиация) частоты;

T_m — период модуляции;

F_m — частота модуляции.

Тогда разностная частота биений определяется выражением

$$F_b = f_1 - f_2 = \frac{df_1}{dt} \frac{2D}{c} = D \frac{4\Delta f F_m}{c},$$

откуда расстояние до объекта равно

$$D = F_b \frac{c}{4\Delta f F_m}. \quad (198)$$

Выражение (198) соответствует неподвижному объекту и не учитывает уменьшение частоты биений до нуля в момент времени, когда $f_1 = f_2$ (рис. 276, б).

Таким образом, частотно-модулированная РЛС позволяет обнаружить объект, определить дальность и направление до него. В качестве приборов для измерения разностной частоты биений обычно используются счетчики импульсов (периодов $T_b = \frac{1}{F_b}$). Поэтому, отсчет дальности имеет дискретный характер. Количество N периодов колебаний (импульсов) за период модуляции T_m равно

$$N = \frac{T_m}{T_b} = \frac{F_b}{F_m}.$$

Из выражения (198) следует, что

$$N = D \frac{4\Delta f}{c}. \quad (199)$$

Минимально измеряемая дальность ограничена числом импульсов $N = 1$, так как все меньшие расстояния дадут тот же результат измерения. Значит, при $N = 1$ $D = D_{min}$. Тогда из выражения (199) 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 Δf . Преимуществом частотно-модулированных РЛС является возможность измерения очень малых расстояний с высокой точностью. К основным недостаткам следует отнести сложность создания частотно-модулированных РЛС для одновременного наблюдения за несколькими, особенно подвижными, объектами.

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.

Перспективным является применение РЛС данного типа для швартовых операций, когда необходимо знать расстояние до причала или судна с большой точностью.

Глава XX

ОТРАЖЕНИЕ РАДИОВОЛН ОТ ОБЪЕКТОВ

§ 90. Основные свойства радиолокационных объектов

Когда на пути распространения радиоволн находится какой-либо объект — тело, отличающееся по своим электрическим параметрам от окружающей среды, то в поверхностном слое этого объекта под действием облучающего электромагнитного поля возникают высокочастотные токи, создающие вторичное поле, переизлучаемое объектом в окружающее пространство. Вторичное поле создает отраженные сигналы, принимаемые радиолокационной станцией.

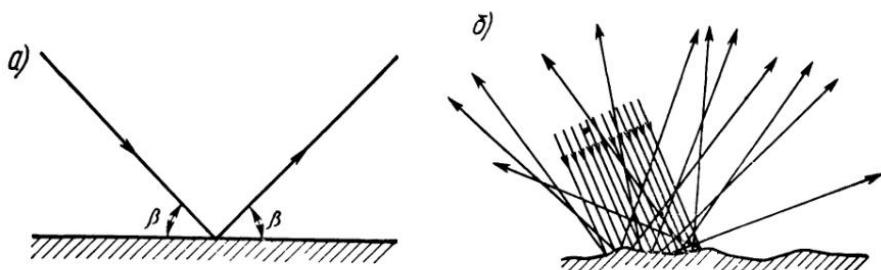


Рис. 277. Отражение радиоволн от объектов
а — зеркальное, б — рассеянное

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

Зеркальное отражение происходит при гладкой отражающей поверхности, когда размеры объекта и радиус кривизны участков его поверхности много больше длины волны облучающего поля. В этом случае отражение энергии происходит по законам, близким к оптическим (рис. 277, а).

Шероховатая поверхность отражающего объекта вызывает рассеянное отражение. В этом случае из-за различного расположения элементов отражающей поверхности относительно фронта падающей волны, электромагнитная энергия отражается в различных направлениях, т. е. радиоволны рассеиваются (рис. 277, б).

Когда размеры объекта или его отдельных частей соизмеримы с длиной волны, то возможно резонансное возбуждение участков по-

верхности объекта и интенсивность отраженных сигналов может возрасти. Однако резонансное отражение по своему характеру неустойчиво и будет зависеть от размеров, форм и положения отражающего объекта или его отдельных частей по отношению к фронту падающей волны.

В судовых условиях резонансное отражение может проявляться в диапазоне метровых волн, когда отдельные части корпуса судна, его надстроек или такелажа оказываются настроенными на длину волны РЛС.

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

Эффективная поверхность рассеяния представляет собой некоторую эквивалентную непоглощающую площадь S_o , которая будучи помещена в точку расположения объекта создает на входе антенны РЛС мощность отраженного сигнала, равную мощности создаваемой отражением от реального объекта, например от судна того или иного типа (рис. 278). Численно величина ЭПР объекта равна (в м^2):

$$S_o = \frac{P_2}{\Pi_1} G_o, \quad (200)$$

где P_2 — мощность, переизлучаемая объектом в окружающее пространство, Вт;

Π_1 — плотность мощности зондирующего сигнала, создаваемая у объекта, Вт/ м^2 ;

G_o — коэффициент направленности объекта, характеризующий степень концентрации рассеиваемой объектом мощности в направлении радиолокационной станции.

Эффективная поверхность рассеяния может быть вычислена только для объектов простейшей формы, например металлического листа, шара, углкового отражателя и пр. Эффективная поверхность рассеяния объектов более сложной формы, например судна или другого надводного объекта, определяется только экспериментально.

§ 91. Эффективная поверхность рассеяния объектов простейшей формы

Практическое значение имеет определение эффективной поверхности рассеяния металлического листа, шара, углкового отражателя и пр.

Если размеры нормально расположенного по отношению к РЛС металлического листа во много раз больше длины волны облучаемого

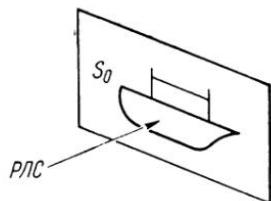


Рис. 278. Эффективная поверхность рассеяния

поля (рис. 279), то по аналогии с синфазной, односторонне излучающей антенной

$$S_o = S G_o,$$

где S — геометрическая площадь листа, равная $S = ab$;

G_o — коэффициент направленности нормально расположенного листа.

Согласно формуле (196) коэффициент направленности G_o может быть выражен как отношение полного телесного угла сферы к телесному углу, в пределах которого происходит отражение энергии от листа,

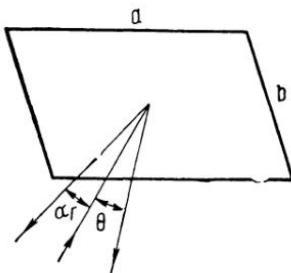


Рис. 279. Отражение от металлического листа

$$G_o = \frac{4\pi}{\alpha_r \theta},$$

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

Отсюда

$$G_o = 4\pi \frac{S}{\lambda^2}; \quad S_o = SG_o = 4\pi \frac{S^2}{\lambda^2}. \quad (201)$$

Таким образом, ЭПР металлического листа прямо пропорциональна второй степени площади и обратно пропорциональна квадрату длины волны.

Благодаря зеркальному отражению в сторону РЛС, при нормальном облучении, ЭПР металлического листа имеет очень большую величину. Например, ЭПР листа площадью $S = 1 \text{ м}^2$ при длине волны $\lambda_1 = 10 \text{ см}$ равна

$$S_{o1} = \frac{4\pi}{0,01} = 1256 \text{ м}^2;$$

при длине волны $\lambda_2 = 3,2 \text{ см}$

$$S_{o2} = 4\pi \frac{1}{10,24} = 12265 \text{ м}^2$$

и при $\lambda_3 = 0,8 \text{ см}$

$$S_{o3} = 4\pi \frac{10^8}{0,64} = 196250 \text{ м}^2.$$

При отклонении направления облучения от нормали ЭНР листа очень резко уменьшается. Происходит это потому, что диаграмма отражения листа аналогична диаграмме направленности синфазной антенны, которая характеризуется острой направленностью.

Для увеличения интенсивности отражения в достаточно большом секторе облучения применяют искусственные уголковые отражатели, ЭПР которых остается почти постоянной в секторе облучения, достигающем одного октанта сферы.

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

Простейший уголковый отражатель состоит из трех взаимно перпендикулярных пластин (рис. 280, а).

В соответствии с законами геометрической оптики уголковые отражатели обладают способностью возвращать падающие электромагнитные волны в направлении облучающей РЛС после трехкратного отражения от стенок, которые испытывает волна.

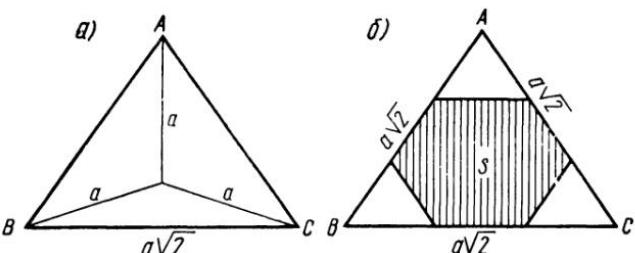


Рис. 280. Углковый отражатель

ЭПР уголкового отражателя приближенно равна ЭПР шестиугольной пластины, образованной в раскрытии уголкового отражателя (рис. 280, б). Поскольку площадь этой пластины равна $S = \frac{a^2}{\sqrt{3}}$, то, подставив значение S в выражение (201), найдем ЭПР уголкового отражателя данного типа:

$$S_0 = \frac{4\pi a^4}{3\lambda^3}.$$

Угловые отражатели широко используются для установки на буях, судах с деревянным корпусом, спасательных шлюпках, отлогих берегах и других слабо отражающих объектах, повышая их дальность обнаружения. Например, ЭПР морского буя первого класса составляет около 1 м^2 , а ЭПР уголкового отражателя, показанного на рис. 280, а, со стороной $a = 0,43 \text{ м}$ равна 194 м^2 .

Чтобы обеспечить интенсивное отражение, не зависящее от направления облучения, уголковые отражатели монтируются в группы, или комплекты. На рис. 281, а изображен пятиугольный (пентагональный) комплект отражателей, смонтированных на буе, а на рис. 281, б показана диаграмма отражения этого комплекта в полярных координатах. Существенное значение имеют точность выполнения и жесткость конструкции уголковых отражателей. Например, отклонение внешнего края плоскостей отражателя на $\frac{\lambda}{3}$ от теоретического значения уменьшает мощность отраженного сигнала примерно на 50%.

Из объектов простейшей формы практический интерес представляет металлический шар, ЭПР которого не зависит от направления облучения и равна $S_0 = \pi R^2$, при условии, что $R \gg \lambda$, где R — радиус шара;

λ — длина облучаемой волны РЛС. При $\frac{\lambda}{R} < 2$ ЭПР металлического шара будет иной и определяется по формуле Релея

$$S_o = 144\pi^2 \frac{R^6}{\lambda^4}. \quad (202)$$

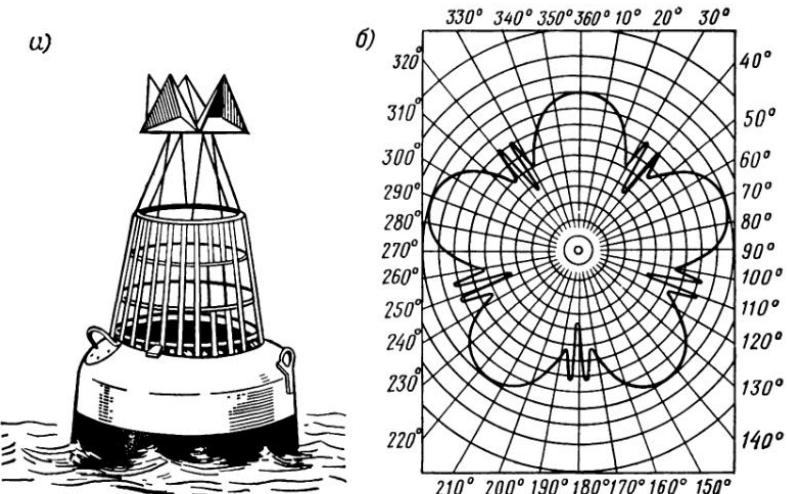


Рис. 281. Комплект угловых отражателей

Практически эту формулу используют при расчете эффективной поверхности рассеяния дождевых капель и иных взвешенных объектов, имеющих сферическую форму в случае, если $R < \lambda$.

§ 92. Эффективная поверхность рассеяния групповых объектов

Групповыми называются несколько одновременно облучаемых объектов, находящихся в пределах разрешающей площади, которая равна

$$S_p = 0,7\alpha_r D \frac{c\tau_i}{2},$$

где D — расстояние между РЛС и групповыми объектами.

В этом случае принимаемые отраженные сигналы представляют собой совокупность нескольких сигналов, отличающихся, в общем случае, по фазе и амплитуде. При этом фазы и амплитуды отдельных сигналов либо складываются между собой, увеличивая суммарную мощность, либо вычитаются, уменьшая соответственно суммарную мощность отраженных сигналов от групповых объектов.

Если, например, имеется групповой объект из двух одинаковых отражателей 1, 2, находящихся от РЛС на расстояниях D_1 и D_2

(рис. 282), то суммарная мощность отраженных сигналов будет равна

$$P_o = 4P_1 \cos^2 \left(\frac{2\pi}{\lambda} r \cos \theta \right),$$

а эффективная поверхность рассеяния группового объекта

$$S_o = 4S_{o1} \cos^2 \left(\frac{2\pi}{\lambda} r \cos \theta \right), \quad (203)$$

где P_1 — отраженная мощность от одного объекта;

S_{o1} — ЭПР одного объекта;

λ — длина волны РЛС;

θ — угол, характеризующий взаимное положение объектов.

Как следует из выражения (203), ЭПР группового объекта в зависимости от взаимного положения отдельных отражателей (угла θ) может иметь различную величину — от $S_o = 0$ до $S_o = 4 S_{o1}$.

Суда относятся к радиолокационным объектам сложной конфигурации. Судно состоит из большого числа отдельных отражателей различной формы и размеров (корпус судна, мачты, трубы, надстройки, такелаж и пр.). При движении, изменении ракурса облучения, качке число, взаимное расположение и облучаемая поверхность этих отдельных отражателей будут изменяться по случайному закону. В результате будет изменяться ЭПР судна, которая имеет наибольшую величину при облучении со стороны бортовых направлений и уменьшается при облучении со стороны носа и кормы.

Объясняется это тем, что судно, особенно его металлический корпус, как надводный объект, можно представить, в первом приближении, металлической отражающей пластиной, форма которой повторяет профиль сечения судна плоскостью, нормальной к направлению облучения. Поэтому в зависимости от ракурса облучения площадь этой эквивалентной пластины будет различной. При облучении под курсовым углом 90° левого или правого борта площадь эквивалентной пластины будет пропорциональна площади сечения диаметральной плоскости судна. При облучении с носа или кормы эта эквивалентная площадь будет пропорциональна площади сечения в плоскости шпангоутов, в точке наибольшей ширины судна.

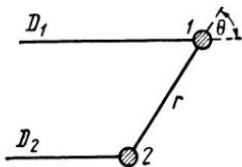


Рис 282 ЭПР групповых объектов

§ 93. Эффективная поверхность рассеяния распределенных объектов

Распределенными являются объекты, размеры которых превышают линейные размеры диаграммы направленности РЛС. Распределенные объекты разделяются на поверхностные и объемные.

Поверхностными, например, являются участки водной и земной поверхности, облучаемые зондирующими сигналами радиолокатора. В связи с тем, что РЛС обладает определенной разрешающей способ-

ностностью по дальности и по направлению, не вся поверхность суши или моря участвует в образовании отраженных сигналов, а только небольшая часть этой поверхности (рис. 283). Следовательно, облучение и прием отраженных сигналов происходят от поверхности, площадь которой равна

$$S = \alpha_r D \frac{c\tau_i}{2 \cos \beta}, \quad (204)$$

где β — угол скольжения луча.

Так как при локации надводных объектов с помощью судовой РЛС угол скольжения β имеет очень малую величину, то

$$S = \alpha_r D \frac{c\tau_i}{2}. \quad (205)$$

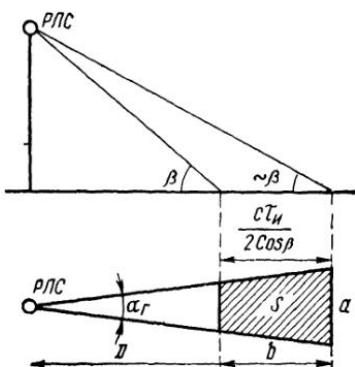


Рис. 283. ЭПР поверхностных объектов

Кроме отражающей площади, величина ЭПР поверхностного объекта зависит от характера отражающей поверхности, длины волны радиолокатора, поляризации облучающего поля и пр.

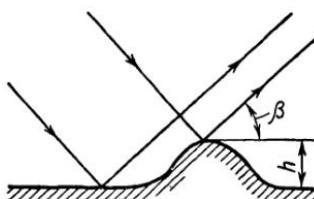


Рис. 284. К определению критерия шероховатости

Отражающая поверхность может быть гладкой или шероховатой. В зависимости от этого отражение будет зеркальным или рассеянным (диффузным). При гладкой поверхности энергия отражается в противоположном направлении от РЛС и прием сигналов отсутствует. Такой случай наблюдается при облучении гладкой морской поверхности или поверхности, покрытой асфальтом или бетоном, при облучении песчаных банок, отмелей и пр.

При наличии волнения водяная поверхность становится шероховатой. Отражение будет носить рассеянный или диффузный характер. При этом часть энергии, отраженной от взмученной поверхности, попадает на вход антенны радиолокатора, и возникают помехи при наблюдении за полезными сигналами, отраженными от надводных объектов (судов, знаков навигационного ограждения и пр.).

Критерий, определяющий условия, при которых поверхность моря считается гладкой или шероховатой, можно найти следующим образом. Если на водной поверхности возникает волна высотой h (рис. 284), то между лучом, отразившимся от гребня волны, и лучом, отразившимся от впадины волны, разность хода лучей будет

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

Эта разность соответствует фазовому сдвигу между лучами на угол

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

Согласно закону Релея поверхность считается гладкой, если разность фаз

$$\Delta\varphi < \frac{\pi}{2}.$$

Тогда условием зеркального отражения луча будет являться выражение

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

С увеличением расстояния, при данной высоте волны h и длине волн РЛС λ , уменьшается угол скольжения β луча. Отражение приобретает в большей степени зеркальный характер, и интенсивность сигналов, отраженных от взволнованной морской поверхности в сторону радиолокатора, ослабевает значительно быстрее, чем отражение от других надводных объектов.

Величину ЭПР водной поверхности можно определить следующим образом.

Мощность, поглощаемая отражающей площадкой:

$$P_1 = \Pi_1 S,$$

где Π_1 — плотность мощности, создаваемая радиолокатором над морской поверхностью на расстоянии D .

Учитывая высокую проводимость морской воды, тепловыми потерями в облучаемой поверхности можно пренебречь. Тогда переизлучаемая мощность в сторону РЛС будет

$$P_2 = P_1 = \Pi_1 S.$$

Поэтому, на основании формулы (200)

$$S_o = \frac{P_2}{\Pi_1} G_o = SG_o$$

или

$$S_o = G_o \alpha_r D \frac{c\tau_i}{2}. \quad (206)$$

где G_o — коэффициент направленности отражающей поверхности в сторону РЛС.

Величина G_o зависит от степени волнения (высоты и направления волны) и может изменяться в первом приближении от 0 до 1. Как следует из выражения (206), помехи от взволнованной морской поверхности могут быть снижены увеличением разрешающей способности РЛС, т. е. использованием импульсов малой длительности и применением

антенн с более узкой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости.

Объемными распределенными объектами является совокупность большого числа элементарных отражателей, заполняющих некоторый объем, воспроизводимых радиолокатором как один объект. К таким объектам относятся взвешенные в атмосфере жидкие и твердые частицы (дождь, град, туман, грозовые облака и пр.). ЭПР объемного объекта равна произведению числа элементарных отражателей, заключенных в данном объеме, в котором они воспринимаются как один

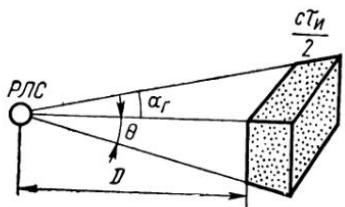


Рис. 285. Разрешающий объем РЛС с веерной диаграммой направленности антенны

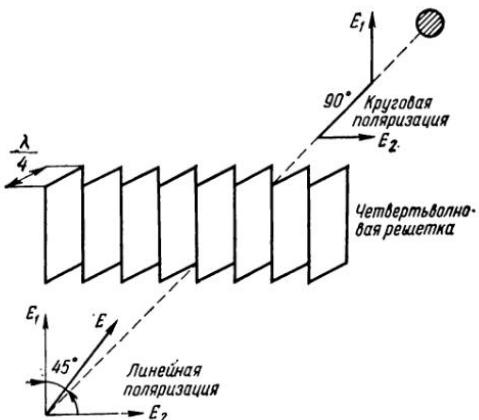


Рис. 286. Схема поляризационной решетки

объект, на эффективную площадь рассеяния одного элементарного отражателя. Например, для дождя

$$S_0 = S_{\text{ок}} NV,$$

где $S_{\text{ок}}$ — ЭПР одной дождевой капли;

N — количество капель в единице объема;

V — общий объем, в котором все дождевые капли воспринимаются как один объект.

Объем определяется длительностью импульсов РЛС и телесным углом луча антенны (рис. 285)

$$V = D^2 \alpha_r \theta \frac{c\tau_i}{2},$$

тогда

$$S_0 = S_{\text{ок}} ND^2 \alpha_r \theta \frac{c\tau_i}{2}.$$

Если в зоне дождя находится какой-либо объект, например судно, то отражение от дождевых капель может создать значительную помеху на экране индикатора для распознания отраженного от судна сигнала. Этую помеху можно несколько снизить укорочением длительности

импульсов РЛС и использованием антенны с большей направленностью (меньшим углом $\alpha_{\text{топ}}$). При этом мощность сигнала от судна практически не снизится, а мощность помех из-за отражения от дождевых капель уменьшится.

Помехи от дождевых капель можно также значительно уменьшить, применяя для облучения объектов электромагнитное поле с круговой поляризацией.

На практике поле с круговой поляризацией получают с помощью специальной поляризационной решетки из четвертьволновых металлических пластин, расположенных под углом 45° к вектору электрической составляющей поля падающей линейно поляризованной волны (рис. 286). Такая решетка размещается обычно в раскрыте 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. Последняя сквозь пластины решетки проходит свободно. Для параллельной составляющей поля пластины решетки представляют волновод. Поскольку фазовая скорость поля в волноводе больше, чем в свободном пространстве, при прохождении через решетку параллельная составляющая поля будет опережать по фазе перпендикулярную составляющую. Величина фазового сдвига между полями будет зависеть от расстояния между пластинами и размера пластин решетки в направлении распространения радиоволн. Эти размеры выбираются таким образом, чтобы на выходе решетки параллельная составляющая опережала перпендикулярную составляющую поля на угол 90° . Тогда после прямого прохождения решетки линейно поляризованное поле антенны преобразуется в поле с круговой поляризацией, поскольку между составляющими поля имеет место пространственный и фазовый сдвиг на 90° .

После отражения энергии от дождевых капель или иных объектов сферической формы параллельная составляющая поля, проходя решетку в обратном направлении, получит дополнительное опережение по фазе на 90° относительно перпендикулярной составляющей отраженного поля. Тогда на выходе антенны РЛС обе составляющие взаимно компенсируются, так как их амплитуды при отражении от объектов сферической формы одинаковы, а фазы противоположны.

Если в зоне дождя находится 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 выходе антенны радиолокатора будет создавать отраженный сигнал, интенсивность которого определяется разностью амплитуд вертикальной и горизонтальной составляющих вторичного поля, создаваемого судном при отражении энергии. Опыт показывает, что использование поля с круговой поляризацией подавляет отражение от дождевых капель примерно на 20—25 dB, при ослаблении полезного сигнала на 6—8 dB.

ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ РЛС

§ 94. Дальность действия РЛС в свободном пространстве

Дальность действия радиолокационной станции определяется максимальным расстоянием между радиолокатором и объектом, который должна обнаружить РЛС. Обнаружением называется процесс принятия решения о наличии или отсутствии радиолокационных сигналов в условиях помех.

При обнаружении могут возникать следующие ситуации: при условии, что сигнал есть фактически, 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. Значит, пропуск сигнала и ложная тревога являются ошибочными решениями при обнаружении. Поскольку результаты обнаружения радиолокационных сигналов на фоне помех носят вероятностный характер, то возможность возникновения тех или иных ситуаций принято характеризовать вероятностями правильных и ошибочных решений. В соответствии с этим различают: вероятность правильного обнаружения — $p_{\text{по}}$; вероятность правильного необнаружения — $p_{\text{пп}}$; вероятность пропуска сигнала — $p_{\text{пс}}$ и вероятность ложной тревоги — $p_{\text{лт}}$.

Правильное обнаружение и пропуск сигнала, при наличии сигнала, образуют группу несовместных событий. Поэтому сумма вероятностей этих событий равна единице:

$$1 = p_{\text{по}} + p_{\text{пс}}.$$

Аналогично правильное необнаружение при отсутствии сигнала и ложная тревога составляют полную группу несовместных событий, тогда

$$p_{\text{пп}} + p_{\text{лт}} = 1.$$

В соответствии с этим дальностью действия радиолокатора называют максимальное расстояние между РЛС и объектом, на котором обнаружение отраженных сигналов производится с заданными вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги.

Дальность действия радиолокационной станции зависит, в первую очередь, от параметров станции и отражающего объекта. Кроме того, на дальность действия оказывают влияние отражение радиоволн от земной или водной поверхности и состояние атмосферы. Дальность действия, определяемая параметрами станции и объекта без учета влияния земной (водной) поверхности и атмосферы, называется дальностью действия радиолокационной станции в свободном пространстве. Дальность действия в свободном пространстве определяется следующим образом. Если объект, например судно, расположен на рас-

стоянии D от радиолокационной станции, то при излучении станцией энергии во всех направлениях плотность потока мощности Π_0 , облучающего объект, будет равна излучаемой мощности P_i , деленной на площадь сферы,

$$\Pi_0 = \frac{P_i}{4\pi D^2}. \quad (207)$$

Так как радиолокационная станция имеет направленную антенну, эта плотность мощности увеличивается в G_A раз, т. е. составит

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

где G_A — коэффициент направленного действия антенны.

Объект с эффективной поверхностью рассеяния S_0 будет поглощать и вновь излучать во всех направлениях мощность, равную

$$P = \Pi_1 S_0 = \frac{P_i G_A S_0}{4\pi D^2}.$$

При этом мы допускаем, что потери энергии в облучаемом объекте равны нулю.

Мощность P рассеивается объектом во всех направлениях, и некоторая часть ее действует на вход антенны радиолокационной станции. Тогда плотность мощности Π_2 отраженного сигнала в точке приема будет

$$\Pi_2 = \frac{P}{4\pi D^2} = \frac{P_i G_A S_0}{(4\pi)^2 D^4}.$$

Эта плотность мощности создает на входе приемника, согласованного с антенной, мощность отраженного сигнала

$$P_{\text{пр}} = \Pi_2 A_0 = \frac{P_i G_A S_0 A_0}{(4\pi)^2 D^4}, \quad (208)$$

где A_0 — эффективная площадь антенны, равная отношению мощности $P_{\text{пр}}$, поступающей на вход приемника от согласованной с ним антенны, к плотности мощности Π_2 , падающей на антенну. Из полученного выражения для $P_{\text{пр}}$ можно найти

$$D = \sqrt[4]{\frac{P_i G_A A_0 S_0}{P_{\text{пр}} (4\pi)^2}}.$$

Если в правой части этого выражения величину $P_{\text{пр}}$ заменить чувствительностью приемника $P_{\text{пр min}}$, то левая часть выражения будет представлять собой максимальное расстояние или максимальную дальность действия радиолокационной станции в свободном пространстве

$$D_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{P_i G_A A_0 S_0}{P_{\text{пр min}} (4\pi)^2}}. \quad (209)$$

Судовая радиолокационная станция обычно имеет одну антенну как для передачи, так и для приема сигналов. Величина коэффициента направленности антенны и эффективная площадь антенны A_0 связанны между собой соотношением $G_A = \frac{A_0 4\pi}{\lambda^2}$, откуда $A_0 = \frac{G_A \lambda^2}{4\pi}$. Подставляя в формулу (209) вместо эффективной площади антенны A_0 ее значение, имеем

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{и}} G_A^2 S_0 \lambda^2}{P_{\text{прим}} (4\pi)^3}}. \quad (210)$$

На дальность действия РЛС влияет также длительность импульса τ_i , или, точнее, энергия импульса, равная $P_i \tau_i$. Это можно показать следующим образом. Чувствительность приемника выражается уравнением (195). Между шириной полосы Δf и длительностью импульсов зависимость обратная: $\Delta f = \frac{1}{\tau_i}$. Поэтому выражение (210) можно представить в следующем виде:

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_i \tau_i G_A^2 S_0 \lambda^2}{k N_{\text{ш}} q T_A (4\pi)^3}}. \quad (211)$$

Таким образом, дальность действия радиолокатора в свободном пространстве зависит от длительности импульса, импульсной мощности, типа отражающего объекта и от коэффициента направленности антенны. Причем последний фактор имеет наибольшее влияние. Например, для увеличения дальности действия в два раза мощность передатчика или чувствительность приемника должны быть увеличены в 16 раз; увеличение направленности антенны в 16 раз увеличивает дальность действия РЛС в четыре раза.

В выражении (211), так же как и в предыдущих формулах, не учитываются потери мощности сигналов в антенно-волноводном тракте станции.

Для увеличения дальности действия РЛС в ряде случаев повышают энергию импульсов, т. е. наряду с увеличением мощности импульсов, увеличивают их длительность. 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. Для устранения отмеченных недостатков применяют метод сжатия импульсов, позволяющий радиолокатору излучать зондирующие импульсы большой длительности, а на выходе приемника получать отраженные импульсы меньшей длительности.

В радиолокаторах со сжатием импульсов обычно используют внутримпульсную частотную модуляцию. Для этого частота заполнения импульсов изменяется (рис. 287, а) по определенному, например линейному, закону (рис. 287, б), т. е. за время длительности импульса τ_{i1} частота заполнения изменяется в пределах от f_1 до f_2 . Отраженные частот-

но-модулированные импульсы в приемнике проходят через специальный сжимающий фильтр (СФ), скорость распространения сигналов через который увеличивается с повышением частоты. Тогда СФ замедляет составляющие сигнала с более низкими частотами у переднего фронта импульса и ускоряет составляющие импульсного сигнала с более высокими частотами у заднего фронта импульса. В результате на выходе СФ приемника получаем импульсы с постоянной частотой заполнения и длительностью $\tau_{и2}$, которая будет меньше длительности зондирующих импульсов $\tau_{и1}$ (рис. 287, б). Отношение входного импульса приемника $\tau_{и1}$ к выходному $\tau_{и2}$ называется коэффициентом сжатия

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

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

В результате сжатия амплитуда выходного напряжения сигнала увеличивается в $\sqrt{k_{\text{сж}}} = \sqrt{\Delta f_m \tau_{и1}}$ раз, а мощность соответственно в $k_{\text{сж}} = \Delta f_m \tau_{и1}$ раз.

В качестве сжимающего фильтра применяют линии задержки с переменным временем группового запаздывания, называемые дисперсионными. Такой линией, например, может являться отрезок волновода, групповая скорость распространения энергии в котором зависит от частоты

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

где c — скорость распространения энергии в свободном пространстве; $\lambda_{\text{кр}}$ — критическая длина волны.

Значит, с повышением частоты (уменьшением длины волны λ) $v_{\text{гр}}$ увеличивается.

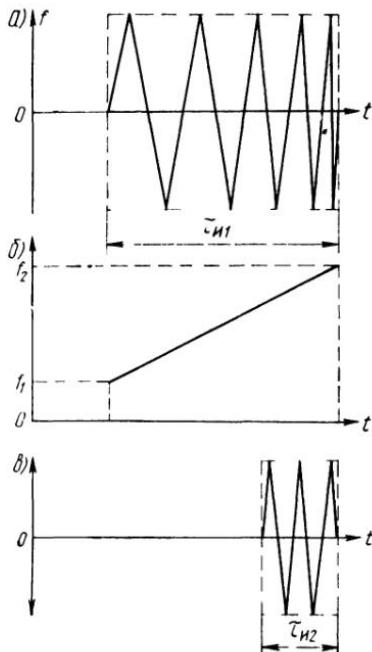


Рис. 287. Сжатие радиоимпульсов

§ 95. Влияние водной (земной) поверхности на дальность действия РЛС

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

Когда длина волны РЛС оказывается значительно меньше высоты антенны h_1 , то сигналы радиолокационной станции достигают объекта и отражаются обратно двумя путями: непосредственно и путем отражения от водной поверхности (рис. 288). Напряженность поля у объекта и антенны РЛС представляет сумму полей прямой и отраженной волн и зависит от значения амплитуд и фаз этих полей.

Если поле прямого луча у объекта высотой h_2 равно $E_{\text{п}}$, то напряженность поля отраженного луча E_0 имеет фазовый сдвиг, равный углу ψ , и амплитуду $E_0 = \rho E_{\text{п}}$, где ρ — коэффициент ослабления поля при отражении.

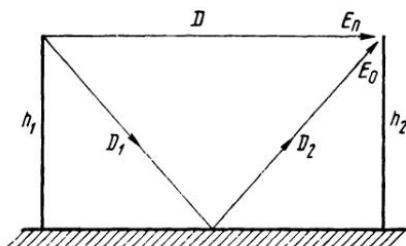


Рис. 288. Действие прямого и отраженного лучей

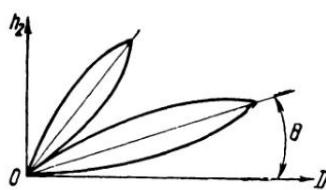


Рис. 289. Лепестковый характер электромагнитного поля

Фазовый сдвиг ψ слагается из скачка фазы ϕ при отражении энергии от водной поверхности и угла β , обусловленного разностью хода лучей прямой волны и отраженной волны

$$\psi = \phi + \beta.$$

В связи с высокой проводимостью морской поверхности можно допустить, что $\rho = 1$ и $\phi = \pi$. Тогда суммарное поле у объекта, согласно рис. 288, будет

$$E = 2E_{\text{п}} \cos \frac{\psi}{2} = 2E_{\text{п}} \cos \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\beta}{2} \right).$$

Разность хода лучей ΔD при условии, что $D \gg h_1$ и $D \gg h_2$ равна

$$\Delta D = (D_1 + D_2) - D \simeq \frac{2h_1 h_2}{D},$$

тогда

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

Следовательно, суммарное поле у объекта будет иметь величину

$$E = 2E_{\text{п}} \cos \left(\frac{\pi}{2} + \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D} \right) = 2E_{\text{п}} \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D}. \quad (212)$$

Как следует из выражения (212), напряженность поля у объекта не остается постоянным, а в зависимости от h_1 , h_2 и D изменяется по синусоидальному закону.

соидальному закону. Например, при $\frac{2 h_1 h_2}{\lambda D} = \frac{\pi}{2}$; $3/2 \pi$ и т. д. $E = 2 E_{\text{п}}$. Если $\frac{2 h_1 h_2}{\lambda D} = 0; \pi; 2\pi$, и т. д., то $E = 0$.

На рис. 289 представлен график зависимости отношения $\frac{E}{E_{\text{п}}}$ в координатах h_2, D при фиксированной высоте h_1 антенны РЛС. Для обнаружения низкорасположенных надводных объектов большое значение имеет наклон максимума нижнего лепестка, т. е. угол места θ . Величина этого угла определяется из условия первого максимума суммарного поля

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

Тогда, допуская, что при $h_2 \ll D$, $\operatorname{tg} \theta \approx \theta$ из рис. 289 имеем $\theta = \frac{h_2}{D} = \frac{\lambda}{4h_1}$, или в градусах $\theta^\circ = 14,4 \frac{\lambda}{h_1}$. В диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн угол θ° имеет очень малую величину. Благодаря этому данный диапазон радиоволн обеспечивает обнаружение низкорасположенных надводных объектов (знаки навигационного ограждения, шлюпки, малые суда, низкий берег и пр.). Однако лепестковый характер поля заметно уменьшает дальность обнаружения этих объектов, которая будет определяться по формуле

$$D_{\max} = \sqrt[8]{\frac{P_{\text{и}} G_A^2 S_0 4\pi (h_1 h_2)^4}{P_{\text{уп (min)}} \lambda^8}}.$$

В данном случае увеличение мощности передатчика и чувствительности приемника мало влияет на увеличение дальности действия РЛС, так как максимальная дальность действия в этом случае пропорциональна корню восьмой, а не четвертой степени из отношения $\frac{P_{\text{и}}}{P_{\text{уп (min)}}}$. Целесообразно в данных условиях применять более короткие волны и увеличивать высоту антенны РЛС.

На дальность радиолокационного наблюдения оказывает также влияние кривизна земной поверхности. Известно, что дальность распространения ультракоротких волн ограничивается, в первом приближении, дальностью видимости (оптическим горизонтом), которая применительно к РЛС равна

$$D = 3,7 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}),$$

где D — дальность видимости, км;

h_1 — высота антенны РЛС, м;

h_2 — высота объекта, м.

В связи с прямолинейным распространением ультракоротких волн кривизна земной поверхности, кроме того, как бы уменьшает высоту расположения антенны и высоту объекта над землей.

§ 96. Влияние атмосферы и взволнованной морской поверхности на дальность радиолокационного наблюдения

Электромагнитные волны радиолокационного диапазона распространяются в нижних слоях атмосферы — тропосфере. Влияние тропосферы сказывается в том, что, во-первых, из-за влияния атмосферной рефракции радиолуч отклоняется от прямолинейного направления и распространяется по криволинейным траекториям; во-вторых, происходит поглощение и рассеяние электромагнитной энергии в тропосфере, особенно в миллиметровом и сантиметровом диапазонах волн.

Атмосферная рефракция обусловлена тем, 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. Следовательно, рефракция увеличивает дальность действия РЛС, так как для данной высоты антенны и объекта увеличивается предельное расстояние, на которое будут распространяться радиоволны.

В так называемой стандартной атмосфере, имеющей место при температуре 15° С на уровне моря, равномерном падении температуры с высотой на 0,0065 град/м и постоянной влажностью на различных высотах, наблюдается нормальная атмосферная рефракция. При этом дальность радиолокационного горизонта увеличивается относительно дальности оптической видимости и составляет

$$D = 4,12 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}).$$

Если в атмосфере возникают условия, при которых с увеличением высоты температура воздуха понижается (температурная инверсия), или влажность резко убывает, то изгиб траектории радиолучей сильно искривляется и становится равным кривизне земной поверхности или даже меньше ее. В этом случае радиоволны будут распространяться вдоль земли, т. е. возникает явление сверхрефракции. Благодаря сверхрефракции дальность действия РЛС может значительно возрасти.

При увеличении влажности воздуха с высотой или резком, против нормального, падении температуры может возникнуть так называемая субрефракция (пониженная рефракция), что приведет к искривлению лучей радиоволн вверх. Очевидно, субрефракция уменьшит дальность действия РЛС. Отмечается, например, что дальность обнаружения малых судов сокращается при субрефракции на 30—40 %. Субрефракция возникает обычно в тех случаях, когда над относительно теплой поверхностью моря перемещается холодный воздух, что наблюдается, например, в полярных районах и вблизи сильно охлажденных береговых массивов.

Затухание радиоволн в тропосфере происходит из-за поглощения и рассеяния электромагнитной энергии газами атмосферы, гидрометеорами (дождь, туман и пр.), частицами пыли и т. п. Это явление особен-

но проявляется на волнах короче 10 см и оказывает заметное влияние на дальность действия РЛС.

Ослабление интенсивности принимаемых отраженных сигналов из-за затухания в тропосфере носит экспоненциальный характер. При прохождении радиоволн через участок тропосферы длиною в l км с погонным затуханием α_3 дБ/км можем найти в децибелах отношение мощности сигналов $P_{\text{пр}}$ на входе приемника без учета потерь к мощности P с учетом потерь

$$10 \lg \frac{P_{\text{пр}}}{P} = 2\alpha_3 l.$$

Переходя к натуральным логарифмам, будем иметь

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

Тогда мощность сигналов на входе приемника с учетом потерь будет

$$P = P_{\text{пр}} e^{-0,46\alpha_3 l}.$$

Вследствие этого максимальная дальность действия РЛС в свободном пространстве уменьшится до величины

$$D_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{и}} G_A^2 S_0 \lambda^2}{P_{\text{пр}} (\text{min}) (4\pi)^3}} e^{-0,115\alpha_3 l}.$$

Потери в атмосфере обусловлены в основном поглощением энергии в кислороде и парах воды, поскольку резонансные линии этих газов лежат в диапазоне СВЧ.

На рис. 290 представлены графики зависимости затухания электромагнитной энергии от длины волны для кислорода и паров воды. Из графиков видно, что максимальное затухание энергии в молекулах кислорода происходит на волнах 0,5 и 0,25 см. Максимум поглощения энергии парами воды будет при длинах волн 1,34 и 0,16 см. Поглощением энергии на волнах длиннее 10 см можно пренебречь.

Затухание радиоволн, вызываемое гидрометеорами, происходит по двум причинам. Во-первых, капельки воды являются несовершенным диэлектриком, вследствие чего возбуждаемый в них высокочастотный ток вызывает тепловые потери. Во-вторых, при значительных размерах водяных капель происходит отражение и рассеяние энергии от капель. Это уменьшает плотность мощности у объектов. На рис. 291 представлены кривые зависимости коэффициента затухания от длины волны для дождя различной интенсивности (сплошные линии), а также в тумане при различной концентрации воды в атмосфере: a — моросящий дождь (1,25 мм/ч); b — слабый дождь (2,5 мм/ч); c — средний дождь (12,5 мм/ч); d — умеренный дождь (25 мм/ч); e — сильный дождь (150 мм/ч); f — ливень (100 мм/ч); g — сильный ливень (150 мм/ч); z — туман (видимость около 600 м); u — туман (видимость около 130 м); k — туман (видимость около 30 м).

Как следует из приведенных графиков, затухание радиоволн от тумана и дождя сильно зависит от длины волны и особенно значительным оно будет для волн миллиметрового и сантиметрового диапазонов. На волнах длиннее 10 см затухание, вызываемое дождем и туманом, незначительно. Поглощение энергии градом и снегом значительно меньше, чем дождем, и его влияние поэтому обычно не учитывают.

Поверхность моря можно представить состоящим из большого числа «отдельных отражателей, рассеивающих подающую на них энергию независимо друг от друга. В связи с этим мощность отраженных сигналов в сторону РЛС, на основании формул (206) и (209), можно выразить следующим образом:

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_i G_A A_0 G_o \alpha_r c \tau_i}{2(4\pi)^2 D^3}.$$

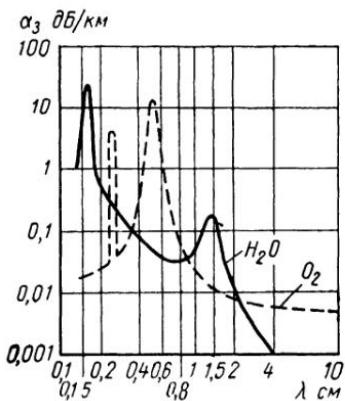


Рис. 290. График затухания электромагнитной энергии в кислороде и парамах воды

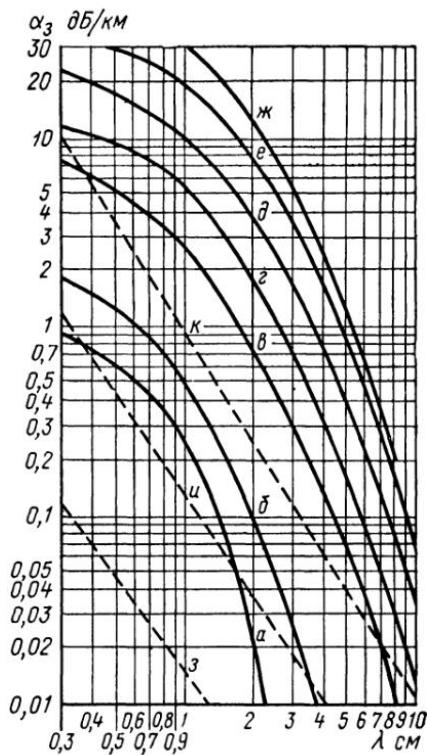


Рис. 291. Графики затухания электромагнитной энергии для дождя и тумана различной интенсивности

Следовательно, мощность мешающих отраженных сигналов от участков морской поверхности изменяется обратно пропорционально не четвертой, а третьей степени дальности. Эту особенность можно объяснить тем, что в данном случае сигналы отражаются от поверхности, величина которой увеличивается с расстоянием.

В общем случае интенсивность сигналов, отраженных от морской поверхности, зависит от длины волны РЛС, угла скольжения луча антенны, состояния моря, силы ветра.

Отраженные мешающие сигналы ухудшают обнаружение и уменьшают дальность радиолокационного наблюдения низко расположенных надводных объектов.

На рис. 292 представлены кривые зависимости $D = f(D_0)$, характеризующие изменение дальности радиолокационного наблюдения надводных объектов при разном состоянии морской поверхности для РЛС, работающих на волне 3,2 см (рис. 292, а) и 0,8 см (рис. 292, б). Из этих графиков следует, что с укорочением длины волны и увеличением волнения моря дальность обнаружения D низкорасположенных надводных объектов уменьшается, особенно на малых расстояниях (для объектов с малой ЭПР). С увеличением дальности D_0 влияние

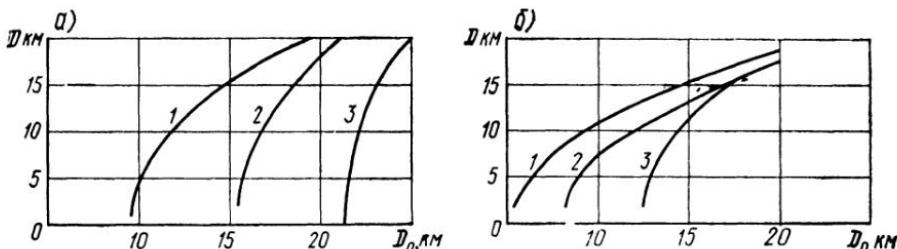


Рис. 292. Графики изменения дальности радиолокационного наблюдения надводных объектов в зависимости от состояния морской поверхности (в баллах)
1—0—2; 2—2—4; 3—5—8

взволнованной морской поверхности оказывается меньше. Волнение моря влияет также и на величину эффективной поверхности рассеяния объектов. С увеличением волнения ЭПР надводных объектов уменьшается, что также снижает дальность радиолокационного наблюдения.

Глава XXII

АНТЕННО-ВОЛНОВОДНЫЕ УСТРОЙСТВА РЛС

§ 97. Волноводные линии

Судовые радиолокационные станции работают в диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн, поэтому для передачи энергии сверхвысокой частоты используются волноводные линии. Не останавливаясь на принципе действия волновода, который был подробно рассмотрен в гл. 6, разберем некоторые особенности волноводных линий.

В радиолокационных установках волновод должен быть связан с передатчиком, антенной, приемником и другими устройствами. Эта связь может быть электрической, магнитной и дифракционной.

Электрическая связь осуществляется с помощью проводника — штыря (зонда), помещаемого внутри волновода (рис. 293). Штырь (зонд) является по существу антенной, имеющей длину $\frac{1}{4} \lambda$. Конструктивно штырь представляет собой внутренний проводник коаксиальной линии, вводимый внутрь волновода на глубину четверти длины волны генератора. Внешний проводник этой коаксиальной линии соединяется со стенкой волновода. Штырь необходимо располагать в той

точке волновода, где электрическое поле имеет максимум. Такой точкой является, как известно, середина широкой стенки.

Обычно энергия передается по волноводу в одну сторону, и поэтому конец волновода, расположенный у штыря, закрывается наглухо. Штырь располагают на расстоянии четверти длины волны от глухой стенки. В этом случае излучение энергии в сторону открытого конца будет максимальным, так как энергия, отраженная от глухой стенки, совпадает по фазе с полем штыря. У круглого волновода электрическая связь достигается введением штыря внутрь волновода со стороны торца.

Магнитная связь с волноводом создается с помощью петли связи, образуемой внутренним проводником коаксиальной линии. Петля может быть уподоблена рамочной антенне. Она помещается внутри волновода в том месте, где магнитное поле наиболее интенсивно.

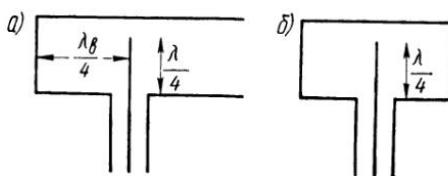


Рис. 293. Возбуждение прямоугольного волновода

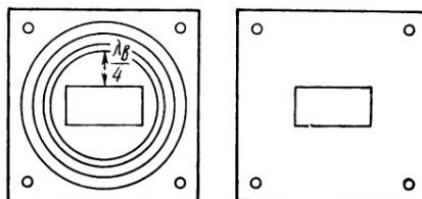
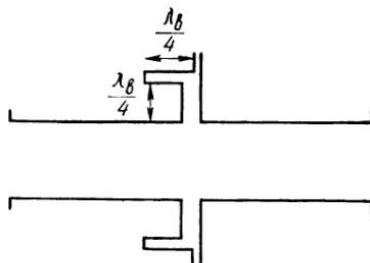


Рис. 294. Дроссельные фланцы

Дифракционной называется связь с волноводом, осуществляемая через отверстие. Величина связи зависит в этом случае от величины отверстия, через которое происходит передача энергии

Волноводная линия собирается из отдельных секций. Для соединения волноводных секций применяются специальные соединительные устройства. Соединительное устройство должно давать минимальные потери энергии. Этому требованию в наибольшей степени отвечают так называемые дроссельные соединения, или дроссельные фланцы (рис. 294).

В теле фланца на расстоянии четверти длины волны, если считать от внутренней поверхности волновода, вытачивается кольцевой паз, имеющий глубину, также равную четверти длины волны. В результате этого в местах стыка волноводных секций образуется полуволновая короткозамкнутая линия, входное сопротивление которой, как известно, равно нулю. Следовательно, дроссельное соединение образует короткое замыкание в волноводном стыке, несмотря на то, что между соединяемыми секциями отсутствует металлический контакт. Такое дроссельное соединение дает особенно хорошие результаты для круглых волноводов, так как в этом случае расстояние от волновода до

четвертьволнового паза остается одинаковым по всей окружности фланца.

В прямоугольном волноводе, где расстояние между пазом и стенками волновода неодинаково, для уменьшения просачивания энергии

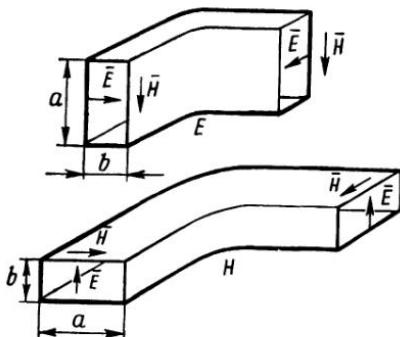


Рис. 295. Плавно изогнутые секции волновода



Рис. 296. Скрученная секция волновода

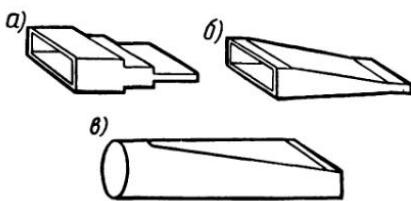


Рис. 297. Волноводные переходы:
а — переход с четвертьволновой промежуточной секцией; б — постепенно суживающийся переход; в — переход от круглого волновода к прямоугольному

середина широкой стороны волновода должна отстоять от паза на расстоянии четверти длины волны. Расстояние между пазом и концами широкой стенки имеет меньшее значение, так как напряженность поля здесь очень мала и просачивание энергии незначительно.

Волноводная линия должна быть герметичной, для чего в дроссельном фланце делается специальная мелкая выточка, куда вставляется уплотнительное резиновое кольцо; после этого обе половины фланца стягиваются винтами.

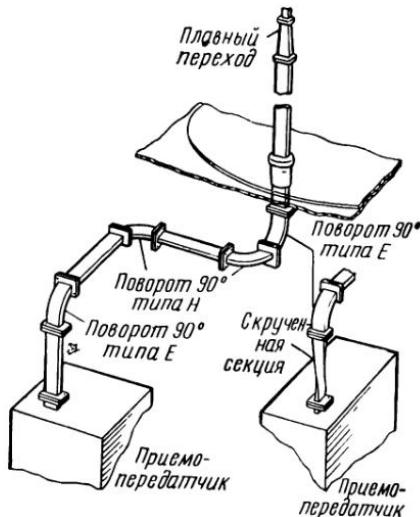


Рис. 298. Волноводная линия в собранном виде

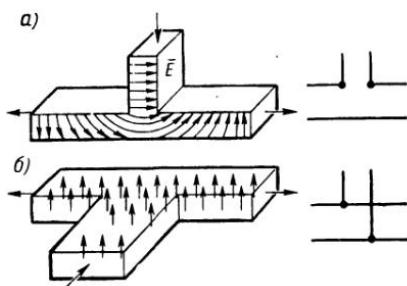


Рис. 299. Волноводные тройники

В круглых волноводах, применяемых в качестве вращающихся соединений, стык между вращающимися секциями должен иметь зазор, чтобы обеспечить поворот одного волновода по отношению к другому. В этом случае дроссельное соединение помещается внутри закрытого металлического кожуха, обеспечивающего волноводу необходимую герметичность.

При изменении направления волноводной линии применяются плавно изогнутые секции, которые могут иметь изгиб как в плоскости электрического поля E , так и в плоскости магнитного поля H (рис. 295). Если радиус изгиба будет недостаточен, то отражение от места изгиба увеличится, и вследствие этого возрастут потери энергии. Прямоугольный волновод может также частично скручиваться. Для того чтобы не было заметного отражения от скрученного участка, протяженность его принимается равной нескольким длинам волн (рис. 296).

В процессе сборки волноводной линии может возникнуть необходимость соединения отрезков волновода, имеющих различное поперечное сечение или различную форму. В этом случае применяют специальные соединительные отрезки волновода длиной, равной нескольким длинам волн, с плавно изменяющимся поперечным сечением (рис. 297).

На рис. 298 показана в качестве примера волноводная линия судовой радиолокационной станции, содержащая почти все элементы, рассмотренные нами ранее.

Часто возникает необходимость иметь разветвление электромагнитной энергии, передаваемой по волноводу. Это достигается при помощи так называемых Т-образных волноводных соединений, или тройников (рис. 299). Соединение волноводов в тройнике может быть осуществлено так, что будут разветвляться силовые линии электрического поля или силовые линии магнитного поля. В первом случае тот волновод, от которого происходит ответвление энергии, называется E -плечом, во втором — H -плечом.

Рассматривая структуру полей Т-образных соединений, можно установить следующее: если энергия передается в боковые разветвления через E -плечо, то поля в ответвлениях, расположенные на равных расстояниях от центра (оси симметрии) волноводного соединения, находятся в противофазе (рис. 299, а). Если же энергия поступает в боковые разветвления через H -плечо, то поля в ответвлениях, расположенные на равных расстояниях от центра волноводного соединения, будут находиться в фазе (рис. 299, б).

Из этого также следует вывод: электромагнитная энергия может поступить из разветвления в E -плечо только в том случае, если колебания в обоих ответвлениях находятся в противофазе; в H -плечо электромагнитная энергия может поступить из разветвления только тогда, когда колебания в обоих ответвлениях находятся в фазе.

Если в точках, равноудаленных от центра волноводного соединения, включены равные нагрузки, то мощность, поступающая в ответвления, делится поровну между боковыми плечами.

По аналогии с двухпроводными линиями ответвление энергии через *E*-плечо называют последовательным, а через *H*-плечо — параллельным.

Часто встречаются случаи, когда энергия подводится к разветвлению волноводов одновременно через *E*-плечо и через *H*-плечо. Применяется тогда соединение волноводов представлено на рис. 300. Оно называется двойным Т-образным или смешанным соединением (двойным тройником).

К разветвлению волноводов также относятся направленные ответвители, обеспечивающие отвод из основного волновода мощности, уменьшенной в определенное количество раз (децибелов). Они используются для контроля или индикации мощности в волноводной линии.

На рис. 301 схематично изображен направленный ответвитель с одним отверстием. Нижний отрезок волновода является частью основной линии, верхний — волноводом ответвителя, в один конец которого помещена согласованная поглощающая нагрузка, а к другому концу подключен индикатор мощности.

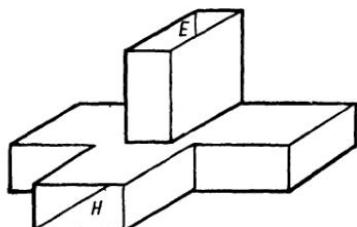


Рис. 300. Двойной волноводный тройник

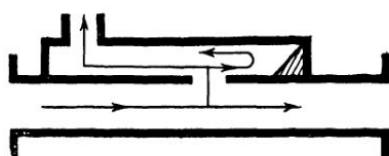


Рис. 301. Направленный ответвитель

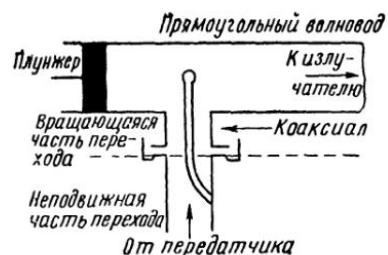


Рис. 302. Вращающийся переход

Ввиду того что антенны судовых радиолокационных станций работают в режиме вращения, волноводная линия имеет специальное вращающееся сочленение, которое обеспечивает соединение вращающейся антенны с неподвижными элементами станции. Устройство такого вращающегося сочленения может быть различным. В некоторых случаях вращающееся сочленение выполняется в виде круглого волновода, присоединяемого к прямоугольному; оно имеет дроссельный фланец. Передача энергии из прямоугольного волновода в круглый, равно как из круглого в прямоугольный, должна производиться с помощью плавного переходного соединения.

Часто применяется конструкция вращающегося сочленения, в которой вместо круглого волновода используется коаксиальная линия (рис. 302). Контакт между неподвижным звеном вращающегося пере-

хода и подвижным обеспечивается четвертьволновым разомкнутым на конце отрезком, образованным внешним проводником коаксиальной линии. Известно, что входное сопротивление такого отрезка линии равно нулю. Поэтому энергия сквозь отверстие не проникает, а распространяется через вращающийся переход от приемопередатчика к антenne и обратно без заметных потерь.

§ 98. Особенности радиолокационных антенн

Антенна радиолокационной станции излучает в пространство электромагнитную энергию, подводимую от передатчика, а принимает энергию из пространства в виде отраженных сигналов, передавая их на вход приемника.

В связи со специфическими особенностями работы судовых радиолокационных антенн к ним предъявляются следующие требования:

- 1) возможность обзора азимута в пределах 360° ;
- 2) достаточная направленность действия и обеспечение получения заданной формы диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях;
- 3) достаточная полоса пропускания частот;
- 4) минимальное значение боковых лепестков;
- 5) достаточная механическая прочность и жесткость в сочетании с минимальной массой размерами и парусностью.

Круговой обзор по азимуту обеспечивает возможность непрерывного наблюдения за окружающей обстановкой в радиусе действия радиолокационной станции.

Большая направленность антенны увеличивает дальность действия станции, так как повышает плотность мощности, падающей на отражающий объект, и, следовательно, увеличивает отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{шум}}$ при приеме отраженных сигналов. Одновременно увеличение направленности антенны улучшает точность определения координат, так как повышает разрешающую способность радиолокационной станции по азимуту.

Хотя радиолокационная антenna работает на одной определенной частоте, импульсный характер излучаемых и принимаемых колебаний, а также некоторое изменение частоты передатчика при работе радиолокационной станции требуют, чтобы у антены имелась определенная полоса пропускания. Ширина этой полосы обычно должна находиться в пределах 40—50 МГц.

Наличие боковых лепестков ведет к бесполезному рассеянию излучаемой энергии и, кроме того, может вызвать ошибки при определении направления на заданный объект. В судовых радиолокаторах получили широкое распространение рупорные антены с параболическим рефлектором и щелевые антенны в сочетании с рупорными. Если волновод открыт с одного конца, то энергия, распространяющаяся по волноводу, будет излучаться в окружающее пространство и частично отражаться обратно в волновод. Соотношение между излученной энергией и отраженной обратно в волновод определяется согласованностью

между собой волновых сопротивлений волновода и свободного пространства. Чтобы уменьшить отражение энергии от конца волновода, необходимо согласовать волновод со свободным пространством. Волновое сопротивление волновода прямоугольного сечения для волны типа $TE_{1,0}$ равно

$$\rho_B = 120\pi \frac{\lambda_B}{\lambda}.$$

Волновое сопротивление свободного пространства определяется из соотношения

$$\rho_c = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \sqrt{\frac{4\pi 10^{-7} \cdot 4\pi 9}{10^{-9}}} = 120\pi.$$

Поскольку для волны типа $TE_{1,0}$ длина волны в прямоугольном волноводе равна

$$\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{kp}}\right)^2}},$$

имеем

$$\rho_B = 120\pi \frac{\lambda_B}{\lambda} = \frac{120\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}.$$

Условием согласования является $\rho_B = \rho_c$ или

$$120\pi \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} = 120\pi.$$

Из этого выражения следует, что при данной длине рабочей волны необходимого согласования волновода и свободного пространства можно достигнуть только увеличением размера широкой стенки a волновода. Тогда на конце волновода создается расширение, образующее так называемую рупорную антенну секторного типа (рис. 303).

Рупорная антенна имеет большую направленность, чем открытый конец волновода, причем диаграмма направленности ее различна для горизонтальной и вертикальной плоскостей. Более острая диаграмма будет в той плоскости, которая содержит более широкую сторону рупора. Ширина диаграммы направленности рупорной антенны по точкам половинной мощности (на уровне 0,5) равна: в плоскости a $\alpha_a^0 = 68 \frac{\lambda}{a}$; в плоскости b $\alpha_b^0 = 50 \frac{\lambda}{b}$.

Коэффициент усиления рупорной антенны определяется по формуле

$$C_A = 4\pi \frac{ab}{\lambda^2} \mu,$$

где μ — коэффициент использования поверхности антенны (0,6—0,7).

Рупорная антenna может работать в широком диапазоне частот без искажения диаграммы направленности. Объясняется это тем, что для рупора не существует критической длины волны, так как с увеличением расстояния между стенками волновода фазовая скорость энергии приближается к скорости в свободном пространстве. Минимальная частота спектра рупорной антенны определяется критической частотой (длиной волны) волновода. Максимальная частота спектра ограничивается тем, что при данных размерах волновода рупор может пропустить определенный тип волны только тогда, когда частота колебаний не превышает определенного значения. Если частота будет больше, то возникает опасность появления других типов волн. Так, например, в прямоугольном волноводе с широкой стороной a и узкой b волна

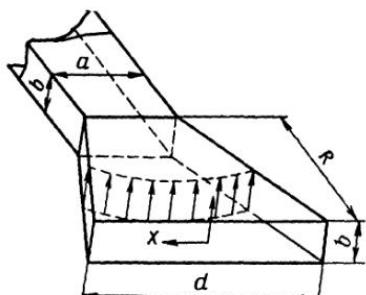


Рис. 303. Рупорная антenna

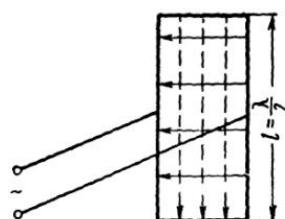


Рис. 304. Щелевая антена. Принцип действия щелевой антены

типа $TE_{1,0}$ будет возбуждаться на любых частотах в пределах $a < \lambda < 2a$ и $b < \frac{\lambda}{2}$. Если работать на более короткой волне, то могут возникать колебания типа $TE_{2,0}$.

В настоящее время на судах широко используются также щелевые или дифракционные антенны. Принцип действия щелевой антенны можно объяснить следующим образом. Если на неограниченной проводящей плоскости прорезать узкую щель длиной $0,5\lambda$ и к середине этой щели подвести питание от генератора заданной частоты, то щель будет излучать и принимать электромагнитную энергию аналогично полуволновому симметричному вибратору (рис. 304). Отличие состоит в том, что у щелевой антенны магнитное поле будет продольным, а электрическое, наоборот, — поперечным. Поэтому щелевая антenna обычно излучает горизонтально-поляризованные волны. Ширина диаграммы направленности щелевой антенны по точкам половинной мощности равна $\alpha^0 = 50,4 \frac{\lambda}{l} = \frac{101}{N}$, где N — число щелей.

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 сторона стенки волновода выреза не имеет. Интенсивность излучения энергии щелью зависит от

ее расположения на стенке волновода. Чтобы излучение было максимальным, щель должна находиться в пучности тока и располагаться вдоль линий магнитного поля.

Исходя из схемы распределения магнитного поля прямоугольного волновода для волны типа $TE_{1,0}$ ($H_{1,0}$), показанной на рис. 305, щель может быть вырезана различным образом: на широкой или узкой стенке волновода, может являться продольной или поперечной. Для увеличения направленности щелевой антенны вырезают не одну, а несколько щелей. Как видно из рис. 305, щели могут быть вырезаны на широкой стенке волновода с одной из ее сторон, или на узкой стенке только на расстоянии длины волны в волноводе λ_b , поскольку только при этом условии поле в каждой из щелей будет изменяться синфазно.

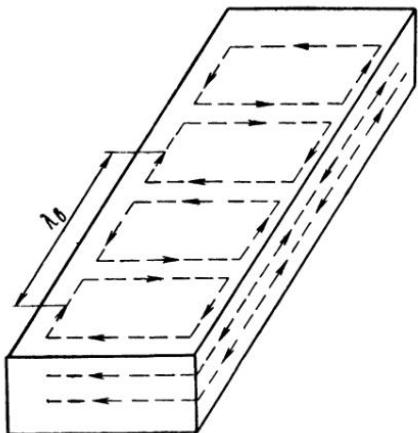


Рис. 305. Распределение магнитного поля

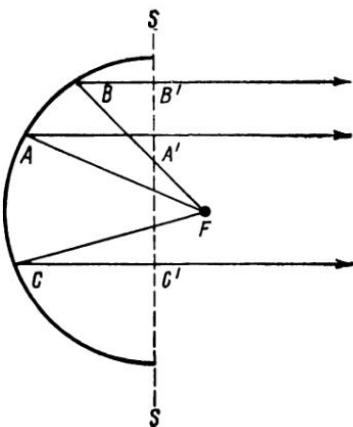


Рис. 306. Параболический рефлектор

Если щели вырезать на широкой стенке одновременно с двух сторон, то расстояние между щелями должно быть взято равным $\frac{\lambda_b}{2}$. Чтобы энергия, отраженная от глухой стенки волновода, оказалась в фазе с энергией щели, расстояние между глухой стенкой и последней щелью должно быть равно нечетному числу четвертей волны в волноводе $(2n + 1)\frac{\lambda_b}{4}$, где $n = 0, 1, 2, 3$ и т. д.

Для обеспечения необходимой формы диаграммы направленности антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях рупорные антенны часто конструируют в сочетании с параболическим рефлектором. Такие антенны называют зеркальными.

Если в фокусе параболоида вращения поместить точечный источник электромагнитной энергии, то волны, падающие на параболическую поверхность, отразятся от нее в виде параллельного пучка лучей (рис. 306). В силу равенства путей всех лучей $FAA' = FBB' = FCC'$ и одинакового изменения фазы при отражении от поверхности параболы линия SS' будет линией равной фазы. Поэтому сферические вол-

ны, исходящие из фокуса параболы, превращаются после отражения в плоские. Это создает максимальную направленность антенны.

Антенна с параболическим рефлектором вращения создает диаграмму направленности игольчатой формы. Такая диаграмма имеет одинаковую направленность как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскости. Для обнаружения надводных и наземных объектов в судовых условиях необходима форма диаграммы так называемого веерного типа, имеющая очень острую направленность в горизонтальной плоскости и меньшую направленность в вертикальной плоскости. Для получения веерной диаграммы используется симметрично усеченный форма параболического рефлектора, размеры которого, как следует из рис. 307, в различных плоскостях неодинаковы.

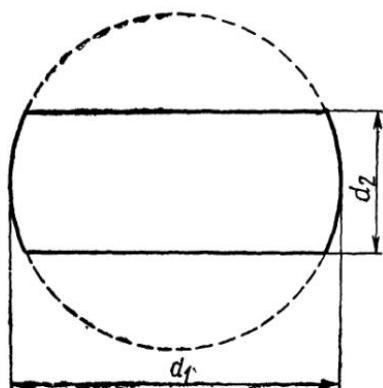


Рис. 307. Симметрично-усеченный параболический рефлектор

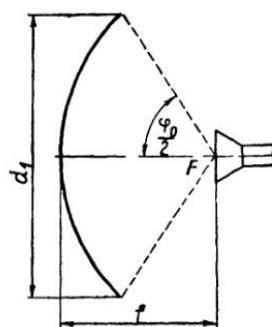


Рис. 308. Согласование рупорной антенны с параболическим рефлектором

Эффективность работы антенны зависит от выборов размеров зеркала и фокусного расстояния. Величина фокусного расстояния находится в пределах $f = (0,25 \div 0,5) d_1$, где d_1 — наибольший диаметр раскрытия зеркала. При неправильном выборе фокусного расстояния появляются дополнительные боковые лепестки и направленность антенны уменьшается.

Размеры рупора выбираются таким образом, чтобы диаграмма направленности облучателя была согласована с размерами зеркала параболоида (рис. 308), откуда угол раскрытия параболоида оказывается равным

$$\frac{\Phi_0}{2} = \arcsin \frac{d_1}{2f}.$$

Исходя из угла раскрытия, выбирается диаграмма направленности рупорной антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Размеры параболического рефлектора определяются по следующим формулам:

$$d_1 = 84 \frac{\lambda}{\alpha_{\text{гор}}^0}; \quad d_2 = 84 \frac{\lambda}{\alpha_{\text{верт}}^0}.$$

Коэффициент направленности параболического рефлектора равен

$$G_A = 4\pi \frac{d_1 d_2}{\lambda^2} \mu.$$

Чтобы устраниТЬ воздействие зеркала параболоида на рупорный облучатель, применяют облучение рефлектора под углом θ относительно нормали к плоскости параболоида (рис. 309). Для этой цели рефлектор наклоняется относительно вертикальной плоскости на угол θ , а облучатель (рупор) располагается на фокальной линии под углом 2θ относительно горизонтальной плоскости. Тогда облучатель не будет находиться на пути распространения энергии, отраженной от зеркала параболоида.

Величина угла наклона θ выбирается в пределах $\theta = 10 \div 15^\circ$. Параболические рефлекторы делаются иногда не сплошными, а решет-

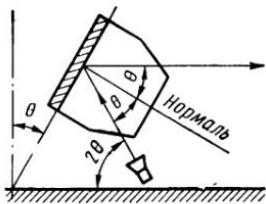


Рис. 309. Облучение рефлектора снизу

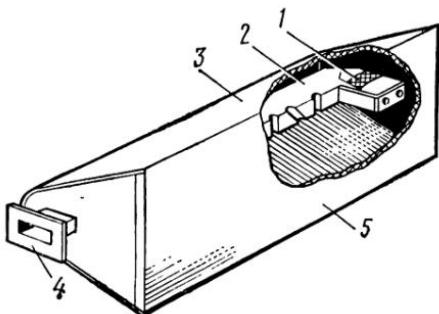


Рис. 310. Щелевая антенна:

1 — поглотитель; 2 — волновод со щелями; 3 — рупор; 4 — фланец; 5 — диэлектрическая пластина

чатыми или продувными, это уменьшает массу и парусность антенны. Чтобы избежать просачивания энергии сквозь отверстия зеркала, размер отверстий практически берется равным около $0,1\lambda$. При этом утечка энергии сквозь отверстия составляет не более 2—3%. Решетчатую конструкцию параболического рефлектора применяют на более длинных волнах, где площадь зеркала при заданной направленности может быть очень большой. В диапазоне волн короче 10 см применять решетчатые конструкции отражателей нецелесообразно, так как малые отверстия забиваются гарью, снегом, льдом и пр. От этого увеличивается просачивание энергии через зеркало.

В настоящее время широко применяются щелевые антенны без параболического рефлектора. Это дает большие преимущества, поскольку значительно снижается масса и парусность всей антенной системы. Такая антенна состоит из щелевого волноводного излучателя и рупора (рис. 310). Щелевой излучатель формирует диаграмму направленности антены в горизонтальной плоскости, а рупор — в вертикальной. Щелевой излучатель представляет собой волновод прямоугольного сечения с прорезанными на узкой стенке наклонными щелями, которые отделены друг от друга металлическими перегородками. Эти перего-

родки являются фильтрами — предельными волноводами, которые служат для подавления вертикальной составляющей поля, вызывающей появление дополнительных лепестков в диаграмме направленности антенны. На одном конце волновода расположен соединительный фланец для присоединения волноводной линии, на другом находится специальный поглотитель энергии из керрографита. В целях герметизации рупор закрывается диэлектрической пластиной из пенопласта.

§ 99. Антенные переключатели

При использовании одной общей антенны как для передачи, так и для приема сигналов необходимо иметь антенный переключатель. Во время передачи зондирующих импульсов переключатель соединяет антенну с генератором сверхвысокой частоты и блокирует (запирает) вход приемника от воздействия мощных импульсов передатчика. При приеме отраженных сигналов переключатель обеспечивает блокировку цепи передатчика от попадания принимаемых сигналов и направляет принятые отраженные сигналы на вход приемника.

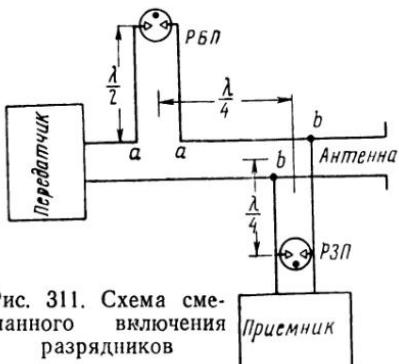


Рис. 311. Схема смешанного включения разрядников

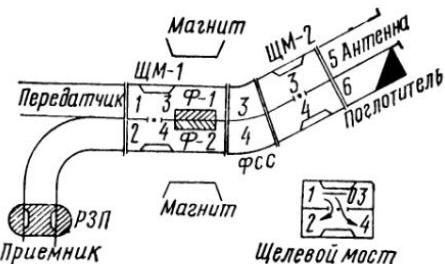


Рис. 312. Ферритовый антенный переключатель первого типа

К антенным переключателям предъявляются следующие требования:

в момент передачи мощность, просачивающаяся на вход приемника, не должна превышать 0,1 Вт;

антенный переключатель должен быть безынерционным. Время срабатывания не должно превышать сотых долей микросекунды;

потери мощности как при передаче, так и особенно при приеме отраженных сигналов должны быть минимальными.

В судовых РЛС получили распространение коммутационные и ферритовые антенные переключатели. В переключателях коммутационного типа используются высокочастотные газовые разрядники блокировки передатчика (РБП) и защиты приемника (РЗП), подключаемые к волноводной линии. В зависимости от способа включения разрядников схемы антенных переключателей коммутационного типа разделяются на последовательные, параллельные и смешанные.

На рис. 311 показана схема смешанного включения разрядников.

В момент работы передатчика под действием высокого напряжения в обоих разрядниках возникает газовый разряд и разрядники замыкаются. Разрядник РБП подключен к волноводной линии через полуволновый отрезок волновода, а разрядник РЗП — через четвертьволновый отрезок волновода, поэтому при замыкании разрядников входное сопротивление в точках *aa* оказывается очень малым (равным нулю), а в точках *bb* в сторону приемника очень большим (равным бесконечности). Следовательно, энергия зондирующего импульса передатчика будет направлена в антенну и в приемник не попадет.

После окончания зондирующего импульса разрядники размыкаются. Сопротивление в точках *aa* волновода и в точках *bb* в сторону передатчика оказывается очень большим (равным бесконечности), и принимаемые отраженные сигналы в передатчик не попадают, а поступают на вход приемника, линия которого является согласованной с главной волноводной линией.

Ферритовый антенный переключатель (рис. 312) состоит из: двух симметричных щелевых мостов *ЩМ-1* и *ЩМ-2*, двухканальной волноводной секции с помещенными внутри каждого канала ферритовыми пластинками *Φ-1* и *Φ-2*, наружного постоянного магнита, фазосдвигающей секции ФСС, керамического поглотителя и разрядника защиты приемника РЗП. Феррит представляет собой полупроводник из ферромагнитного материала с малой электропроводностью. Этот материал обладает электрическими свойствами диэлектрика и магнитными свойствами ферромагнитного материала. Малая электропроводность обеспечивает значительное уменьшение потерь энергии на вихревые токи, что позволяет применять ферриты в диапазоне сверхвысоких частот.

Используя ферриты в волноводах, можно создать устройство с различными характеристиками для передаваемой по волноводу электромагнитной энергии в зависимости от направления последней. При нахождении феррита во внешнем магнитном поле постоянных магнитов в результате взаимодействия собственных магнитных моментов электронов в атомах феррита с магнитным полем бегущей волны последняя получает дополнительный сдвиг по фазе на то или иное число градусов. Величина угла фазового сдвига зависит от напряженности постоянного магнитного поля, размеров ферритов и технологии их изготовления.

В данной схеме переключателя ферриты регулируются таким образом, чтобы при распространении энергии со стороны передатчика феррит *Φ-2* вызывал отставание фазы электромагнитного поля на 90° по отношению к фазе поля, проходящего через феррит *Φ-1*. Наоборот, при распространении энергии со стороны антенны и поглотителя феррит *Φ-1* должен вызывать отставание по фазе поля на 90° по отношению к ферриту *Φ-2*.

Фазосдвигающая секция представляет собой двухканальный волноводный переход, устроенный таким образом, что путь, проходимый волной по каналу 3, короче на четверть волны, чем путь волны по каналу 4, вследствие чего волна канала 4 будет отставать по фазе на 90° от волны, идущей по каналу 3.

При передаче сигналов антенный переключатель работает следующим образом. Энергия из передатчика, распространяясь по каналу 1, щелевым мостом ЩМ-1 делится пополам между каналами 3 и 4. В приемник энергия не попадает, так как канал 2 приемника с помощью разрядника РЗП развязан от канала передатчика. Волна, входящая в канал 3, опережает энергию волны в канале 4 на 90° . При распространении через феррит Φ -2 энергия канала 4 получит дополнительное отставание по фазе на угол, равный 90° относительно энергии в канале 3. Далее, проходя фазосдвигающую секцию, волна канала 4 получит дополнительное смещение по фазе на 90° относительно волн в канале 3. Таким образом, на выходе ФСС волна канала 3 опережает по фазе волну канала 4 на угол, равный 270° . Проходя ЩМ-2, энергия из канала 4 поступает в канал 5 антенны, куда одновременно подается энергия и из канала 3. Поскольку при прохождении через ЩМ-2 энергия канала 4 получает дополнительный фазовый сдвиг на угол 90° , то в канал антенны 5 энергия из обоих каналов 3 и 4 будет поступать в фазе. Одновременно энергия волн, поступающая в канал 6 поглотителя из каналов 3 и 4, оказывается в противофазе и компенсируется, не отражаясь. В случае наличия несогласованности антенны с волноводным трактом или рассогласования в самом волноводном тракте энергия сигналов, отраженных от неоднородностей, полностью затрачивается в поглотителе и обратно не отражается.

При приеме отраженных сигналов энергия, выйдя из антенного канала 5 в ЩМ-2, делится поровну между каналами 3 и 4, причем в канале 4 энергия отраженных сигналов отстает по фазе на угол 90° относительно энергии в канале 3. После прохождения фазосдвигающей секции энергия канала 4 получает дополнительное отставание по фазе на 90° . Следовательно, на выходе ФСС энергия каналов 3 и 4 имеет фазовый сдвиг, равный 180° . После прохождения через феррит Φ -1 энергия отраженных сигналов в канале 3 получит отставание по фазе относительно энергии канала 4 на угол, равный 90° . Следовательно, после прохождения сигналов через ферриты Φ -1 и Φ -2 разность фаз их будет равна 90° (энергия в канале 4 отстает по фазе от энергии в канале 3). После прохождения через ЩМ-1 в канал 2 приемника энергия канала 3 получит дополнительное отставание по фазе на 90° и окажется в фазе с энергией, поступающей в канал 2 из канала 4. Энергия канала 4, проникающая в канал 1 магнетрона, благодаря сдвигу по фазе на 90° при прохождении через ЩМ-1, оказывается в противофазе с энергией, поступающей в канал 1 из канала 3, и скомпенсирует ее. Таким образом, энергия принимаемых отраженных сигналов попадает в канал приемника и не воздействует на магнетрон.

Другим типом ферритового антенного переключателя является представленный на рис. 313. Этот переключатель содержит: два волноводных тройника I и III, ферритовый циркулятор II и согласующую нагрузку IV. Ферритовый циркулятор состоит из прямоугольного волновода, соленоида, ферритового стержня, укрепленного внутри волновода и постоянного магнита. Угол между плоскостями 1 и 2 волноводов составляет 45° , а между плоскостями 1 и 3 — 90° .

При работе РЛС через соленоид пропускается постоянный ток.

Создаваемое им магнитное поле совместно с полем постоянного магнита воздействует на ферритовый стержень таким образом, что вектор электрического поля E передатчика, поступающего из плеча I тройника, поворачивается на 45° по часовой стрелке (рис. 314, а), оказываясь перпендикулярным широкой стенке волновода 2. Тогда, энергия от передатчика свободно проходит в антенну. Энергия передатчика, проникающая из плеча I в плечо 3 приемника, зажигает разрядник защиты приемника и вход приемника блокируется от воздействия мощного зондирующего импульса. При приеме отраженных сигналов энергия из антенны попадает в волновод 2 . В процессе прохождения через ферритовый циркулятор вектор E поля сигнала поворачивается

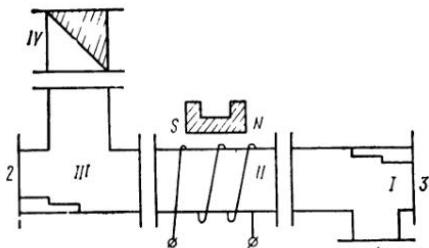


Рис. 313. Ферритовый антенный переключатель второго типа

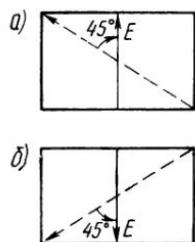


Рис. 314. Коммутация поля в ферритовом циркуляторе

на 45° против часовой стрелки (рис. 314, б). В этом случае вектор поля E оказывается перпендикулярным широкой стенке плеча 3 волновода и сигналы распространяются на вход приемника, не попадая в передатчик.

Газовые разрядники, используемые в антенных переключателях, представляют собой двухэлектродный газоразрядный прибор, наполненный газовой смесью водорода или аргона и паров воды под малым давлением. Эффективность работы разрядника будет тем больше, чем меньше время срабатывания, т. е. время зажигания и потухания. Кроме того, необходимо, чтобы в проводящем состоянии разрядник имел минимальное сопротивление. Тогда приемник будет лучше защищен от воздействия импульса передатчика.

Повышение эффективности работы разрядника достигается включением его в главную волноводную линию через двойной резонансный трансформатор (рис. 315). Повышающая обмотка $Tp1$ увеличивает напряжение, действующее на разрядник, отчего уменьшается время срабатывания. Понижающая обмотка $Tp2$ уменьшает мощность на входе приемника при замыкании разрядника, отчего повышается защита приемника от воздействия мощного импульса передатчика. В диапазоне сантиметровых волн роль двойного резонансного трансформатора выполняет обычно объемный резонатор.

Для уменьшения времени пробоя и уменьшения напряжения зажигания разрядника последний снабжается специальным поджигающим электродом, на который подается отрицательное относительно одного из электродов напряжение около 1000 В. Это напряжение соз-

дает тлеющий разряд, ускоряющий ионизацию промежутка между основными электродами в момент воздействия импульса напряжения СВЧ передатчика.

Разрядники бывают узкополосные и широкополосные. Узкополосные разрядники требуют подстройки на частоту РЛС при замене магнетрона, кристалла и пр. Чтобы повысить надежность работы, уменьшить время на перестройку станции и т. п., чаще применяются широкополосные разрядники. Они выполняются в виде герметизированного отрезка прямоугольного волновода, наполненного газовой смесью при низком давлении, и содержат 2—3 искровых промежутка, расположенных на расстоянии четверти волны один от другого (рис. 316).

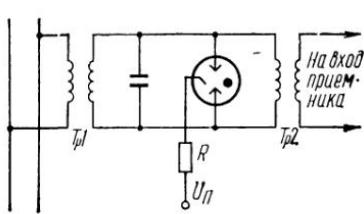


Рис. 315. Схема включения разрядника

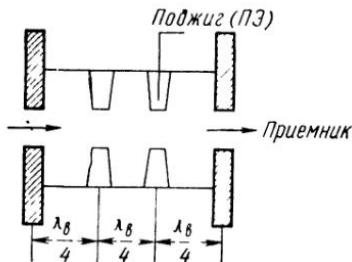


Рис. 316. Широкополосный разрядник

На концах разрядник имеет специальные окна для связи с волноводной линией и приемником. Второй искровой промежуток имеет поджигающий электрод, на который подается поджигающее напряжение. При воздействии зондирующего импульса первым замыкается искровой промежуток с поджигающим электродом (ПЭ), находящийся ближе к приемнику. Отраженная волна напряжения от второго искрового промежутка создает на зажимах первого промежутка удвоенное напряжение, которое замыкает этот промежуток. Отраженная волна напряжения от первого искрового промежутка, в свою очередь, замыкает входное окно разрядника, защищая приемник от воздействия импульса передатчика. Для обеспечения нормальной работы в условиях пониженных температур современные газовые разрядники снабжаются подогревателями с терморегулятором для автоматического включения и выключения подогрева.

Глава XXIII

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ПЕРЕДАТЧИКИ

§ 100. Особенности магнетронных генераторов

Передатчик импульсной РЛС содержит следующие основные элементы: генератор сверхвысокой частоты (ГСВЧ), модулятор, источник питания (выпрямитель). Генератор вырабатывает мощные кратковременные импульсы колебаний сверхвысокой частоты. В диапазоне сан-

тиметровых и миллиметровых волн генераторами СВЧ являются магнетроны.

Управление колебаниями генератора осуществляется модуляторным устройством, которое состоит из импульсного модулятора и подмодулятора.

Магнетрон представляет собой электровакуумный двухэлектродный прибор с электромагнитным управлением.

В передатчиках судовых радиолокационных станций применяют многорезонаторные магнетроны. Разрез такого типа магнетрона показан на рис. 317. Основой конструкции магнетрона является анодный блок 1, представляющий собой массивный медный цилиндр, в котором выточено по окружности четное число цилиндрических резона-

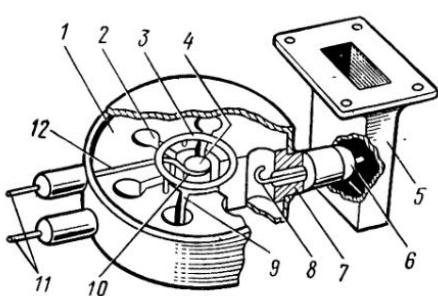


Рис. 317. Устройство магнетрона

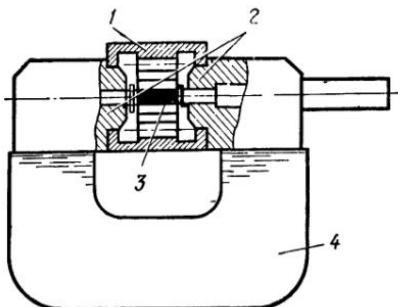


Рис. 318. Пакетированный магнетрон:
1 — медный анодный блок; 2 — ферромагнитные полюсные наконечники; 3 — катод;
4 — магнит

торов 2. Резонаторы сообщаются с внутренней полостью магнетрона, называемой пространством взаимодействия, с помощью прямоугольных пазов 9. Связь магнетрона с внешней нагрузкой осуществляется посредством проволочной 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.

В центре анодного блока расположен цилиндрический оксидный подогревный катод 10. Этот катод имеет значительный диаметр для получения достаточного эмиссионного тока. С обеих сторон катода расположены так называемые охранные диски 4, улучшающие структуру поля у краев анодного блока и препятствующие утечке электронов из пространства взаимодействия в торцевые области магнетрона. 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. Имеющееся на держателе утолщение выполняет роль высокочастотного дросселя препятствующего выходу высокочастотной энергии через выводы накала.

С торцовой стороны анодного блока имеются связки — проводники 3, соединяющие сегменты анодного блока. Для охлаждения магне-

транса на его наружной поверхности имеются ребра, обдуваемые вентилятором. Исходя из условий удобства охлаждения, безопасности обслуживания и облегчения отвода высокочастотной энергии, анодный блок заземляется, а к катоду прикладываются импульсы высокого напряжения отрицательной полярности. Магнитное поле магнетрона создается обычно постоянными магнитами, не показанными на рис. 317. Эти магниты, изготовленные из специальных сплавов, создают сильное магнитное поле.

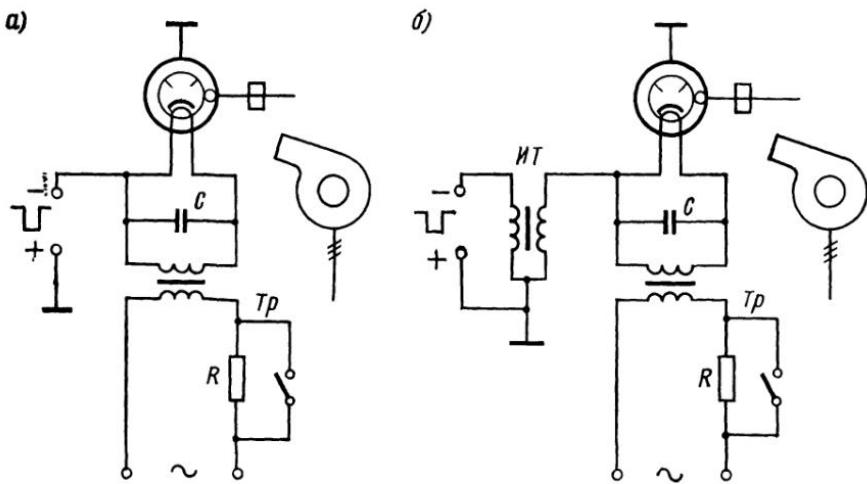


Рис. 319. Схемы магнетронных генераторов

На практике широко применяются пакетированные магнетроны, у которых магнитная система является составной частью конструкции самого магнетрона. У пакетированных магнетронов полюсные наконечники входят с торцов внутрь магнетрона (рис. 318). Этим уменьшается воздушный зазор между полюсами, а следовательно, и сопротивление магнитопровода, что позволяет сократить размеры и массу магнитной системы магнетрона.

Схемы магнетронных генераторов показаны на рис. 319. В состав каждой схемы входят: магнетрон, магнитная система, трансформатор накала и система охлаждения анодного блока магнетрона. Схема магнетронного генератора содержит три цепи: сверхвысокочастотную, анодную и накалывальную. Токи СВЧ циркулируют в резонаторной системе магнетрона и в связанной с ней внешней нагрузке. Импульсный анодный ток проходит от положительного зажима модулятора, через анод-катод магнетрона, на отрицательный зажим модулятора. Величина этого тока определяется по формуле

$$I_a = \frac{I_{cp}}{\tau_{ii} F_{ii} \alpha},$$

где $I_{ср}$ — среднее значение анодного тока, А;
 τ_i — длительность импульсов, с;
 F_i — частота следования импульсов, имп/с;
 α — коэффициент формы импульсов (для прямоугольных импульсов равен единице).

Ток накала протекает по цепи, состоящей из вторичной обмотки трансформатора T_p и нити подогрева катода. Обычно напряжение накала магнетрона равно 6,3 В, но ввиду того, что катод работает в режиме усиленной электронной бомбардировки, питание катода требуется только для разогрева катода перед подачей высокого напряжения на анод. После подачи анодного напряжения напряжение накала обычно уменьшают автоматически с помощью резистора R до 4 В.

В схеме на рис. 319, а модулирующий импульс напряжения с выхода модулятора подается на катод магнетрона. Вторичная обмотка трансформатора накала по отношению к корпусу генератора находится под высоким напряжением. Аналогично это имеет место и в схеме на рис. 319, б. Здесь один конец вторичной обмотки импульсного трансформатора $ИТ$ подсоединен к корпусу, а второй — к трансформатору накала. Поэтому изоляция между вторичной обмоткой трансформатора накала и корпусом, а также между обмотками должна быть расчитана на полное анодное напряжение магнетрона.

Чтобы не исказить заметно форму модулирующих импульсов, емкость вторичной обмотки трансформатора накала должна быть возможно меньше.

Важным показателем качества работы магнетронного генератора является стабильность частоты генерируемых колебаний. Основными причинами, вызывающими отклонение частоты магнетрона, являются непостоянство и несогласованность нагрузки, непостоянство электрического режима, например: изменения анодного напряжения или анодного тока, колебания температуры анодного блока. Различают следующие два вида изменения частоты: а) медленное колебание частоты, когда в течение промежутка времени, равного длительности отдельного импульса, частота практически остается постоянной; б) быстрое изменение частоты, при которой нельзя пренебречь уходом частоты даже во время генерации каждого отдельного короткого импульса.

Медленное изменение частоты происходит при вращении антенны, при плавном изменении напряжения источников питания, при изменении окружающей температуры. Такого вида нестабильность частоты не искашает спектр генерируемого импульса, а несколько сдвигает его. Влияние на работу станции такого ухода частоты можно уменьшить применением в приемнике автоматической подстройки частоты. При быстром изменении частоты наблюдается искажение формы частотного спектра импульса и расширение полосы частот. Это может привести к снижению дальности действия радиолокационной станции, так как значительная доля энергии импульса может оказаться вне полосы пропускания приемного устройства.

Стабильность частоты магнетрона может быть повышена, если длина волноводной линии, соединяющей магнетрон с антенной, не

будет превышать некоторую критическую величину, определяемую по формуле

$$l_{\text{кр}} = \frac{c \lambda_{\text{в}} k_{\text{бв}}}{2\pi \lambda F_{\text{с}}} ,$$

где λ — длина волны РЛС;

$\lambda_{\text{в}}$ — длина волны в волноводе;

$K_{\text{бв}}$ — коэффициент бегущей волны волноводной линии;

c — скорость распространения радиоволн;

$F_{\text{с}}$ — коэффициент затягивания частоты магнетрона, Гц/°.

Поскольку на практике длина волноводной линии по условиям установки передатчика и антенны может превышать критическую, в волноводный тракт РЛС вводят специальное устройство, называемое фазорегулятором. Фазорегулятор представляет собой отрезок прямоугольного волновода с меняющимися размерами поперечного сечения. При изменении размеров поперечного сечения меняется фазовая скорость электромагнитных волн и, следовательно, электрическая длина волноводной линии.

§ 101. Импульсные модуляторы

Модулирующие импульсы, используемые для управления колебаниями магнетронного генератора, как указывалось выше, имеют отрицательную полярность. Для обеспечения нормального режима работы магнетрона и избежания нежелательных колебаний в нем необходимо, чтобы скорость нарастания модулирующего напряжения импульса лежала в определенных пределах, т. е. чтобы фронт импульса не был слишком пологим и слишком крутым.

Практически длительность фронта модулирующего импульса берется $t_{\phi} = (0,1 \div 0,2) \tau_{\text{и}}$, где $\tau_{\text{и}}$ — длительность импульса.

Длительность спада модулирующего импульса может иметь несколько большую величину. Ее выбирают обычно $t_{\text{c}} = (0,2 \div 0,3) \tau_{\text{и}}$.

Особенно высокие требования предъявляются к стабильности напряжения модулирующего импульса. Допустимый относительный спад верхушки модулирующего импульса не должен превышать (рис. 320)

$$\gamma = \frac{U_1 - U_2}{U_1} = \frac{\Delta U}{U_1} = 0,01 \div 0,02 .$$

Принцип действия импульсных модуляторов основан на медленном накоплении энергии в специальном накопителе в течение интервала времени $t_s = T_{\text{и}} - \tau_{\text{и}}$ между импульсами, с последующей быстрой отдачей накопленной энергии нагрузке модулятора (магнетрону) за короткий промежуток времени, равный длительности импульса $\tau_{\text{и}}$. Благодаря такому режиму работы обеспечивается получение больших импульсных мощностей при сравнительно малых мощностях первичных источников питания.

Соединение отдельных элементов импульсного модулятора показано на рис. 321. Когда коммутирующий прибор (K) разомкнут, нако-

питель заряжается от высоковольтного выпрямителя через ограничитель, защищающий источник питания от перегрузки, и шунтирующий элемент. При замыкании коммутирующего прибора происходит разряд накопителя на нагрузку (магнетронный генератор) и на зажимах нагрузки формируется импульс напряжения заданной длительности и амплитуды.

Накопителем энергии может служить емкость или индуктивность. В качестве емкостного накопителя применяют конденсатор или разомкнутую на конце длинную линию. В зависимости от типа накопителя

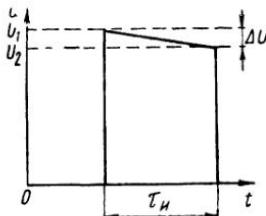


Рис. 320. Форма модулирующего импульса

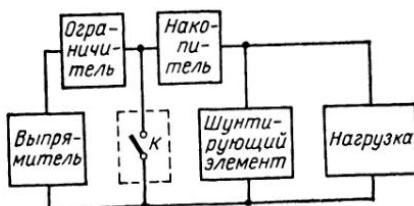


Рис. 321. Блок-схема импульсного модулятора

выбирается тип коммутирующего прибора. Когда накопителем является конденсатор, то коммутирующий прибор должен быть жесткого типа, работающий на замыкание и размыкание. Таким прибором является электронная лампа. Если накопителем служит длинная линия, то применяют коммутирующие приборы мягкого типа (газоразрядные), работающие только на замыкание.

§ 102. Модулятор с накопительным конденсатором

Схема модулятора с накопительным конденсатором показана на рис. 322, а. Схема содержит: накопительный конденсатор $C_{\text{н}}$, резистор с ограничительным сопротивлением R_a , коммутирующую (модуляторную или разрядную) лампу $L1$ и магнетронный генератор $L2$. Кроме этого, в схеме имеются: катушка индуктивности L , шунтирующая нагрузку, и диод $L3$, называемый подрезающим или демпфирующим.

В интервале между импульсами $T_{\text{и}} - \tau_{\text{и}}$ (рис. 322, б) лампа $L1$ заперта большим отрицательным напряжением — E_g смещения. Накопительный конденсатор заряжается через резистор R_a и катушку индуктивности L . Напряжение на конденсаторе увеличивается по закону

$$U_c = U_2 + (U_1 - U_2) \left(1 - e^{-\frac{t}{R_a C_n}} \right),$$

достигая к концу заряда величины

$$U_1 = U_2 + (U_1 - U_2) \left(1 - e^{-\frac{T_{\text{и}}}{R_a C_n}} \right).$$

При работе схемы на управляющую сетку модуляторной лампы подается от подмодулятора прямоугольный импульс напряжения положительной полярности, лампа $L1$ отпирается и конденсатор C_h разряжается на магнетрон $L2$ через $L1$. На зажимах анод—катод магнетрона возникает модулирующий импульс напряжения, под действием которого магнетрон генерирует колебания сверхвысокой частоты. Напряжение на магнетроне будет до тех пор, пока на сетке $L1$ действует положительное напряжение. Следовательно, длительность радиоимпульса, генерируемая магнетроном, определяется длительностью управляющего импульса на сетке $L1$.

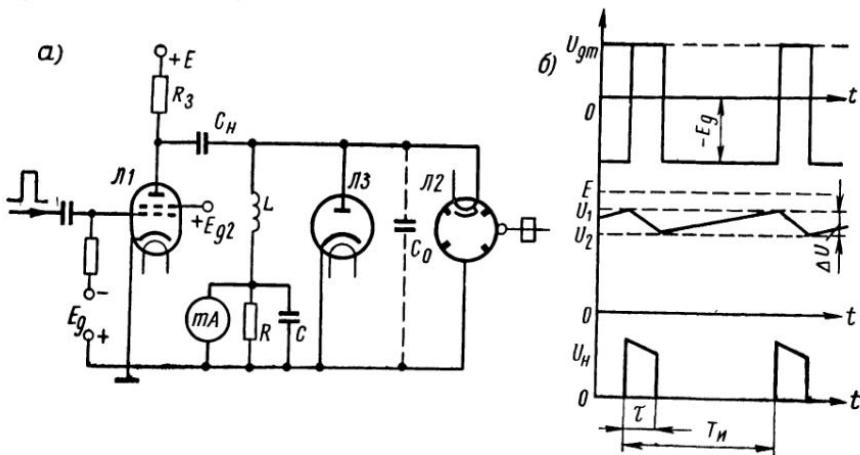


Рис. 322. Схема модулятора с накопительным конденсатором:
а — принципиальная схема, б — графики изменения напряжения в цепях

За время длительности импульса напряжение на накопительном конденсаторе, из-за разряда его на нагрузку, постепенно уменьшается, достигая к концу величины

$$U_c = U_2 = U_1 e^{-\frac{\tau_i}{R_h C_h}}, \quad (213)$$

где R_h — сопротивление нагрузки.

При этом снижается и напряжение на зажимах магнетрона. Как следует из выражения (213), снижение напряжения будет тем меньше, чем больше емкость C_h и сопротивление нагрузки R_h . Как отмечалось ранее, спад вершины модулирующего импульса напряжения за время длительности импульса τ_i не должен превышать 1—2%. Это требование обеспечивается надлежащим выбором накопительной емкости C_h и использованием режима частичного разряда накопительного конденсатора. Практически величина емкости C_h бывает в пределах от сотых до десятых долей микроафарда.

Схема модулятора содержит некоторую паразитную емкость C_0 , создаваемую модуляторной лампой, магнетроном, емкостью монтажа и пр. При отпирании модуляторной лампы напряжение накопительного

конденсатора оказывается приложенным одновременно к магнетрону и конденсатору C_0 , поэтому напряжение на магнетроне будет расти постепенно со скоростью

$$\frac{dU_H}{dt} \approx \frac{I_M - I_H}{C_0},$$

где I_M — ток через модуляторную лампу;

I_H — ток нагрузки (магнетрона).

Длительность фронта t_ϕ модулирующего импульса на нагрузке (рис. 323) будет тем меньше, чем больше ток I_M и меньше паразитная емкость C_0 схемы.

Модулирующий импульс напряжения вызывает также ток через катушку индуктивности L модулятора. Величина этого тока будет в общем случае расти по закону

$$i_L = \frac{U_H}{R_L} \left(1 - e^{-\frac{R_L}{L} t} \right), \quad (214)$$

где R_L — активное сопротивление катушки.

Поскольку R_L обычно мало, то выражение (214) можно упростить:

$$i_L = \frac{U_H}{L} t,$$

откуда следует, что ток через катушку индуктивности будет расти по линейному закону и к концу импульса напряжения достигнет величины

$$I_L = \frac{U_H}{L} \tau_H.$$

После запирания модуляторной лампы конденсатор C_0 начнет разряжаться через катушку L . Так как контур L, C_0 имеет малое затухание, то разряд конденсатора будет носить колебательный характер, как показано на рис. 323 пунктиром. Вследствие этого через полупериод на аноде магнетрона возникнет напряжение с амплитудой

$$U_{max} = U_H \sqrt{1 + \frac{\tau_H}{t_c}} > U_H,$$

отчего магнетрон может повторно возбудиться, а также увеличится напряжение между анодом и катодом модуляторной лампы, достигая величины $U_a = U_H + U_{max}$, опасной из-за возможного пробоя лампы.

Для подавления колебаний контур шунтируется диодом $L3$. Если сопротивление диода будет меньше половины волнового сопротивле-

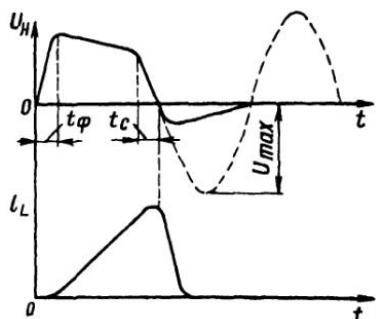


Рис. 323. Изменение напряжения при разряде накопительного конденсатора

ния контура $R_d < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C_0}}$, то разряд окажется апериодическим и колебания в контуре будут затухать, как показано на рис. 323 сплошной линией.

Среднее значение тока магнетрона равно среднему значению тока подзаряда накопительного конденсатора. Поэтому для измерения тока магнетрона последовательно с катушкой индуктивности включен миллиамперметр, шунтированный резистором R и конденсатором C . Модуляторная лампа работает в режиме большого анодного тока и высокого анодного напряжения. Поэтому катоды модуляторных ламп должны обладать высокой эмиссионной способностью. Анодное напряжение модуляторных ламп достигает для судовых РЛС 15—

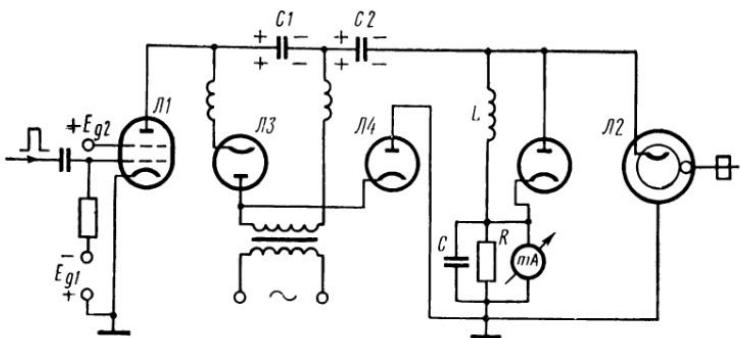


Рис. 324. Комбинированная схема модулятора

20 кВ, что предъявляет высокие требования к электрической прочности модуляторных ламп. Часто для получения достаточного анодного тока применяется параллельное включение модуляторных ламп. Наиболее широко в качестве модуляторных ламп используются импульсные тетроды. Вследствие экранирующего действия второй сетки и подачи на нее относительно низкого напряжения напряжение запирания у тетродов меньше, чем у триодов. Уменьшение запирающего напряжения требует, в свою очередь, меньшей амплитуды положительного управляющего импульса, а следовательно, и меньшей мощности подмодуляторного каскада.

В судовых РЛС часто применяются импульсные модуляторы с накопительным конденсатором, выполненные по схеме, показанной на рис. 324. Здесь в схему модулятора входит непосредственно источник питания — выпрямитель, выполненный по схеме с удвоением напряжения. Конденсаторы $C1$ и $C2$ фильтра выпрямителя являются одновременно накопительными конденсаторами модулятора. Когда модуляторная (разрядная) лампа $L1$ заперта, происходит заряд конденсаторов $C1$ и $C2$ от выпрямительных кенотронов $L3$ и $L4$. При отпирании лампы $L1$ последовательно включенные конденсаторы $C1$ и $C2$ разряжаются через лампу $L1$ на магнетрон $L2$.

§ 103. Модулятор с накопительной линией

Кроме схемы с накопительным конденсатором, в передатчиках некоторых судовых РЛС применяют схемы импульсных модуляторов и подмодуляторов с накопительной линией, разомкнутой на конце. Линия в этой схеме модулятора служит накопителем энергии и является цепью, формирующей прямоугольные импульсы напряжения заданной длительности.

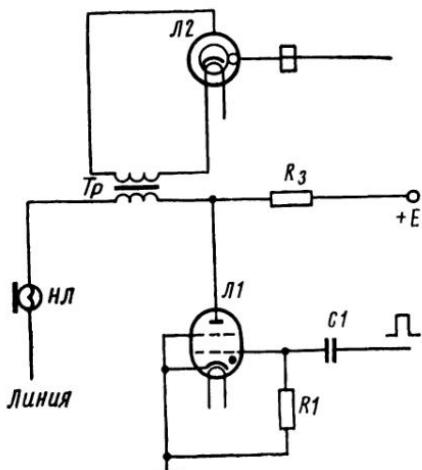


Рис. 325: Модулятор с накопительной линией

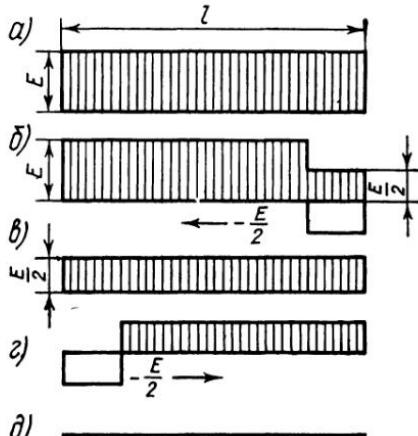


Рис. 326. График изменения напряжения на формирующей линии

В модуляторах с накопительной линией коммутирующие приборы работают только на замыкание, поэтому здесь применяют газоразрядные коммутаторы. Наибольшее распространение получили водородные тиатротроны, обладающие рядом преимуществ по сравнению с другими типами газонаполненных приборов. Водородные тиатротроны имеют малое время ионизации и деионизации, обеспечивают коммутацию очень коротких импульсов, обладают положительной пусковой характеристикой, т. е. не требуют отрицательного сеточного смещения, так как запираются при нулевом потенциале на сетке. Благодаря последнему свойству зажигание тиатротрона происходит при сравнительно небольшой амплитуде положительного напряжения на сетке 150—200 В. Тиатротрон может работать при различной окружающей температуре и в момент зажигания имеет небольшое падение напряжения 70—100 В, поэтому мощность, рассеиваемая на аноде тиатротрона, невелика.

К недостаткам тиатротрона относится малое обратное напряжение. Это вызывает необходимость применять импульсные трансформаторы для повышения напряжения, подаваемого на магнетрон. Принципиальная схема модулятора представлена на рис. 325. Модулятор содержит: модуляторную лампу — водородный тиатротрон L_1 , накопительную линию NL , разомкнутую на конце, импульсный трансформатор T_p , магнетрон L_2 , зарядное сопротивление R_b .

Анод тиатрона через первичную обмотку трансформатора соединен с накопительной линией и через резистор R_a с источником постоянного высокого напряжения $+E$. Вторичная обмотка импульсного трансформатора нагружена на магнетрон $L2$. При отсутствии поджигающих импульсов тиатрон заперт, так как напряжение на сетке равно нулю. Линия через резистор R_a заряжается до напряжения источника E (рис. 326, а). При подаче на сетку тиатрона поджигающего импульса напряжения положительной полярности тиатрон зажигается, сопротивление тиатрона резко уменьшается и линия начинает разряжаться на нагрузку (первичную обмотку импульсного трансформатора), величина которой согласовывается с волновым сопротивлением линии $R_h = \rho_l$. В связи с тем, что магнетрон включен в схему через импульсный трансформатор, сопротивление нагрузки определяется выражением

$$R_h = \frac{R_m}{N^2},$$

где R_m — сопротивление магнетрона постоянному току;

N — коэффициент трансформации импульсного трансформатора.

Разрядный ток линии будет создавать напряжение на нагрузке, равное $U_h = i_p R_h = \frac{E}{2}$, и разрядную волну напряжения в линии $U_l = -i_p \rho_l = -\frac{E}{2}$. По мере разряда последующих распределенных емкостей, разрядная волна напряжения будет перемещаться вдоль линии от ее начала к разомкнутому концу (рис. 326, б).

В момент времени $t_1 = \frac{l}{v_0}$, где l — длина линии, а v_0 — скорость распространения радиоволн вдоль линии, волна достигает разомкнутого конца линии (рис. 326, в), отражается без изменения величины и знака и начинает распространяться по направлению к нагрузке (рис. 326, г).

Через время $t_2 = \frac{2l}{v_0}$ волна напряжения достигает нагрузки. Так как сопротивление нагрузки согласовано с линией, то волна напряжения больше не отразится и линия окажется полностью разряженной (рис. 326, д). В результате на зажимах первичной обмотки импульсного трансформатора формируется прямоугольный импульс напряжения с амплитудой $U_h = \frac{E}{2}$ и длительностью $\tau_h = \frac{2l}{v_0}$, где $v_0 = \frac{c}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$.

Этот импульс подается на магнетрон через вторичную обмотку импульсного трансформатора. Заданная длительность импульса обеспечивается путем соответствующего выбора длины линии. При длительности импульсов более 0,1 мкс применяют искусственные длинные линии. Если искусственную линию зарядить до напряжения E , то по аналогии с длинной линией при разряде на сопротивление R_h , равное волновому сопротивлению искусственной линии $R_h = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho_l$, возникает импульс напряжения с амплитудой $\frac{E}{2}$ и длительностью, равной

времени распространения волны напряжения от нагрузки до разомкнутого конца линии и обратно $\tau_u = 2n\sqrt{LC}$, где n — число звеньев линии. Форма импульса зависит от числа звеньев линии. Для получения минимальных искажений количество звеньев определяется из выражения $n = 0,3 \frac{\tau_u}{t_{\Phi}}$. Индуктивность и емкость каждого звена могут быть определены по формулам:

$$L = \frac{R_h}{2n} \tau_u; \quad C = \frac{\tau_u}{2R_h n}.$$

Зарядное сопротивление должно быть таким, чтобы ток через тиатрон не превышал величины, допустимой для данного типа прибора. С другой стороны, можно считать, что линия при заряде представляет собою емкость, равную общей емкости линии $C_0 = nC$. Тогда постоянная времени заряда линии будет равна $t_s = C_0 R_s$. Чтобы линия успевала заряжаться в интервале между импульсами, необходимо выполнить условие $t_s < T_i - \tau_u \approx T_i$. Исходя из этих предпосылок и выбирается величина R_s .

Устойчивость работы модулятора с импульсным тиатроном во многом зависит от электрических параметров сеточной цепи и параметров генератора поджигающих импульсов.

При зажигании тиатрона значительно повышается напряжение на сетке из-за перераспределения анодного напряжения между участками тиатрона. Для снижения сеточного напряжения надо, чтобы генератор поджигающих импульсов (подмодулятор) имел малое выходное сопротивление. Форма поджигающих импульсов должна быть близкой к прямоугольной с крутым фронтом и спадом. Длительность поджигающих импульсов выбирается больше длительности импульсов модулятора $\tau_p > \tau_u$.

Для улучшения формы модулирующих импульсов напряжения часто применяют искусственные линии, состоящие из последовательно соединенных параллельных контуров (рис. 327, а).

Как известно, входное сопротивление двухпроводной разомкнутой на конце длинной линии без потерь равно

$$Z_{bx} = -j \rho_l \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} l, \quad (215)$$

где l — длина отрезка линии.

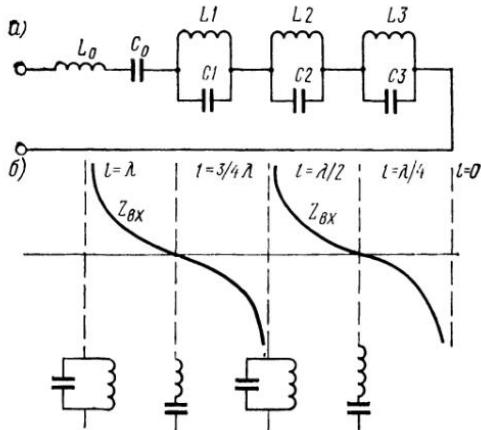


Рис. 327. Длинная линия из последовательно соединенных параллельных контуров:
а — схема соединения контуров; б — график изменения сопротивления разомкнутой линии

График зависимости $Z_{bx} = f(l)$ представлен на рис. 327, б, откуда видно, что при длине линии $l = \frac{\lambda}{2}$; $l = \lambda$; $l = \frac{3}{2}\lambda$ и т. д. отрезок линии эквивалентен контуру, настроенному в резонанс на это значение длины волны.

Поскольку длина линии определяется заданной длительностью импульса τ_n , то формулу (215) можно представить следующим образом:

$$Z_{bx} = -j\rho_n \operatorname{ctg} \frac{2\pi f}{v_0} l = -j\rho_n \operatorname{ctg} \pi f \tau_n.$$

При заряде такой линии в промежутке между импульсами полное напряжение E прикладывается лишь к конденсатору C_0 . Остальные конденсаторы находятся под тем или иным напряжением небольшой величины только во время формирования импульсов, что является достоинством линии данного типа. Хотя форма импульса улучшается с увеличением количества контуров, однако брать число контуров более 4–6 при длительности импульсов менее 1 мкс нежелательно, поскольку индуктивности и емкости отдельных контуров становятся соизмеримыми с паразитными параметрами схемы.

§ 104. Магнитные импульсные модуляторы

Кроме коммутирующих приборов электронного и ионного типов, в импульсных модуляторах широко используются коммутирующие приборы в виде нелинейной индуктивности. Такие схемы получили название магнитных модуляторов.

На рис. 328 показана простейшая схема магнитного модулятора на переменном токе. Схема состоит из трансформатора T_p , катушки зарядной индуктивности L_3 , накопительного конденсатора C_n , катушки нелинейной индуктивности L_k , обмотки подмагничивания нелинейной индуктивности L_n , импульсного трансформатора IT и нагрузки в виде сопротивления R_m магнетронного генератора. Сердечник L_k выполняется из высококачественного ферромагнитного материала с очень малыми потерями на гистерезис. В начальный момент индуктивность L_k имеет большую величину. Конденсатор C_n заряжается от источника переменного напряжения, достигая к концу заряда величины $U_{cm} = U_m \pi$, где U_m — амплитуда питающего напряжения.

Увеличение напряжения в π раз объясняется тем, что цепь $L_3 C_n$ настраивается на частоту питающего напряжения $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_n}}$.

По мере заряда конденсатора C_n обмотка L_k будет перемагничивать сердечник и к моменту, когда напряжение на C_n достигнет величины U_{cm} , сердечник оказывается насыщенным. При этом величина индуктивности L_k резко уменьшится и конденсатор C_n быстро разрядится через L_k на нагрузку R_m , создавая на зажимах нагрузки импульсное напряжение.

Рассмотренная простейшая схема модулятора не позволяет получить на нагрузке импульсы малой длительности из-за большого значения индуктивности L_{k1} . Для получения более коротких импульсов применяют многокаскадные схемы модуляторов с формирующей длинной линией (рис. 329).

Конденсатор C_{h1} заряжается, как обычно, от источника переменного напряжения. Когда индуктивность L_{k1} окажется минимальной, C_{h1} начнет разряжаться через L_{k1} на C_{h2} . Далее, при увеличении напряжения на конденсаторе C_{h2} насыщается сердечник обмотки L_{k2} и C_{h2} будет разряжаться на формирующую линию. Аналогично длинная линия, разряжаясь через обмотку нелинейной индуктивности L_{k3} , формирует на нагрузке R_m импульсы напряжения прямоугольной формы, длительность которых определяется параметрами линии. Таким образом, энергия, запасенная в конденсаторе C_{h1} , переходит, за вычетом потерь, в нагрузку модулятора. Накопительная емкость каждого каскада, называемого каскадом сжатия (сжимающим звеном), имеет одинаковую величину

$$C_{h1} = C_{h2} = C_{h3}.$$

Причем емкостью C_{h3} является общая емкость линии $C_{h3} = nC$. Для получения более коротких импульсов от одного каскада сжатия к другому необходимо, чтобы $L_{k1} > L_{k2} > L_{k3}$.

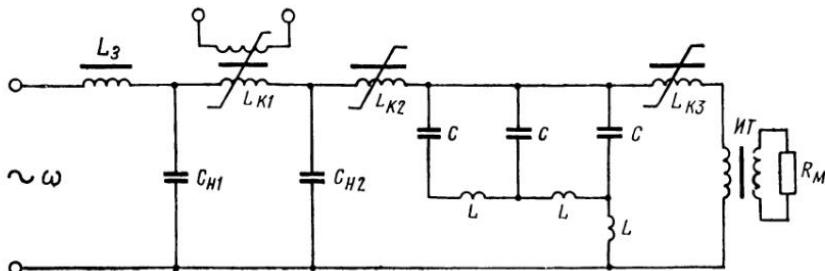


Рис. 329. Схема магнитного модулятора с формирующей длинной линией

Нелинейная индуктивность в каждом сжимающем звене может выполняться в виде дросселя, автотрансформатора и трансформатора. Сжимающие звенья с дросселями насыщения называют звеньями типа А, с трансформаторами — звеньями типа Б. Обычно используются смешанные схемы, например типа АБА. Схемы с трансформаторами позволяют повысить напряжение от каскада к каскаду, а также разделить части схемы модулятора на постоянному току. Недостатком схемы модулятора на переменном токе является зависимость частоты следования импульсов от частоты питающего напряжения. По этой причине

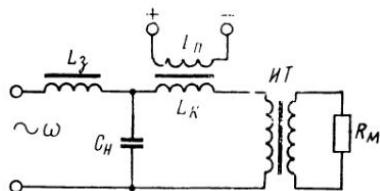


Рис. 328. Простейшая схема магнитного модулятора

на практике находят широкое применение магнитные модуляторы на постоянном токе, которые позволяют получить любую необходимую частоту следования импульсов. Для этой цели схема должна иметь преобразователь энергии постоянного тока в энергию переменного импульсного тока. Таковым обычно является управляемый полупроводниковый диод — тиристор.

Тиристор может быть включен в цепь входного контура или в первый каскад (звено) сжатия по последовательной и параллельной схемам. На рис. 330 показана схема магнитного модулятора на постоянном токе с параллельным включением тиристора T в первом каскаде сжатия. В интервале времени между запускающими импульсами тиристор закрыт. Накопительный конденсатор C_{H1} заряжается от источника

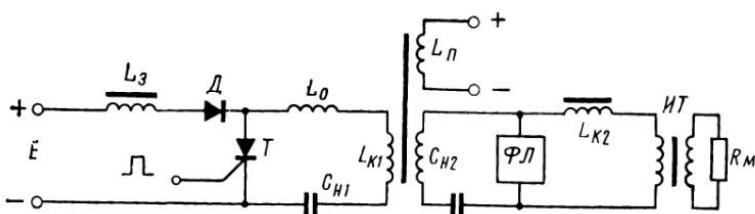


Рис. 330. Схема магнитного модулятора на постоянном токе

постоянного напряжения E через L_3 и диод D . Причем параметры цепи $L_3 C_{H1}$ выбираются из расчета, чтобы ее собственная частота была близка половине частоты следования импульсов:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_{H1}}} \approx \frac{F_u}{2}.$$

При подаче на тиристор запускающих импульсов напряжения положительной полярности от задающего генератора тиристор открывается и конденсатор C_{H1} будет разряжаться на первичную обмотку L_{K1} трансформатора, которая является нелинейной индуктивностью схемы модулятора. Дальнейший процесс работы схемы аналогичен модулятору на переменном токе.

Магнитные импульсные модуляторы обладают высокой надежностью работы, имеют большой срок службы, характеризуются мгновенной готовностью к действию, отличаются высоким к. п. д. и позволяют получать длительность импульсов до 0,1 мкс. Этими качествами магнитные модуляторы выгодно отличаются от импульсных модуляторов других типов.

§ 105. Подмодуляторные каскады

Управление работой модулятора с накопительным конденсатором осуществляется с помощью подмодулятора, который создает прямые угольные импульсы напряжения необходимой амплитуды, длительности и частоты следования. Наибольшее распространение в качест-

ве подмодуляторов получили блокинг-генераторы или иные схемы с формирующей искусственной длинной линией. Часто в подмодуляторных каскадах применяется предварительное усиление запускающих импульсов, которые потом подаются на оконечный подмодуляторный каскад, где происходит окончательное формирование прямоугольных импульсов для управления модуляторным каскадом.

На рис. 331 приведена схема подмодулятора, состоящая из трех каскадов: усилителя запускающих импульсов (левая половина $L1$), первого ждущего блокинг-генератора (правая половина $L1$) и второго ждущего блокинг-генератора (лампа $L2$). Усилитель и первый блокинг-генератор имеют общую анодную нагрузку, которой является обмотка 1 импульсного трансформатора $Tp1$. В исходном состоянии

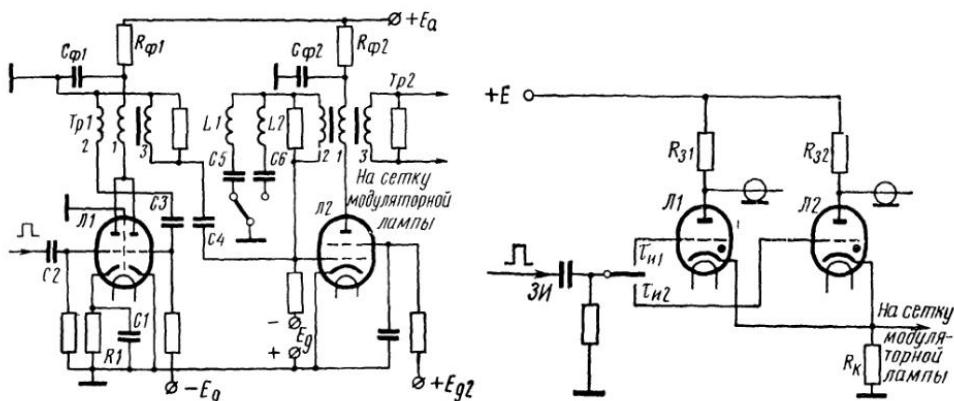


Рис. 331. Схема подмодулятора на электронных лампах

Рис. 332. Схема подмодулятора на тиратронах

правая половина $L1$ и лампа $L2$ заперты отрицательным смещением, подаваемым на управляющие сетки. На сетку левой половины лампы $L1$ подается исходное отрицательное смещение с помощью резистора $R1$, шунтированного конденсатором $C1$.

При запуске схемы, когда на сетку левой половины $L1$ поступает импульс напряжения положительной полярности, на аноде $L1$ возникает усиленный импульс напряжения отрицательной полярности. Этот импульс, трансформируясь в обмотке 2, приобретает положительную полярность и через $C3$ подается на сетку правой половины $L1$. Лампа отпирается, и срабатывает первый ждущий блокинг-генератор, создавая в выходной обмотке 3 прямоугольный импульс напряжения положительной полярности. Этот импульс через конденсатор $C4$ подается на управляющую сетку $L2$ второго блокинг-генератора. Лампа $L2$ открывается, и в схеме возникает блокинг-процесс.

Одновременно заряжается одна из однозвезденных линий, которая состоит из последовательно соединенных $L1$, $C5$ или $L2$, $C6$. Бегущая волна напряжения, отраженная от открытого конца линии, скачком уменьшает напряжение в начале линии до нуля, лампа $L2$ вновь за-

пирается и блокинг-процесс в схеме прекращается. Таким образом, длительность импульсов, генерируемых вторым блокинг-генератором, определяется параметрами линии. Такая схема блокинг-генератора позволяет повысить стабильность длительности импульсов. В выходной обмотке 3 трансформатора *Tr2* возникают импульсы напряжения положительной полярности, которые поступают на управляющую сетку модуляторной лампы.

Кроме блокинг-генераторов с формирующими линиями, в выходных каскадах подмодуляторов используют также схемы с накопительными линиями на водородных тиратронах. Такая схема выходного каскада подмодулятора показана на рис. 332. В зависимости от необходимой длительности импульса $\tau_{и1}$ или $\tau_{и2}$ включается тот или иной тиратрон с соответствующей формирующей линией.

Глава XXIV

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ПРИЕМНИКИ

§ 106. Общие сведения об устройстве приемников

Приемники импульсных радиолокационных станций должны удовлетворять следующим основным требованиям:

- иметь малый уровень собственных шумов, чтобы обнаруживать очень слабые отраженные сигналы;
- иметь большой коэффициент усиления, чтобы повышать напряжение наиболее слабых сигналов до величины, достаточной для наблюдения сигналов на экране индикатора;

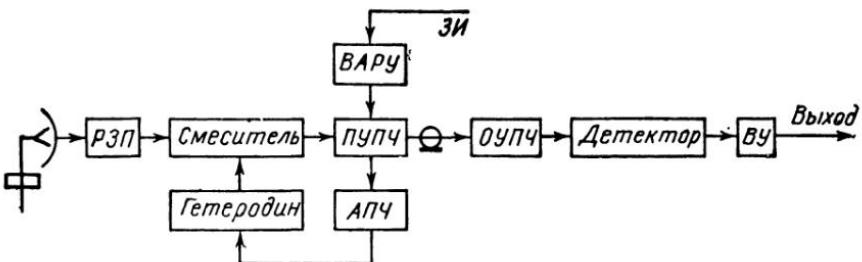


Рис. 333. Блок-схема судового радиолокационного приемника

обладать достаточно широкой полосой пропускания, чтобы искажения формы импульсных сигналов не превышали допустимой величины;

обеспечивать высокую точность настройки, которая позволит предотвратить потерю чувствительности и изменение эффективной полосы пропускания приемника.

Судовые радиолокационные приемники выполняют обычно по супергетеродинной схеме. При работе на сверхвысоких частотах супергетеродинная схема имеет ряд недостатков, связанных с тем, что

теродинный приемник может обеспечить достаточное усиление, необходимую чувствительность и хорошую избирательность. Блок-схема типового судового радиолокационного приемника представлена на рис. 333. Вследствие того, что усиление высокой частоты в диапазоне сантиметровых волн требует использования сложных электронных приборов (например, ламп бегущей волны), первым каскадом приемника судовой навигационной РЛС является обычно преобразователь частоты.

Входная цепь радиолокационного приемника обеспечивает согласование входа приемника с антенно-волноводным трактом. Функцию входной цепи выполняет камера разрядника защиты приемника (РЗП) антенного переключателя.

Преобразователь частоты, состоящий из смесителя и гетеродина, преобразует частоту принимаемых сигналов в более низкую, промежуточную, частоту. Усилитель промежуточной частоты, имеющий значительное количество каскадов, обеспечивает необходимое усиление и избирательность приемника. Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) является на предварительный усилитель промежуточной частоты (ПУПЧ) и основной (УПЧ). Каскады ПУПЧ располагаются обычно у входа антенны совместно с входной цепью и преобразователем частоты. Каскады основного усилителя размещают вместе с остальными каскадами приемника в блоке индикатора. Такая конструкция позволяет предотвратить затухание слабых сигналов в линии, соединяющей antennу с приемником и тем самым повысить его чувствительность.

Детекторный каскад приемника преобразует радиоимпульсы промежуточной частоты в видеоимпульсы. Видеоимпульсы усиливаются затем видеоусилителем и поступают на индикаторное устройство. Кроме рассмотренных каскадов, судовой радиолокационный приемник имеет специальные регулировки: схему автоматической подстройки частоты (АПЧ), схему временной автоматической регулировки усиления (ВАРУ), цепь малой постоянной времени для уменьшения помех, создаваемых отражением от местных предметов и др.

§ 107. Преобразователи частоты

Преобразователь частоты содержит два основных элемента: смеситель колебаний и гетеродин. В сантиметровом и миллиметровом диапазонах радиоволн в качестве смесителя применяют полупроводниковые диоды. Полупроводниковый смеситель по сравнению с ламповым имеет следующие преимущества: значительно меньшую входную емкость (менее 1 пФ), меньший уровень собственных шумов, более линейную характеристику для малых напряжений. Недостатком является большая чувствительность к перегрузкам. Наиболее широкое распространение получили кремниевые полупроводниковые диоды (ДКС), обладающие лучшими и более устойчивыми параметрами, чем германиевые.

В качестве гетеродина применяются отражательные кlyстроны. Кlyстронный гетеродин обеспечивает достаточную мощность для

преобразования частоты на сантиметровых и миллиметровых волнах и позволяет осуществить простыми методами подстройку частоты в необходимых пределах. Схема отражательного клистрона представлена на рис. 334. Клистрон состоит из катода 1, анода 2, объемного резонатора тороидальной формы с отверстиями 3 и отражательного электрода 4.

На электроны, излучаемые катодом и сфокусированные специальным электродом, действует положительное напряжение E_p между катодом и анодом, которое ускоряет движение электронов через сетки объемного резонатора. На отражательный электрод подается отрицательное относительно катода напряжение E_o . Энергия сверхвысокой частоты, возникающая в резонаторе, извлекается с помощью петли связи 5.

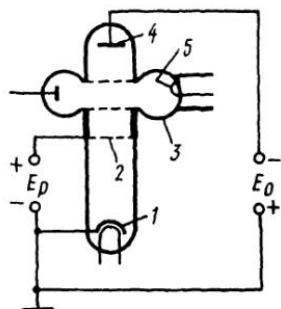


Рис. 334. Схема отражательного клистрона

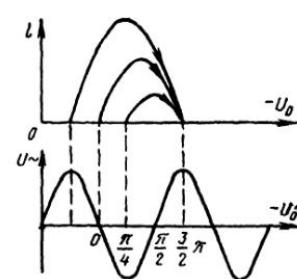


Рис. 335. Пространственно-временная диаграмма отражательного клистрона

В момент включения питания между стенками резонатора возникает переменное напряжение U_{\sim} , ускоряющее или тормозящее движение электронов через сетчатые стенки резонатора. Поэтому электроны, вылетая из объемного резонатора в пространство между резонатором и отражательным электродом, называемое пространством группирования, в момент положительного полупериода будут получать ускорение. Их условно называют быстрыми электронами. Электроны, пролетающие отверстия резонатора в момент действия отрицательного полупериода напряжения, будут уменьшать свою скорость (медленные электроны). Электроны, пролетающие отверстия сетки резонатора в момент, когда переменное напряжение на нем равно нулю, будут двигаться со скоростью, зависящей только от постоянного напряжения на резонаторе. Поэтому их называют электронами средней скорости.

Таким образом, благодаря наличию переменного напряжения между сетчатыми стенками резонатора происходит модуляция электронного потока по скорости. Под действием отрицательного напряжения на отражательном электроде электроны будут отталкиваться от него и возвращаться обратно к резонатору. В связи с различной скоростью и, следовательно, различным запасом энергии электроны, возвраща-

ясь к резонатору, проходят неодинаковый путь. Например, наиболее быстрые электроны проходят наибольшее расстояние, поскольку они отталкиваются отрицательным полем отражательного электрода на наиболее близком от него расстоянии. Наоборот, медленные электроны отталкиваются от отражательного электрода, находясь на максимальном от него расстоянии. Поэтому проходимый ими путь будет наименьшим.

Подбором напряжений на резонаторе и отражательном электроде длина пути l может быть выбрана таким образом, что все группы электронов будут возвращаться к резонатору одновременно с электронами средней скорости (рис. 335). Тогда модуляция по скорости, возникающая при прохождении электронами резонатора во время дви-

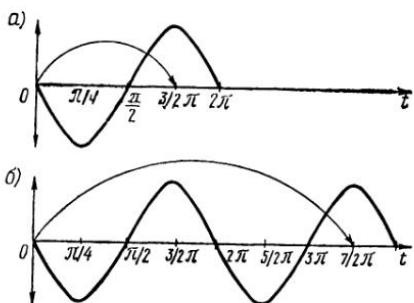


Рис. 336. Зоны генерации отражательного кластрона

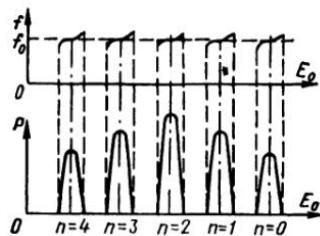


Рис. 337. График изменения мощности и частоты

жения их к отражательному электроду, превращается в модуляцию по плотности электронного потока при возвращении электронов к резонатору. Если в момент прохождения сгустков отраженных электронов через резонатор переменное напряжение на нем создает тормозящее поле (сторона резонатора, обращенная к отражательному электроду, заряжена положительно относительно противоположной стороны), то электроны будут отдавать часть своей энергии, поддерживая тем самым колебания в резонаторе.

Как следует из пространственно-временной диаграммы (см. рис. 335) отражательного кластрона, генерация колебаний может происходить только тогда, когда угол ψ пролета электронов в пространстве группирования будет находиться в пределах

$$2\pi \left(n + \frac{3}{4} \right) - \frac{\pi}{2} < \psi < 2\pi \left(n + \frac{3}{4} \right) + \frac{\pi}{2},$$

где n — ноль или целое число.

Максимальная мощность генерируемых колебаний будет при условии, что $\psi = 2\pi \left(n + \frac{3}{4} \right)$.

Величина угла пролета электронов при прочих равных условиях зависит от значения отрицательного напряжения на отражательном

электроде. Поэтому отражательный клистрон имеет несколько зон генерации. Нулевая зона соответствует углу пролета $\psi = \frac{3}{2} \pi$ (рис. 336, а); первая зона $\psi = \frac{7}{2} \pi$ (рис. 336, б) и т. д.

Мощность, выделяющаяся в нагрузке, для различных зон неодинакова (рис. 337). При большом отрицательном напряжении на отражательном электроде (малом номере зоны) время пребывания электронов в пространстве группирования мало и электроны не успевают сгруппироваться в плотные сгустки, поэтому мощность и К.П.Д. уменьшаются. При большом номере зоны мощность также падает в связи с тем, что при малом отрицательном напряжении на отражательном

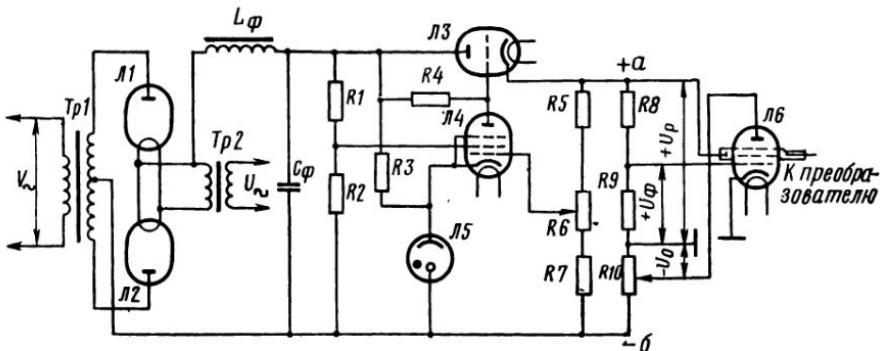


Рис. 338. Схема питания клистронного гетеродина

электроде часть электронов, имеющих большой запас кинетической энергии, достигает отражательного электрода и, ударяясь о нем, теряет эту энергию.

Частоту колебаний, генерируемых отражательным клистроном, можно изменять как механическим, так и электрическим способом. В первом случае с помощью вращения специального винта регулируется объем резонатора, отчего изменяется собственная его частота. Электрический способ регулировки частоты клистрона заключается в том, что в некоторых пределах изменяется отрицательное напряжение на отражательном электроде, отчего время возвращения электронов в резонатор будет иным. Если, например, отрицательное напряжение на отражательном электроде увеличить, то электроны будут возвращаться в резонатор ранее, чем напряжение на нем достигнет максимального значения. Подобное явление имеет место тогда, когда характер сопротивления контура емкостный, т. е. частота колебаний, возникающих в контуре, выше собственной частоты контура. При уменьшении отрицательного напряжения на отражательном электроде ток будет отставать от напряжения. Следовательно, частота колебаний, возникающих в контуре, будет ниже собственной частоты контура.

Таким образом, изменением отрицательного напряжения на отражательном электроде можно изменять частоту колебаний, генерируе-

мых кластроном, в пределах каждой зоны. В связи с тем, что нестабильность напряжения источника питания кластронного гетеродина вызывает заметное изменение частоты, питание кластрона осуществляется от жестко стабилизированного напряжения.

На рис. 338 показана схема источника питания кластронного гетеродина с электронным стабилизатором напряжения. Схема представляет собой двухполупериодный кенotronный выпрямитель на лампах $L1$ и $L2$. Электронная стабилизация напряжения осуществляется на лампах $L3$ и $L4$ и газоразрядном приборе $L5$. Напряжение сети переменного тока питает накальные и анодные цепи кенотронов через трансформаторы $Tr1$ и $Tr2$. Дроссель L_Φ и конденсатор C_Φ являются сглаживающим фильтром выпрямителя. Выпрямленное напряжение подается на делитель, образованный триодом $L3$ и резисторами $R5$, $R6$, $R7$. Сопротивление лампы $L3$ изменяется в зависимости от величины приложенного к ее сетке напряжения смещения. При колебаниях напряжения сети переменного тока сопротивление лампы $L3$ изменяется так, что выпрямленное напряжение в точках a , b выпрямителя остается постоянным. Это обеспечивается включением пентода $L4$, с сопротивления нагрузки $R4$ которого снимается напряжение на сетку лампы $L3$.

На управляющую сетку пентода действует разность двух напряжений: отрицательного, стабилизированного прибором $L5$, и части положительного напряжения, снимаемого с потенциометра $R6$ и резистора $R7$. Если напряжение сети увеличивается, то возрастает напряжение в точках a , b , а следовательно, и на потенциометре $R6$ и резисторе $R7$. При этом потенциал на управляющей сетке лампы $L4$ возрастает, ток через лампу $L4$ увеличивается, а напряжение на ее аноде понижается. Поскольку анод лампы $L4$ соединен с сеткой лампы $L3$, то уменьшение потенциала на этой сетке увеличит сопротивление лампы $L3$. Падение напряжения на лампе $L3$ увеличится, и это скомпенсирует увеличение напряжения на выходе выпрямителя при возрастании напряжения источника питания.

Если напряжение сети переменного тока уменьшится, то процессы в схеме будут иметь обратный характер и напряжение на выходе выпрямителя будет сохраняться постоянным.

В диапазоне сантиметровых волн в качестве резонансной системы преобразователя частоты применяют отрезки волновода. На рис. 339 схематически показана конструкция наиболее простого однотактного преобразователя частоты. Энергия принимаемых отраженных сигналов через разрядник защиты приемника 1 поступает в отрезок волновода 4 преобразователя и далее воздействует на полупроводниковый диод 5. Одновременно в волновод преобразователя через штырь связи 3 поступают колебания кластронного гетеродина 2. На выходе полупроводникового смесителя (диода) под действием электромагнитных полей сигнала и гетеродина возникает ток промежуточной частоты, который передается по коаксиальному кабелю на вход предварительного усилителя промежуточной частоты (ПУПЧ). На входе предварительного усилителя имеется настроенный контур, который служит нагрузкой полупроводникового смесителя. Чтобы согласовать полу-

проводниковый диод с волноводом, диод размещается на расстоянии $(\frac{2n+1}{8})\lambda_b$ от разрядника защиты приемника, где $n = 1, 2, 3$ и т. д. Чтобы обеспечить максимум поля сигнала и гетеродина, воздействующих на смесительный диод, последний располагается на расстоянии $\frac{\lambda_b}{4}$ от замкнутого конца волновода. Это расстояние может регулироваться практически при помощи специального поршня настройки. Во избежание проникновения колебаний гетеродина в антенну расстояние между штырем связи кристалона и разрядником защиты приемника берется равным нечетному числу четвертей волны $(\frac{2n+1}{4})\lambda_b$.

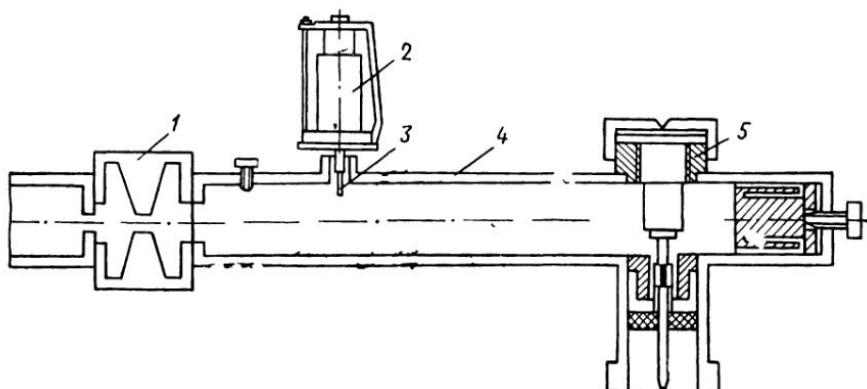


Рис. 339. Однотактный преобразователь частоты

Для уменьшения влияния шумов, создаваемых кристаллонным гетеродином на работу приемника, и влияния высокочастотного тракта на частоту гетеродина в судовых радиолокационных приемниках широко используется балансная схема преобразователя. Основой такой схемы является двойной волноводный тройник типа \bar{E} и \bar{H} (рис. 340, а). Через разветвление в широкой стенке волновода поступает энергия принимаемых отраженных сигналов из антенны, через разветвление в узкой стенке подаются колебания от гетеродина. В симметричных точках обоих плеч разветвления находятся полупроводниковые диоды $D1$ и $D2$. Выход обоих диодов присоединяется к дифференциальному настроенному трансформатору T_p промежуточной частоты, являющемуся нагрузкой смесителя. Особенностью двойного волноводного тройника является то, что колебания сигнала, распространяясь в разветвлении, достигают диодов, расположенных на одинаковом расстоянии от центра разветвления, со сдвигом по фазе, равном 180° , а колебания гетеродина поступают на оба диода в фазе (рис. 340, б).

В результате преобразования полезного сигнала появляется ток промежуточной частоты. В первом смесителе $D1$ преобразованный ток имеет фазу

$$\Phi_{\text{пр}1} = \Phi_e - \Phi_r,$$

во втором

$$\Phi_{\text{пр}2} = \Phi_c + \pi - \Phi_r = \Phi_{\text{пр}1} + \pi.$$

Таким образом, токи обоих смесителей находятся в противофазе. Так как диоды $D1$ и $D2$ включены навстречу первичной обмотке трансформатора T_p , то действие обоих токов промежуточной частоты складывается. Преобразованые шумовые токи в обоих смесителях $i_{\text{ш}1}$ и $i_{\text{ш}2}$ протекают в фазе, а в нагрузке (первичной обмотке T_p), протекая навстречу друг другу, компенсируются. Благодаря этому происходит ослабление шумов во входном контуре усилителя промежуточной частоты в 20—50 раз по сравнению с однотактной схемой.

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 значительно ослабляет излучение колебаний гетеродина антенной РЛС.

§ 108. Усилители промежуточной частоты

Усилители промежуточной частоты усиливают колебания между выходом преобразователя частоты и входом детекторного каскада. Наряду с необходимой величиной усиления приемник должен обеспечивать минимальные искажения усиливаемых сигналов. Это достигается правильным выбором промежуточной частоты и полосы пропускания усилителей. Исходя из условия (189) получения радиоимпульсов, близких к прямоугольным, импульс промежуточной частоты должен содержать несколько десятков периодов синусоидальных колебаний. В соответствии с этим промежуточная частота приемника судовой навигационной РЛС выбирается равной 30—60 МГц. Такое значение промежуточной частоты обеспечивает необходимую избирательность по-соседнему каналу, облегчает разделение видеосигналов и колебаний промежуточной частоты на выходе детектора, позволяет получить достаточное усиление в каждом каскаде, не вызывает большого влияния смены ламп настройку контуров и т. д..

Полоса пропускания радиолокационного приемника не должна быть очень узкой, чтобы не вызвать искажений импульсных сигналов. С другой стороны, слишком широкая полоса пропускания увеличивает собственные шумы и тем самым уменьшает чувствительность при-

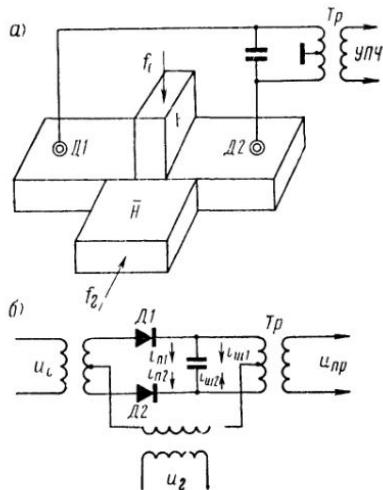


Рис. 340. Балансная схема преобразователя частоты

емника. Практически ширина полосы приемника судовой навигационной РЛС выбирается равной

$$\Delta f_{\text{п}} = \frac{1,2 \div 1,37}{\tau_{\text{и}}} + \Delta f_x,$$

где Δf_x — суммарное значение ожидаемого отклонения частоты передатчика и гетеродина.

Полоса пропускания видеоусилительного тракта приемника бывает в два раза меньше, чем полоса пропускания по промежуточной частоте, так как спектр частот видеонимпульса в два раза уже спектра

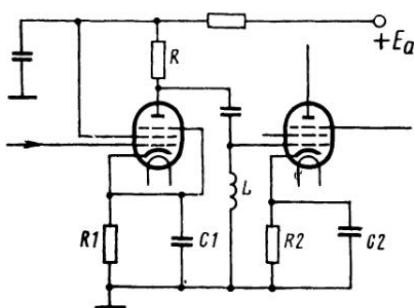


Рис. 341. Схема одноконтурного усилителя промежуточной частоты

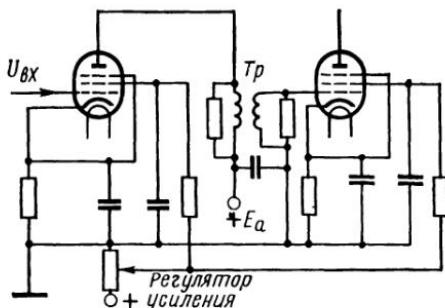


Рис. 342. Схема двухконтурного усилителя промежуточной частоты

радиоимпульса той же длительности. Полоса пропускания резонансного усилителя промежуточной частоты определяется по формуле

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi Z_0 C},$$

где Z_0 — резонансное сопротивление контура;
 C — емкость контура.

Обычно на частотах 30—60 МГц конденсатор в контур не включают и в качестве емкости контура используют емкость схемы (выходная и входная емкость ламп, емкость монтажа и пр.), практически имеющую величину порядка 20—30 пФ. Поэтому для расширения полосы пропускания каскада искусственно снижают резонансное сопротивление контура Z_0 , включая параллельно контуру резистор R .

Усилители промежуточной частоты бывают одноконтурные и двухконтурные. Схема одноконтурного усилителя промежуточной частоты показана на рис. 341. Контур усилительного каскада содержит катушку индуктивности L и емкость схемы. Питание анодной цепи лампы, параллельное через резистор R , который одновременно шунтирует контур, уменьшает его резонансное сопротивление и добротность до значений, необходимых для обеспечения требуемой полосы пропускания усилительного каскада. Необходимое отрицательное смещение на сетки ламп подается автоматически с помощью резисторов $R1$ и

R_2 , шунтированных конденсаторами $C1$ и $C2$. Коэффициент усиления одного каскада такой схемы определяется выражением

$$K = \frac{S}{2\pi C \Delta f_{\text{пп}}} A,$$

где S — крутизна характеристики лампы;

A — коэффициент, зависящий от числа каскадов усилителя.

Для получения необходимого усиления на каскад, при малой величине резонансного сопротивления и добротности контура, в усилителях промежуточной частоты применяют пентоды с большой крутизной характеристики. При необходимости обеспечить широкую полосу пропускания и иметь большее усиление на каскад применяют схемы усилителей промежуточной частоты с симметрично расстроенными парами или тройками каскадов или каскады с парами связанных контуров. Например, в схеме с симметрично расстроенными парами каскадов при значении промежуточной частоты, равной $f_{\text{пп}}$, один из каскадов настраивается на частоту ниже промежуточной на величину $\Delta f_{\text{пп}}$, а второй — на частоту выше промежуточной на ту же величину $\Delta f_{\text{пп}}$. Для схемы с симметрично расстроенными тройками каскадов один и второй каскады настраиваются на частоту ниже и выше промежуточной, а третий — на частоту, равную промежуточной.

Схема двухконтурного усилителя промежуточной частоты представлена на рис. 342. В анодную цепь усилительной лампы включен полосовой фильтр в виде трансформатора высокой частоты Tp . Обмотки трансформатора образуют вместе с емкостями ламп и монтажа два колебательных контура. Оба контура настраиваются на промежуточную частоту и шунтируются резисторами. Необходимая полоса пропускания усилительного каскада определяется величиной связи между обмотками трансформатора и величиной сопротивлений резисторов, шунтирующих обмотки трансформатора. Усилители этого типа характеризуются хорошей избирательностью и обладают устойчивой формой резонансной кривой при смене ламп. Недостатком является сложность первоначальной настройки и регулировки.

В усилителях промежуточной частоты широко используются схемы с отрицательной обратной связью, которая вызывает некоторое уменьшение усиления $K_2 < K_1$, но приводит к расширению полосы пропускания $\Delta f_2 > \Delta f_1$. Поэтому применение отрицательной обратной связи в резонансных усилителях позволяет получить больший коэффициент усиления при заданной полосе пропускания, чем в случае расширения полосы только шунтированием контуров. Отрицательная обратная связь, кроме того, компенсирует паразитные положительные обратные связи, уменьшает влияние на работу усилителя смены ламп и изменения напряжения питания цепей усилителя.

Чаще всего применяется схема усилителя с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению (рис. 343). В этой схеме напряжение обратной связи снимается с выхода усилителя и подается на вход через резистор R_B , величина сопротивления которого определяет коэффициент обратной связи. С помощью отрицательной обратной связи обычно регулируется полоса пропускания приемников су-

довых РЛС, работающих разной длительностью зондирующих импульсов. Для этого в схеме приемника имеется специальный каскад УПЧ с отрицательной обратной связью, который включается при работе импульсами малой длительности, когда необходима широкая полоса пропускания и выключается при переходе на работу импульсами большей длительности, когда полоса пропускания может быть уменьшена.

Для увеличения чувствительности приемника необходимо уменьшить шумы его первых каскадов, так как шумы усиливаются всеми последующими каскадами и создают наибольшую часть шумового напряжения на выходе приемника. Поскольку в судовых радиолокационных приемниках первым каскадом является преобразователь

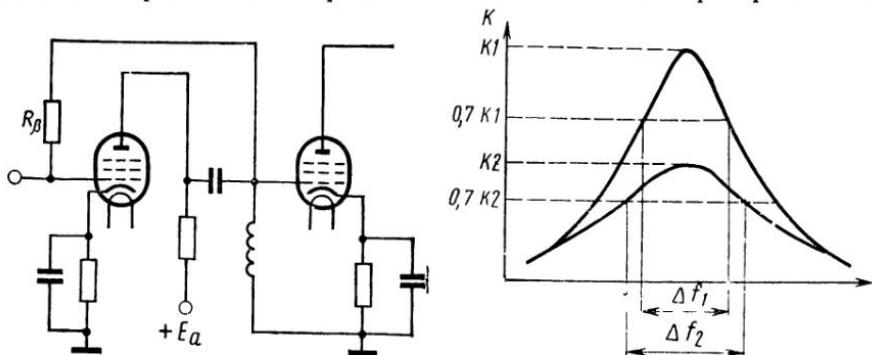


Рис. 343. Схема УПЧ с отрицательной обратной связью

частоты, то минимальный уровень шумов должны иметь первые два каскада УПЧ. Для уменьшения шумов в этих каскадах применяют триоды с большой крутизной характеристики, уровень шумов у которых меньше, чем у пентодов. Однако включение обоих триодов по схеме с заземленным катодом, которая рассматривалась ранее, на данных частотах непригодно, так как наличие большой межэлектродной емкости вызывает самовозбуждение усилительных каскадов. Поэтому наибольшее распространение получила схема, состоящая из каскада с заземленным катодом, за которым следует каскад с заземленной сеткой, называемая каскодной схемой (рис. 344).

На сетку лампы L1 первого каскада подается напряжение промежуточной частоты от преобразователя. Анодной нагрузкой является контур, состоящий из катушки индуктивности L1 и емкости схемы, включенной между катодом и сеткой лампы L2 второго каскада. Наличие настроенного контура, шунтированного большой входной проводимостью лампы L2, значительно расширяет его полосу пропускания. Для устранения обратной связи через емкость анод — сетка лампы L1 включена катушка индуктивности L2, которая совместно с емкостью лампы образует запирающий параллельный контур, настроенный на промежуточную частоту. Благодаря заземлению сетки входное напряжение на лампу L2 приложено между катодом и сеткой, а выходное напряжение снимается с зажимов контура, включенного

между анодом и заземленной сеткой. Благодаря такому включению контуров анодная и сеточная цепи лампы L_2 оказываются развязанными между собой. В рассмотренной схеме первый каскад почти не дает усиления напряжения. Коэффициент усиления первого каскада определяется по формуле

$$K_1 = S_1 Z_{2\text{вх}},$$

где S_1 — крутизна характеристики первой лампы;
 $Z_{2\text{вх}}$ — входное сопротивление второго каскада, приблизительно равное $Z_{2\text{вх}} = \frac{1}{S_2}$.

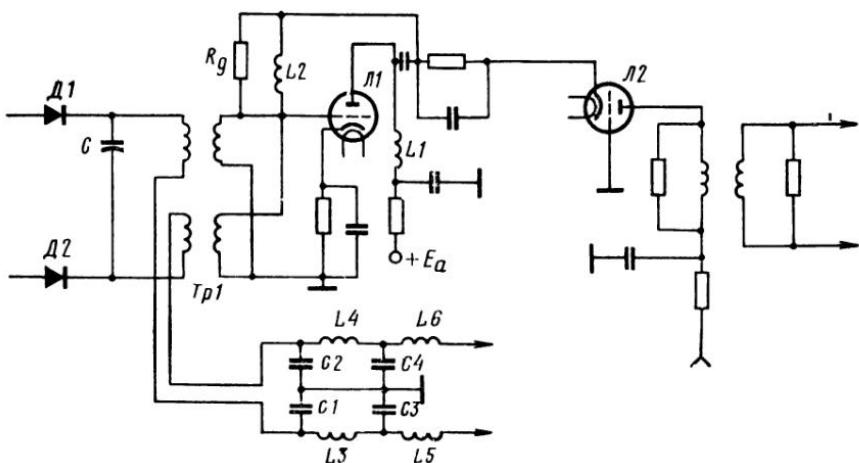


Рис. 344. Каскадная схема УПЧ

Тогда при одинаковых лампах в первом и втором каскадах $S_1 = S_2$, следовательно,

$$K_1 = \frac{S_1}{S_2} = 1.$$

Отсутствие усиления по напряжению повышает устойчивость работы первого каскада. Общий коэффициент усиления обоих каскадов равен произведению первого и второго каскадов

$$K_0 = K_1 K_2 = \frac{S_1}{S_2} K_2. \quad (216)$$

Коэффициент усиления второго каскада равен

$$K_2 = S_2 Z_{2\text{вых}},$$

где $Z_{2\text{вых}}$ — сопротивление анодной нагрузки второго каскада.

Тогда выражение (216) окончательно равно

$$K_0 = S_1 Z_{2\text{вых}}.$$

Таким образом, данная схема усилителя промежуточной частоты на триодах дает примерно такое же усиление, что и однокаскадная схема на пентоде с крутизной характеристики, равной крутизне характеристики первого триода. Каскады УПЧ, следующие за первыми двумя каскадами, выполняются на пентодах. В целях унификации типа ламп в первых двух каскадах УПЧ также используются пентоды, но в триодном включении.

Входная цепь усилителя промежуточной частоты связана с полупроводниковым смесителем. Наиболее распространенной является схема балансной двухконтурной входной цепи (рис. 344). Схема содержит трансформатор высокой частоты $Tp1$, обмотки которого вместе с емкостью C и емкостью схемы образуют два связанных между собой контура, настроенных на промежуточную частоту. От средней точки первичной обмотки трансформатора сделаны два отвода по постоянному току для контроля токов полупроводниковых диодов $D1$ и $D2$. Приборы контроля включаются через развязывающие фильтры, состоящие из дросселей $L3$, $L4$, $L5$, $L6$ конденсаторов $C1$, $C2$, $C3$ и $C4$.

§ 109. Детекторы и видеоусилители

В радиолокационных приемниках для преобразования радиоимпульсов промежуточной частоты в видеоимпульсы применяют диодные ламповые или полупроводниковые детекторы. Среди них наибольшее распространение получили однотактные и двухтактные схемы диодного детектирования. На рис. 345 представлена принципиальная

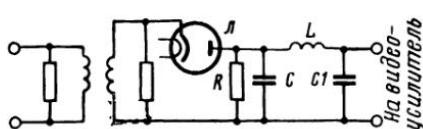


Рис. 345. Схема диодного детектора

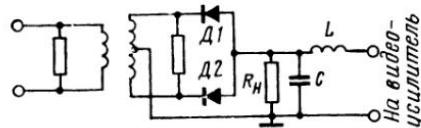


Рис. 346. Двухтактная схема детектора

ная схема однотактного диодного детектора. Как видно из схемы, включение диода таково, что на нагрузке R детектора выделяются импульсы отрицательной полярности. Такая полярность импульсов позволяет осуществить ограничение амплитуды сигналов в первом каскаде видеоусилителя и предотвратить перегрузку сильными сигналами. Для получения крутого фронта и спада видеоимпульсов постоянная времени цепи нагрузки детектора должна отвечать условию $RC = (0,1 \div 0,2) \tau_{ii}$. Чтобы отфильтровать составляющую промежуточной частоты, между выходом детектора и входом видеоусилителя включаются катушка индуктивности L и конденсатор $C1$, которые совместно с емкостью нагрузки C и емкостью монтажа и ламп образуют параллельный резонансный контур, не пропускающий колебания промежуточной частоты на вход видеоусилителя.

Широко применяются также двухтактные схемы детекторов на полупроводниковых диодах (рис. 346). В этой схеме, в случае полной ее

симметрии и идентичности диодов, на сопротивлении нагрузки имеется лишь напряжение удвоенной промежуточной частоты, что обеспечивает лучшую защиту видеоусилителя от попадания на его вход колебаний промежуточной частоты. В канале промежуточной частоты сигналы усиливаются до 1—1,5 В, которое необходимо для нормальной работы детекторного каскада. Чтобы обеспечить нормальную работу индикаторного устройства РЛС, напряжение сигналов должно быть не менее 20—40 В. Поэтому после детектирования сигналы усиливаются видеоусилителем.

Для усиления видеоимпульсов широко применяются усилители, выполненные по схеме на сопротивлениях (резисторах) (рис. 347, а). Чтобы уменьшить искажения, необходимо обеспечить равномерное усиление как низших, так и высших частот спектра усиливаемых импульсов, который зависит от длительности импульсов и находится в пределах от десятков герц до 10 МГц и более. Следовательно, импульсный усилитель является широкополосным. Наличие в реальных схемах усилителей реактивных элементов (емкостей) приводит к тому,

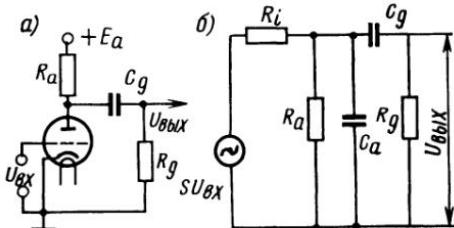


Рис. 347. Схема видеоусилителя:
а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема

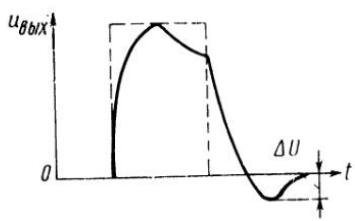


Рис. 348. Искажение видеоимпульса

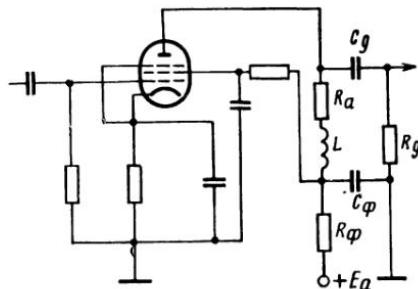


Рис. 349. Схема простой коррекции

что коэффициент усиления зависит от частоты. Это, в свою очередь, вызывает фазовые искажения, возникающие потому, что не все частоты усиливаемого спектра, при прохождении через усилитель, получают пропорциональный сдвиг фаз.

На рис. 347, б представлена эквивалентная схема усилительного каскада. Кроме известных уже элементов схемы, здесь имеется также конденсатор эквивалентной емкостью C_a , шунтирующий анодную нагрузку R_a . Эта емкость складывается из емкостей ламп и монтажа. Лампа в этой схеме заменена источником тока SU_{bx} с внутренним сопротивлением R_i . Наличие емкости C_g уменьшает усиление каскада с понижением частоты за счет увеличения падения напряжения на

этом конденсаторе. Емкость C_a , наоборот, шунтируя сопротивление нагрузки, уменьшает усиление каскада с повышением частоты импульсного сигнала.

В результате неравномерного усиления частотного спектра импульсный сигнал искажается, возникает затягивание фронта и среза импульса, появляется обратный выброс ΔU (рис. 348). Для уменьшения искажений в импульсных усилителях применяют специальные схемы коррекции, причем основное внимание обращается на уменьшение искажений в области высоких частот. Для повышения верхней граничной частоты последовательно с сопротивлением R_a анодной нагрузки включается индуктивность L (рис. 349). В результате емкость C_a , индуктивность L и сопротивление R_a образуют контур, отчего в области частот, близких к резонансной, усиление каскада возрастает. Выбором параметров контура можно расширить полосу пропускания на более высоких частотах.

Рассмотренная схема является простой коррекцией. Известны более сложные схемы коррекции, однако они в радиолокационных видеоусилителях применения не находят, так как сложны в регулировке и более чувствительны к изменению параметров, чем схема простой коррекции.

Коррекция по низкой частоте осуществляется развязывающим фильтром, состоящим из R_Φ и C_Φ , включенным в цепь анодного питания. С понижением частоты сопротивление фильтра повышается, так как увеличивается емкостное сопротивление конденсатора C_Φ , отчего повышается сопротивление нагрузки анодной цепи. Это компенсирует падение напряжения на конденсаторе C_g при понижении частоты.

§ 110. Автоматическая подстройка частоты

Эффективность работы РЛС во многом зависит от постоянства промежуточной частоты приемника. Если при работе станции промежуточная частота, получаемая в результате преобразования, будет заметно отклоняться от своего номинального значения, на которое настроен усилитель промежуточной частоты, то приемник окажется расстроенным и это может резко снизить дальность действия РЛС. Изменение промежуточной частоты происходит из-за отклонения частот передатчика и гетеродина приемника. Это может вызываться изменением питающих напряжений, нестабильностью параметров контуров, изменением нагрузки магнетронного генератора при вращении антенны и пр.

Постоянное значение промежуточной частоты поддерживается при неизменной разности частот гетеродина и передатчика. Подстройка частоты возможна как за счет изменения частоты передатчика, так и частоты гетеродина. Наиболее приемлемой схемой является подстройка гетеродина. Подстройку частоты осуществляют автоматически (АПЧ). Ручная подстройка частоты оказывается слишком медленной и поэтому используется как резервная. Система АПЧ бывает разностная и абсолютная. Разностной является устройство, поддерживающее постоянной разность частот гетеродина и передатчика, а абсолют-

ной — устройство, поддерживающее постоянную частоту гетеродина. Наиболее распространение находит разностная система АПЧ, которая уменьшает расстройку, вызванную как изменением частоты гетеродина, так и изменением частоты передатчика.

Разностная система АПЧ разделяется на одноканальную и двухканальную. В судовых приемниках используется более совершенная двухканальная схема АПЧ, показанная на рис. 350. В этой схеме для подстройки частоты используется небольшая часть мощности зондирующих импульсов, подаваемая непосредственно от магнетронного генератора через делитель мощности. Схема имеет отдельный смеситель и усилитель промежуточной частоты для канала АПЧ.

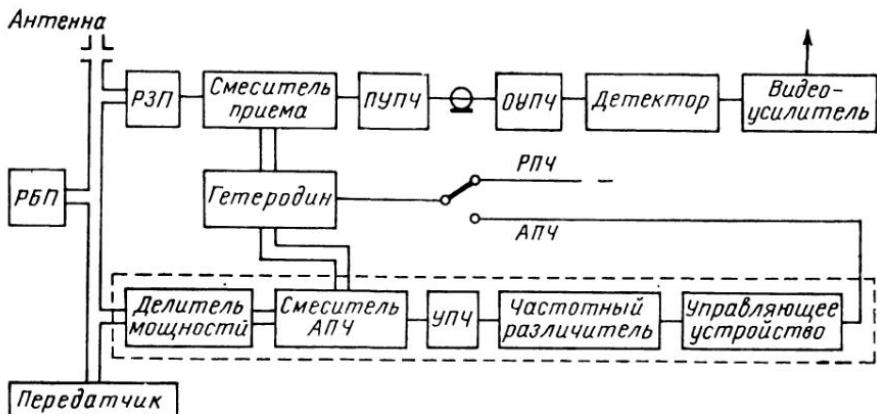


Рис. 350. Двухканальная схема АПЧ

В результате преобразования на выходе смесителя АПЧ возникают колебания разностной частоты. Если при работе частота магнетрона или гетеродина получит отклонение, то разностная частота на входе блока АПЧ и на входе ПУПЧ приемника будет отличаться от номинального значения промежуточной частоты приемника. При этом на выходе блока АПЧ появляется управляющее напряжение, которое будет увеличивать или уменьшать отрицательное напряжение на отражательном электроде кластрона в зависимости от знака отклонения разностной частоты. Это приводит к изменению частоты гетеродина так, что отклонение разностной частоты относительно промежуточной уменьшается.

Блок АПЧ содержит два основных элемента: частотный различитель и управляющее устройство. Частотный различитель предназначен для выработки напряжения рассогласования. Знак и величина этого напряжения определяются знаком и величиной отклонения разностной частоты относительно промежуточной частоты. В качестве различителей или дискриминаторов применяют частотные детекторы. На практике находят применение двухтактные дискриминаторы с двумя связанными контурами на лампах или полупроводниковых диодах (см. § 57) и схемы с расстроеными контурами. Зависимость выходного

напряжения $U_{\text{вых}}$ дискриминатора от расстройки Δf называется статической характеристикой дискриминатора (рис. 351).

Принципиальная схема дискриминатора с расстроенными контурами показана на рис. 352, а. Конденсаторы $C1$ и $C2$ совместно с общей катушкой индуктивности L образуют два последовательных контура $C1, L$ и $C2, L$, настроенных на частоты $f_1 = f_{\text{пр}} - \Delta f$ и $f_2 = f_{\text{пр}} + \Delta f$. Если частота колебаний, поступающих на вход дискриминатора, равна номинальному значению промежуточной частоты, то сопротивление контуров одинаково (рис. 352, б).

На аноды двойного диода действуют одинаковые по величине напряжения, и напряжение рассогласования $U_{\text{вых}}$, снимаемое с резистора $R5$ на управляющую схему, равно нулю (рис. 352, в). Когда

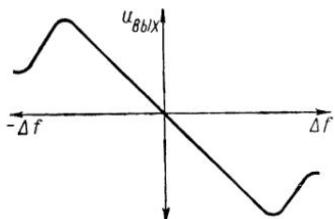


Рис. 351. Статическая характеристика дискриминатора

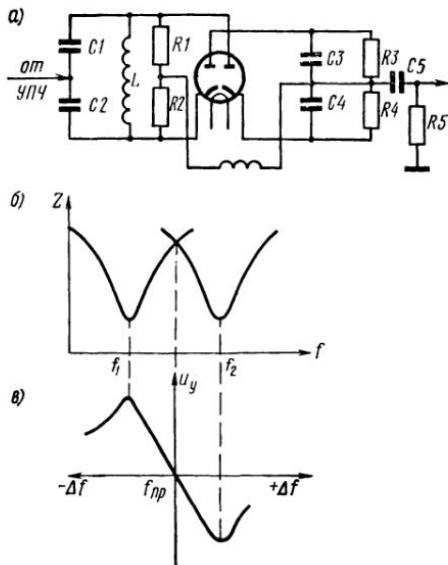


Рис. 352. Схема дискриминатора с расстроенными контурами

частота на входе дискриминатора понижается и оказывается равной f_1 , то сопротивление последовательного контура $C1, L$ будет минимально, а сопротивление контура $C2, L$ оказывается большим.

На аноде правой половины диода напряжение увеличивается, и проходящий через правую половину ток будет заряжать конденсатор $C4$. После окончания импульса $C4$ разряжается через $R4$, $C5$ и $R5$. На резисторе $R5$ возникает напряжение положительной полярности, снимаемое на управляющую схему. При повышении частоты до значения f_2 сопротивление контура $C2, L$ становится минимальным, а контура $C1, L$ — 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. Таким образом, в зависимости от величины и знака отклонения частоты, напряжение на выходе дискриминатора будет изменяться согласно характеристике, показанной на рис. 352, в.

Управляющее устройство АПЧ должно обеспечить изменение напряжения на отражательном электроде кластрона в зависимости от величины и знака отклонения разностной частоты от номинального

значения промежуточной частоты так, чтобы разностная частота приближалась к промежуточной, а напряжение рассогласования стремилось к нулю.

Схемы управляющих устройств разделяются на следящие, или беспоисковые, и ищущие, или поисковые. В качестве управляющих устройств следящих схем применяют усилители постоянного тока или видеоусилители с пиковым детектором. Схема управляющего устройства с усилителем постоянного тока показана на рис. 353. Усилитель служит для повышения чувствительности канала АПЧ к изменениям частоты, т. е. увеличения крутизны характеристики дискриминатора.

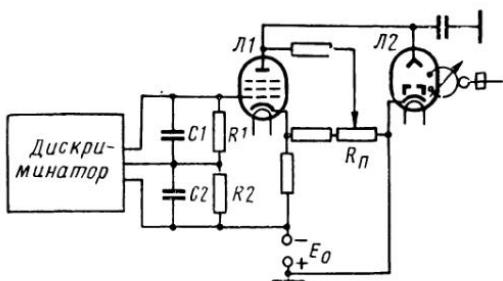


Рис. 353. Схема управляющего устройства с усилителем постоянного тока

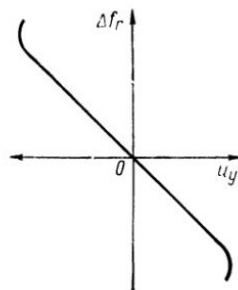


Рис. 354. Статическая характеристика управляющего устройства

Для получения управляющего напряжения постоянные времени цепи дискриминатора $C1$, $R1$ и $C2$, $R2$ должны быть больше периода T_i следования импульсов. Лампа усилителя постоянного тока $L1$ и отражательный кристаллон $L2$ соединены в схеме таким образом, что анод $L1$ имеет положительный потенциал, а отражательный электрод кристаллона $L2$ — отрицательный потенциал по отношению к катоду. Движком потенциометра R_n подбирается такое напряжение на отражательном электроде, чтобы при отсутствии напряжения рассогласования на выходе дискриминатора разностная частота колебаний на входе дискриминатора равнялась номинальному значению промежуточной частоты.

При понижении разностной частоты напряжение рассогласования на выходе дискриминатора будет иметь положительную полярность, потенциал анода лампы $L1$ понизится, отрицательное напряжение на отражателе кристаллона возрастет, отчего повысится частота колебаний гетеродина, а следовательно, и разностная частота приемника.

При увеличении разностной частоты напряжение рассогласования будет иметь отрицательную полярность, потенциал анода лампы $L1$ повысится, отрицательное напряжение на отражателе кристаллона уменьшится и частота колебаний кристаллона будет ниже, отчего понизится разностная частота. Зависимость отклонения частоты гетеродина Δf_r от изменения управляющего напряжения u_y $\Delta f_r = \varphi(u_y)$ называется статической характеристикой управляющего устройства

(рис. 354). Качественно она оценивается крутизной характеристики, которая равна $S_y = \frac{d(\Delta f_r)}{du_y}$.

Ищущие, или поисковые, схемы управляющих устройств систем АПЧ являются более совершенными, поскольку обеспечивают подстройку гетеродина независимо от скорости и пределов изменения частоты передатчика. Принцип действия поисковой схемы состоит в том, что при прекращении приема сигналов из-за большой скорости отклонения или значительного ухода частоты передатчика схема АПЧ будет периодически изменять частоту гетеродина (осуществлять поиск по частоте) до тех пор, пока разностная частота не окажется в пределах полосы пропускания приемника, т. е. пока не возобновится прием сигналов, после чего схема переходит в режим слежения.

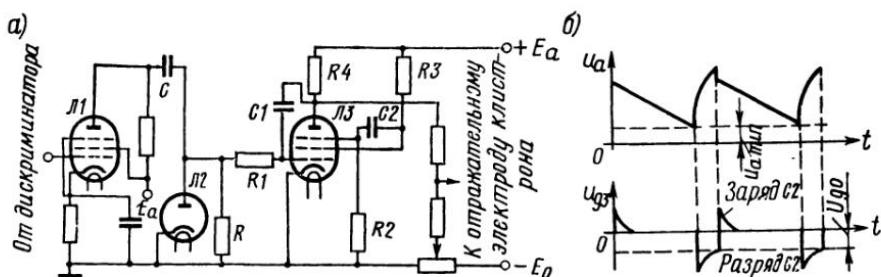


Рис. 355. Диодно-фантастронная схема управляющего устройства

В качестве управляющих устройств поисковых систем АПЧ в судовых РЛС обычно применяют диодно-фантастронные схемы (рис. 355, а). В состав этой схемы входит видеоусилитель L_1 , диод L_2 и самовозбуждающийся фантастрон L_3 . Когда лампа L_3 заперта по цепи анода, конденсатор C_1 , связывающий анод и управляющую сетку, заряжается до напряжения E_a . Конденсатор C_2 , включенный между защитной и экранирующей сетками, в этот момент разряжается через цепь экранирующей сетки и резистор R_2 , создавая на нем напряжение, приложенное минусом к защитной сетке. По мере разряда C_2 отрицательное напряжение на защитной сетке уменьшается и достигает величины отпирания лампы по анодному току. Тогда конденсатор C_1 начинает разряжаться через лампу и резисторы R и R_1 . Из-за наличия обратной связи этот разряд носит почти линейный характер (рис. 355, б). Например, увеличение разрядного тока вызывает понижение потенциала управляющей сетки относительно катода, отчего анодный ток, а следовательно, и разрядный ток конденсатора C_1 будет уменьшаться. Уменьшение разрядного тока повышает потенциал сетки, и ток будет увеличиваться.

Появление анодного тока вызывает уменьшение тока экранирующей сетки. Падение напряжения на резисторе R_3 уменьшается, напряжение на экранирующей сетке возрастает. Конденсатор C_2 начинает подзаряжаться через резисторы R_3 и R_2 . Этот зарядный ток создает на резисторе R_2 напряжение, плюс которого прикладывается к защитной

сетке, что способствует еще большему росту 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, разряд конденсатора $C1$ прекратится. Рост тока экранной сетки увеличит падение напряжения на резисторе $R3$ и уменьшит напряжение на экранной сетке. Конденсатор $C2$ начнет разряжаться через $R2$ минусом на защитную сетку и запрет лампу по анодному току. Конденсатор $C1$ при этом начинает заряжаться до напряжения E_a , и процесс работы схемы повторяется.

Период импульсов, вырабатываемых фантастроном, слагается из двух, неодинаковых по длительности, частей (см. рис. 355, б). За первую часть периода напряжение на аноде лампы $L3$ линейно уменьшается, а во 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 происходит следующим образом. Видеоусилитель усиливает напряжение, вырабатываемое дискриминатором, и, изменив фазу этого напряжения на 180° , передает его на диодно-фантастронную схему. При выключенном передатчике РЛС или при сильном отклонении разностной частоты от номинального значения промежуточной частоты напряжение на вход фантастрона не поступает. Фантастронный генератор вырабатывает пилообразное напряжение положительной полярности, которое, складываясь с отрицательным напряжением E_0 источника питания отражательного электрода, изменяет отрицательное напряжение на нем по пилообразному закону, отчего изменяется частота клистронного гетеродина. Схема управляющего устройства работает в режиме поиска частоты.

Когда на вход дискриминатора поступает частота, отличающаяся от номинальной промежуточной, на фантастрон поступают импульсы напряжения, полярность которых зависит от знака ухода частоты. Если, например, разностная частота на входе дискриминатора понизится относительно фиксированной промежуточной частоты, то на выходе дискриминатора возникнут импульсы напряжения положительной полярности, а на выходе видеоусилителя — отрицательной полярности. Ввиду того, 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 $L2$, поэтому импульсы отрицательной полярности не окажут влияния на режим работы управляющей схемы, которая по-прежнему будет работать в режиме поиска частоты.

Когда разностная частота на входе дискриминатора оказывается больше номинальной промежуточной, на выходе дискриминатора возникают импульсы напряжения отрицательной, а на выходе видеоусилителя положительной полярности. В этом случае конденсатор

С быстро заряжается через диод $L2$ и медленно разряжается через резистор R .

В интервале времени между импульсами конденсатор C разряжаться не успевает, и на управляющей сетке лампы фантастрона возникает отрицательное напряжение смещения. Разряд конденсатора $C1$ прекращается, напряжение на аноде увеличивается, фантастрон начинает работать как усилитель постоянного тока, схема АПЧ переходит из режима поиска частоты в режим слежения за частотой. В связи с увеличением напряжения на аноде фантастрона отрицательное напряжение на отражательном электроде клистрона уменьшается, частота колебаний, даваемых клистроном, уменьшится и разностная частота будет приближаться к значению промежуточной частоты.

§ 111. Защита радиолокационного приемника от помех

На работу радиолокационной станции значительное влияние оказывают различного рода помехи, особенно за счет отражения от взволнованной морской поверхности и от дождевых облаков. Для борьбы с помехами от взволнованной морской поверхности в приемниках судовых навигационных РЛС широко применяется временная автоматическая регулировка усиления (ВАРУ), которая предотвращает перегрузку приемника сильными сигналами и подавляет помехи, имеющие монотонно-убывающую амплитуду.

Принцип действия ВАРУ заключается в том, что одновременно с излучением зондирующих импульсов включается специальная схема, которая вырабатывает экспоненциально изменяющееся напряжение отрицательной полярности (рис. 356). Это напряжение подается на управляющие сетки нескольких каскадов усиления промежуточной частоты. Усиление приемника при этом резко уменьшается для малых дальностей и возрастает пропорционально времени или расстоянию для объектов, находящихся на больших расстояниях. Усиление приемника с помощью схемы ВАРУ можно отрегулировать так, что объекты с одинаковой поверхностью рассеяния, находясь на разных расстояниях, будут изображаться на экране индикатора с одной и той же интенсивностью. Другим важным достоинством ВАРУ является возможность подавления помех, вызванных отражением от взволнованной морской поверхности, которые убывают с расстоянием и являются однородными для различных направлений.

Поскольку ВАРУ работает по заданной программе, то ее не эффективно применять для ослабления помех, вызванных отражениями от гидрометеоров или других мешающих объектов, когда сигналы изменяются не плавно; а скачкообразно и закон изменения огибающей помех не может быть определен заранее. На практике применяется несколько различных схем ВАРУ. Все схемы работают на одном общем принципе, который заключается в экспоненциальном разряде конденсатора или группы конденсаторов, предварительно заряжаемых от импульсного источника напряжения.

Чтобы предотвратить запирание видеоусилителя приемника им-

пульсными помехами большой длительности, создаваемыми отражением от местных предметов большой протяженности, облаков и пр., в схемах приемников между выходом детектора и входом видеоусилителя включается дифференцирующая цепочка, называемая также цепью малой постоянной времени (МПВ), которая изображена на рис. 357, а. Действие цепи МПВ иллюстрируется на рис. 357, б. Если цепь МПВ выключена, то импульс помехи большой длительности запирает лампу видеоусилителя и сигнал, поступивший в приемник в этот момент, не будет фиксироваться на экране индикатора. При включении цепи МПВ импульс помехи подвергается дифференциро-

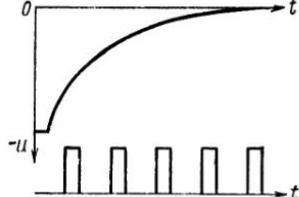


Рис. 356. Временная автоматическая регулировка усиления

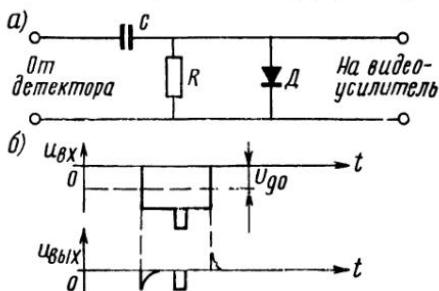


Рис. 357. Цепь малой постоянной времени

ванию. На входе усилителя возникают два остроконечных импульса напряжения, соответствующих фронту и срезу импульса помехи. В промежутке между остроконечными импульсами отсутствует запирающее напряжение помехи и сигнал проходит через усилитель нормально. Для устранения тени на экране трубы счет остроконечного импульса положительной полярности параллельно резистору цепочки МПВ включается подрезающий диод, ограничивающий импульсы положительной полярности.

§ 112. Логарифмические усилители

Интенсивность отраженных сигналов на входе радиолокационного приемника изменяется в очень широких пределах, т. е. имеет большой динамический диапазон, который представляет собою отношение мощностей:

$$D_p = \frac{P_{\max}}{P_{\min}}, \quad \text{или} \quad D_p = 10 \lg \left(\frac{P_{\max}}{P_{\min}} \right),$$

где D_p — интенсивность отраженных сигналов на входе приемника, дБ. Действительно, как следует из выражения (210), определяющего максимальную дальность РЛС 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 м² (крупнотонажные суда), так и надводные объекты малых размеров (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 объектов может доходить до 40—50 дБ. Таким образом, динамический диапазон радиолокационных сигналов лежит примерно в пределах 120—130 дБ.

Чтобы избежать перегрузки каскадов усиления промежуточной частоты, приемник должен иметь динамический диапазон, равный диапазону входных отраженных сигналов. В то же время индикатор с электроннолучевой трубкой и яркостной модуляцией имеет динамический диапазон всего лишь 10—15 дБ, а в системах с автоматическим сопровождением объектов еще меньше.

Для согласования выходного динамического диапазона приемника с индикаторным устройством, кроме схемы ВАРУ, применяют логарифмические усилители. При сжатии динамического диапазона на выходе приемника логарифмический усилитель сжимает одновременно и флюктуации, создающие помехи от взведенной морской поверхности. В связи с тем, что сжатие целесообразно только для сильных мешающих 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. В этом случае закон изменения выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ в зависимости от входного напряжения $u_{\text{вх}}$ должен иметь вид

$$\frac{du_{\text{вых}}}{du_{\text{вх}}} = \frac{a}{u_{\text{вх}}},$$

где a — коэффициент пропорциональности.

После интегрирования этого выражения получаем

$$u_{\text{вых}} = a \int \frac{du_{\text{вх}}}{u_{\text{вх}}} = a \ln u_{\text{вх}} + C_0.$$

Если обозначить через $U_{\text{вых. н}}$ и K_n входное напряжение и коэффициент усиления каскада, соответствующие началу логарифмического участка амплитудной характеристики, как показано на рис. 358, то

$$U_{\text{вых. н}} = U_n K_n = a \ln U_n + C_0,$$

откуда

$$C_0 = U_n K_n - a \ln U_n.$$

Полагая коэффициент $a = U_n K_n = \text{const}$, имеем

$$u_{\text{вых}} = U_n K_n \left(\ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_n} + 1 \right). \quad (217)$$

Тогда, при входном напряжении, равном $U_{\text{вх}} < U_n$, амплитудная характеристика приемника является линейной, а при условии, что $U_{\text{вх}} > U_n$, характеристика будет логарифмической. Динамический диапазон входных сигналов логарифмических усилителей может достигать 100 дБ и более. Динамический диапазон выходных сигналов сжимается от 30—40 до 3—4 дБ. Преимуществом логарифмических усилителей является также их безынерционность, способность реагировать как на регулярные, так и случайные помехи, способность мгновенно восстанавливать чувствительность усилителя после воздействия сильных помех.

Линейно-логарифмические характеристики могут иметь как усилители промежуточной частоты, так и видеоусилители приемников. Наибольшее применение получили усилители промежуточной частоты.

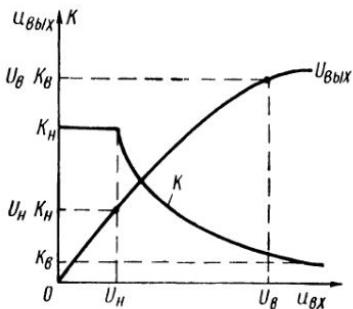


Рис. 358. Линейно-логарифмическая амплитудная характеристика

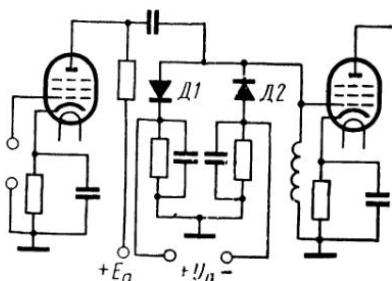


Рис. 359. Логарифмический усилитель с шунтированной нагрузкой

В логарифмическом усилителе происходит сжатие не только флюктуаций амплитуд сигналов, но и средних значений сигналов. Если, например, $U_{\text{вх}} = U_n$, то $U_{\text{вых}} = U_n K_n$. При $U_{\text{вх}} = e^a U_n$ выходное напряжение будет равно $U_{\text{вых}} = (a + 1) U_n K_n$.

Таким образом, при увеличении напряжения сигнала на входе усилителя в e^a раз от уровня $U_{\text{вх}} = U_n$ напряжение на выходе увеличится только на величину $a U_n K_n$.

Известно несколько способов получения линейно-логарифмических характеристик в усилителях промежуточной частоты супергетеродинных приемников. На рис. 359 представлена схема УПЧ, в которой линейно-логарифмическая амплитудная характеристика получается путем шунтирования анодной нагрузки нелинейными элементами в виде полупроводниковых диодов $D1$ и $D2$, включенных встречным образом. Такое включение диодов необходимо для того, чтобы проводимость шунтирующего элемента была одинакова как для положительного, так и отрицательного полупериодов переменного напряжения промежуточной частоты.

Принцип действия схемы состоит в следующем. При малых значениях входных сигналов, когда амплитуда напряжения меньше подключающего напряжения $U_{\text{вх}} < U_n$, подаваемого на диоды, шунтирова-

ние анодной нагрузки отсутствует и усилитель работает в линейном режиме. Когда $U_{\text{вх}} > U_1$, диоды $D1$ и $D2$ отпираются, начинается шунтирование анодной нагрузки, коэффициент усиления каскада уменьшается, амплитудная характеристика каскада становится нелинейной и при определенных режимах работы диодов может приобрести логарифмическую форму.

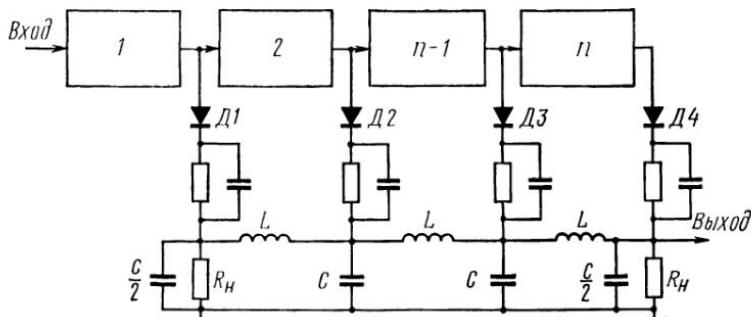


Рис. 360. Схема логарифмического усилителя с суммированием выходных напряжений

В приемниках импульсных РЛС, где на выходе необходимо получить видеоимпульсы, применяют обычно схемы логарифмических усилителей с суммированием выходных напряжений каскадов, в которых используется последовательное детектирование сигналов на выходе каждого каскада УПЧ (рис. 360).

Полупроводниковые диоды $D1$, $D2$ и т. д. детектируют сигналы каждого каскада. Полученные видеоимпульсы затем складываются на общем сопротивлении согласованной нагрузки R_H на конце линии задержки. Линия задержки видеосигналов необходима для компенсации задержки радиоимпульсов промежуточной частоты в каскадах усилителя. Необходимое время задержки $t_{\text{зад}}$ на одно звено примерно равно

$$t_{\text{зад}} = \frac{1}{\pi \Delta f_{\text{пп}}} ,$$

где $\Delta f_{\text{пп}}$ — полоса пропускания данного каскада УПЧ.

Принцип действия схемы состоит в следующем. При малой амplitude сигналов на входе усилителя, когда $U_{\text{вх}} < U_1$ (рис. 361), усилитель работает в линейном режиме. Когда $U_{\text{вх}} = U_1$, в n -м каскаде УПЧ наступает насыщение, вследствие этого скорость нарастания напряжения $U_{\text{вых}}$ уменьшается, коэффициент усиления падает. При $U_{\text{вх}} = U_2$ наступает насыщение ($n - 1$)-го каскада и скорость нарастания выходного напряжения опять падает, что вызывает уменьшение коэффициента усиления, так как в данном случае усиление будет происходить

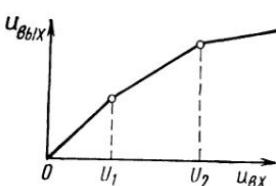


Рис. 361. Амплитудная характеристика логарифмического усилителя

дить только за счет предыдущих каскадов. Таким образом, амплитудная характеристика усилителя будет состоять из нескольких отрезков прямых линий с различной крутизной и постепенным приближением к плавной логарифмической кривой.

Глава XXV

ИНДИКАТОРЫ СУДОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ РЛС

§ 113. Технические параметры индикаторов

Индикаторы являются оконечным устройством судовой навигационной РЛС. Они предназначены для преобразования напряжения принятых отраженных сигналов в форму, удобную для получения информации об объектах. Если получателем информации является оператор (штурман), то индикатор содержит электроннолучевую трубку, преобразующую напряжение сигналов в видимое изображение на экране трубы. Когда получателем информации является какое-либо автоматическое устройство, то оконечным прибором является устройство обнаружения и автоматического сопровождения объектов по дальности и азимуту.

В современных судовых автоматизированных навигационных РЛС используются одновременно тот и другой методы получения информации об объекте.

Индикаторы с электроннолучевой трубкой обычно характеризуются: по методу модуляции электронного луча или, точнее, по типу отметки объекта на экране; по числу одновременно определяемых координат; по типу применяемой развертки электронного луча трубы.

Различают индикаторы с амплитудной и яркостной отметкой. В первом случае наличие объекта фиксируется на экране появлением импульса или выброса на линии развертки. Во втором случае информация о наличии объекта выражается в появлении светящегося пятна на определенном участке экрана трубы. По числу воспроизводимых координат индикаторы разделяются на одномерные (воспроизводящие одну координату, например, дальность), двухмерные (дальность и азимут) и трехмерные. По типу развертки электронного луча индикаторы бывают: с прямолинейной разверткой, с кольцевой и спиральной разверткой, с радиально-круговой разверткой, с разверткой в прямоугольных координатах.

Индикатор, являясь одним из основных элементов радиолокатора, оказывает значительное влияние на эксплуатационные и технические характеристики РЛС.

К основным параметрам индикатора относятся: разрешающая способность, точность определения координат, наблюдаемость отраженных сигналов.

Разрешающая способность по дальности для индикатора с яркостной отметкой электронного луча в случае объекта точечного типа определяется протяженностью отметки объекта на экране ЭЛТ.

Если точечные объекты 1 и 2 находятся друг от друга на расстоянии, равном разрешающему $\Delta R = \frac{c\tau_i}{2}$ (рис. 362, а), то протяженность отметки объекта, с учетом диаметра пятна d и при постоянной скорости развертки луча v_p , равна $l_0 = v_p\tau_i + d$ (рис. 362, б). Скорость развертки определяется из выражения

$$v_p = \frac{l_p}{t_{\text{пр}}} ,$$

где l_p — длина линии развертки ЭЛТ;

$t_{\text{пр}}$ — время прямого хода развертки, равное $t_{\text{пр}} = \frac{2D_{\max}}{c}$.

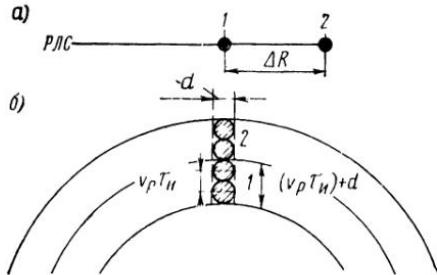


Рис. 362 Разрешающее расстояние ЭЛТ индикатора

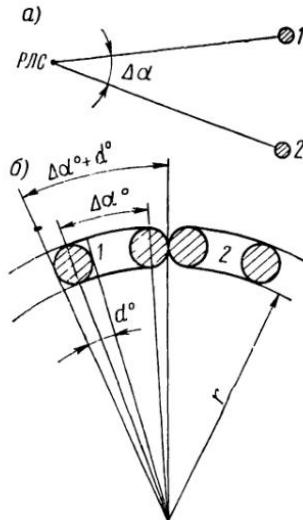


Рис. 363. Разрешающий угол ЭЛТ индикатора

Тогда предельное разрешающее расстояние РЛС будет равно

$$\Delta R_0 = \Delta R + \Delta D_{\text{инд}},$$

где ΔR — потенциальное разрешающее расстояние, обусловленное только влиянием длительности импульса;

$\Delta D_{\text{инд}}$ — разрешающее расстояние индикатора.
Поскольку

$$\Delta D_{\text{инд}} = \frac{d}{l_p} D_{\max}, \quad (218)$$

то

$$\Delta R_0 = \frac{c\tau_i}{2} + \frac{d}{l_p} D_{\max}.$$

Таким образом, с увеличением измеряемого расстояния предельная разрешающая способность РЛС ухудшается (разрешающее расстояние ΔR_0 увеличивается).

Разрешающая способность по направлению (азимуту) определяется разрешающим углом $\Delta\alpha$ между двумя точечными объектами 1 и 2, расположенными на одной дальности D (рис. 363, а). Как отмечалось ранее, потенциальный разрешающий угол, определяемый шириной диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости, равен

$$\Delta\alpha = 0,7\alpha_{\text{гор.}}$$

С учетом влияния индикатора предельный разрешающий угол, согласно рис. 363, б, будет

$$\Delta\alpha_0 = 0,7\alpha_{\text{гор.}} + \Delta\alpha_{\text{инд.}}$$

где $\Delta\alpha_{\text{инд.}}$ представляет собой разрешающий угол индикатора, который равен угловым размерам диаметра пятна d в масштабе шкалы азимута

$$\Delta\alpha_{\text{инд.}} = 57,3 \frac{d}{r},$$

тогда

$$\Delta\alpha_0 = 0,7\alpha_{\text{гор.}} + 57,3 \frac{d}{r}. \quad (219)$$

Следовательно, предельная разрешающая способность РЛС по азимуту будет увеличиваться (разрешающий угол $\Delta\alpha_0$ — уменьшающийся) при повышении качества фокусировки электронного луча (уменьшении d) и расположении отметок объектов на большем расстоянии r от начала развертки (центра экрана ЭЛТ).

Точность измерения координат, как и всякий процесс измерения, зависит от ошибок измерения.

Ошибки разделяются на систематические и случайные. *Систематическими* называются ошибки, повторяющиеся по величине и знаку от одного измерения к другому. Они могут быть определены из выражения

$$S_1 = x_{\text{ср}} - x_0,$$

где $x_{\text{ср}}$ — среднеарифметическое значение измеряемой величины,

$$\text{равное } x_{\text{ср}} = \frac{\sum x_i}{n};$$

n — число измерений;

x_i — полученная величина i -го измерения;

x_0 — истинное значение измеряемой величины.

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

Случайными являются ошибки, величина и знак которых изменяются от одного измерения к другому. Их точно предвидеть и учесть нельзя.

Эти ошибки представляют собой случайные отклонения результатов измерений от истинного значения измеряемой величины

$$\Delta x = x_i - x_0.$$

В отличие от систематических случайные ошибки учесть невозможно, поэтому они определяют в основном точность измерения координат.

Случайные ошибки подразделяются на среднеквадратичные, срединные, или вероятные, и максимальные.

Среднеквадратичная ошибка определяется следующим выражением:

$$\sigma = \pm \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - x_0)^2} = \pm \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta x^2}.$$

Эта ошибка подсчитывается с достаточной точностью даже при $n > 10$.

При большом числе измерений случайные ошибки распределяются симметрично относительно их нулевого значения и подчиняются нормальному закону распределения (закону Гаусса). Из этого закона следует, что при 50% измерений ошибка не будет превышать среднюю (вероятную), равную $\delta = \frac{2}{3} \sigma$.

Максимальной называется наибольшая случайная ошибка, равная $Z = 3\sigma$. Причем вероятность получения ошибки, превышающей Z , составляет около 0,7%.

Оценка точности измерения координат, указываемая в паспорте РЛС, обычно характеризуется средневзвешенным значением срединной (вероятной) ошибки

$$\delta_0 = \frac{\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \dots + \delta_n}{n},$$

где $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \dots, \delta_n$ — срединные ошибки, полученные в результате серии измерений при различных условиях работы РЛС;

n — число серий измерения срединных ошибок.

Точность определения дальности зависит от точности измерения времени запаздывания отраженного сигнала относительно зондирующего, ошибок из-за наличия неучтенных задержек сигнала в трактах передатчика, приемника и индикатора, от случайных ошибок измерения дальности в индикаторных устройствах, от влияния помех.

Потенциальная точность измерения дальности характеризуется среднеквадратичной ошибкой, равной

$$\sigma_{ii} = \frac{c\tau_i}{2\sqrt{2\pi q}},$$

где q — коэффициент различимости.

Среднеквадратичная ошибка измерения дальности больше потенциальной среднеквадратичной ошибки

$$\sigma_D = \gamma_D \sigma_{ii},$$

где γ_D — коэффициент ухудшения точности реальной РЛС, равный

$$\gamma_D = 1,5 \div 15.$$

Срединная (вероятная) ошибка измерения дальности в навигационных РЛС находится обычно в пределах 2—5% от шкалы дальности.

Точность измерения угловых координат зависит: от ширины диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости, от уровня помех, от согласованности угла передачи поворота антенны и линии развертки на индикаторе и пр. Среднеквадратичная ошибка измерения азимута может быть определена из выражения

$$\sigma_A = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{\alpha_{\text{гор}}}{\sqrt{2q}} \gamma_A,$$

где γ_A — коэффициент ухудшения точности определения азимута реальной РЛС.

Принимаемые отраженные сигналы наблюдаются на экране индикатора одновременно с различными помехами и, в первую очередь, собственными шумами приемника. Чтобы объект был обнаружен, отраженный сигнал от объекта необходимо выделить на экране на фоне шумов, состоящих при яркостной отметке из большого количества светящихся точек различной яркости и формы (зернистый фон). Наблюдаемость зависит как от параметров РЛС, так и от внешних причин (чувствительности зрения оператора, цвета свечения экрана, внешнего освещения).

Параметрами РЛС, которые особенно влияют на наблюдаемость сигналов на экране индикатора, являются: скорость обзора пространства, частота следования импульсов, длительность импульсов, ширина полосы пропускания приемника, яркость изображения, послесвечение экрана, качество фокусировки электронного луча, ширина диаграммы направленности антенны, усиление приемника.

При увеличении скорости вращения антенны (скорости обзора) количество принимаемых отраженных импульсов от объектов уменьшается, поэтому с увеличением скорости обзора наблюдаемость будет ухудшаться.

На наблюдаемость сигналов на фоне шумов большое влияние оказывает эффект интегрирования или усреднения изображения на экране индикатора, вызываемый инерционностью зрения наблюдателя, послесвечением экрана ЭЛТ и наложением нескольких рабочих ходов развертки, следующих с частотой следования зондирующих импульсов, на одну и ту же точку (место) экрана. Шумовые светящиеся точки будут распределяться хаотически, поэтому с увеличением частоты следования импульсов до определенной величины (1000—2000 им/с) наблюдаемость сигналов будет улучшаться.

Влияние длительности импульсов обусловлено тем, что с увеличением τ_i расширяется отметка объекта на экране индикатора и сужается полоса спектра сигнала, отчего уменьшается мощность шумов. Наблюдаемость сигналов в этом случае будет увеличиваться.

При расширении диаграммы направленности антенны увеличивается число отраженных импульсов и увеличиваются размеры отметки объекта на экране ЭЛТ, приобретая более выраженный дугообразный характер. При этом повышается контрастность изображения сигнала на шумовом фоне.

Увеличение послесвечения и яркости изображения на экране повышает наблюдаемость, поскольку в этом случае повышаются запоминающие свойства экрана и интегрируется большее число импульсов.

Фокусировка электронного луча влияет на размер диаметра пятна на экране. Ухудшение фокусировки, сопровождающееся увеличением диаметра пятна, ухудшает наблюдаемость отметок, так как при этом уменьшается яркость отметки.

Усиление приемника влияет на амплитуду напряжения сигнала, поэтому для улучшения наблюдаемости рекомендуется работать при большем усилении приемника, если это не вызывает увеличения помех за счет отражения от взволнованной морской поверхности и пр.

На наблюдаемость сигналов оказывает также влияние расположение отметок на экране ЭЛТ. Наилучшая наблюдаемость имеет место тогда, когда отметка объекта располагается вблизи середины линии развертки. Это особенно сказывается на индикаторах с большим диаметром экрана. Приближение отметки к центру экрана уменьшает размеры отметки, а чрезмерное удаление от центра ослабляет яркость сигналов вследствие повышения линейной скорости перемещения крайних точек линии развертки.

Однако если учесть повышение угловой разрешающей способности РЛС и увеличение протяженности отметки, то оказывается целесообразным так выбирать масштаб шкалы дальности индикатора, чтобы отметки от объектов на экране располагались не менее чем на половине радиуса экрана.

§ 114. Индикатор кругового обзора

В судовых навигационных радиолокаторах применяются индикаторы кругового обзора (ИКО), имеющие радиально-круговую развертку и являющиеся индикаторами двухмерного типа с яркостной отметкой (модуляцией) электронного луча.

Радиально-круговая развертка является растровой, т. е. вычерчиваемая электронным лучом линия развертки не повторяется непрерывно в одном и том же месте на поверхности экрана трубы, а смещается от одного периода следования к другому.

В индикаторах кругового обзора применяется полярная растровая развертка. Прямые растровые линии исходят из одной точки, являющейся центром полярной развертки. За каждый период развертки электронный луч прочерчивает на экране трубы прямую линию развертки дальности и возвращается в центр развертки. Каждая линия развертки дальности оказывается смещенной по азимуту относительно предыдущей в соответствии с изменением угла поворота антен-

ны за период следования импульса развертки. Угол поворота линии за время одного периода следования будет равен

$$\alpha = \Omega T_i = 6nT_i,$$

где Ω — угловая скорость обзора (вращения антенны), °/с;

n — частота вращения антенны, об/мин;

T_i — период следования развертки.

Из-за того, что развертка электронного луча по дальности осуществляется с частотой следования зондирующих импульсов F_i передатчика, а поворот ее происходит медленно с частотой вращения антенны, то линии развертки частично перекрывают друг друга. Поэтому на

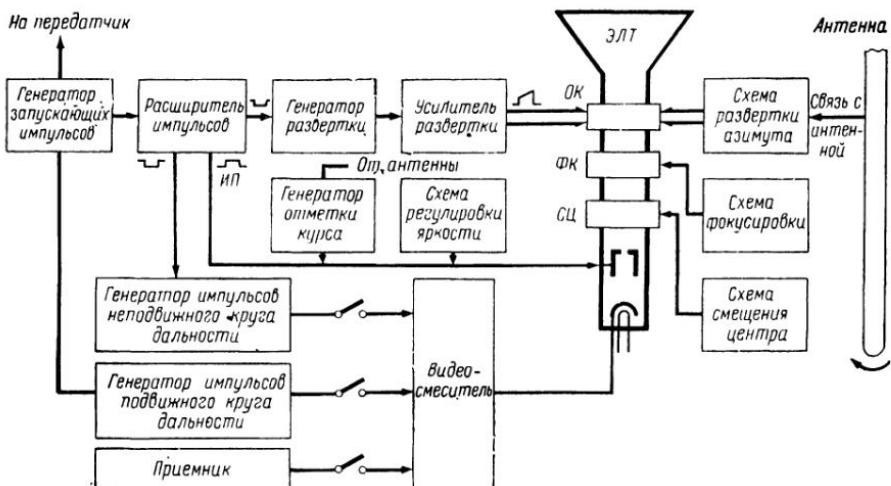


Рис. 364. Блок-схема индикатора кругового обзора

экране индикатора виден слитный растр и линия развертки непрерывно вращается с частотой вращения антенны.

Яркостная отметка принятого отраженного сигнала образуется на растровых линиях, соответствующих направлению на объект, и располагается относительно начала развертки в зависимости от расстояния до объекта.

Типовая блок-схема индикатора кругового обзора показана на рис. 364. В этом индикаторе используется обычно электроннолучевая трубка с электромагнитным управлением. Для создания развертки дальности через отклоняющую катушку пропускается ток пилообразной формы. Возникающее при этом магнитное поле отклоняет электронный луч в радиальном направлении от центра к краю экрана.

Схема развертки азимута обеспечивает синхронное и синфазное с антенной вращение развертки дальности. Фокусировка электронного луча осуществляется специальной фокусирующей катушкой, через которую проходит постоянный ток. Изменяя величину этого тока, можно производить фокусировку луча в необходимых пределах.

Для перемещения начала развертки, которое необходимо в случае центровки или смещения начала развертки относительно геометрического центра экрана трубы, используется специальная катушка смещения центра. Эта катушка состоит из двух взаимно перпендикулярных секций. Изменяя ток и, следовательно, регулируя напряженность магнитного поля, создаваемого катушкой смещения центра, можно начало развертки дальности совмещать с центром экрана или смещать относительно этого центра.

На управляющий электрод трубы подаются импульсы подсвета положительной полярности, которые обеспечивают отпирание трубы и нормальный режим ее работы на время прямого хода развертки и гасят во время обратного хода.

На управляющий электрод подаются также импульсы напряжения от генератора отметки курса. В момент прохождения антенны через диаметральную плоскость в направлении на нос судна эти импульсы подсвечивают несколько линий развертки и на экране возникает яркая черта, отмечающая курс судна на экране индикатора.

На катод трубы, через видеосмеситель, подаются с выхода приемника импульсы напряжения принятых отраженных сигналов отрицательной полярности, а также импульсы неподвижных отметок дальности, создающие на экране неподвижные круги дальности (НКД) и импульсы подвижной отметки дальности, которые образуют на экране подвижной круг дальности (ПКД). Видеосмеситель в данной схеме является согласующим элементом между трубкой и другими блоками индикатора, а также обеспечивает усиление подаваемых на его вход различных импульсов напряжения до необходимой величины.

§ 115. Синхронизация работы РЛС

Синхронизация схемы судовой РЛС обычно осуществляется от блокинг-генератора, датчика частот синусоидальных колебаний или непосредственно от генератора повышенной частоты, питающего радиолокационную станцию.

Блокинг-генератор является наиболее простым синхронизирующим устройством и используется в малогабаритных РЛС.

Синхронизатор с датчиком частот синусоидальных колебаний применяется в тех РЛС, где требуется высокая стабильность колебаний. Такой синхронизатор является более сложным, так как, помимо квадрового генератора, содержит делители частоты синусоидальных колебаний и специальный узел формирования запускающих прямоугольных импульсов. Синхронизация от источника переменного напряжения осуществляется в том случае, когда частота равна необходимой частоте следования импульсов РЛС.

Вследствие того, что запуск отдельных блоков и узлов РЛС производится обычно с некоторым сдвигом по времени, между синхронизирующими устройством и управляемыми им элементами схемы станции (передатчик, индикатор и пр.) включается линия задержки.

Блокинг-генератор представляет собой однокаскадный генератор прямоугольных импульсов с сильной положительной обратной связью.

Схема блокинг-генератора содержит электронную лампу, импульсный трансформатор T_p , конденсатор C и резистор сопротивления утечки R (рис. 365). При включении питания анодный ток через лампу и обмотку 1 трансформатора растет, вызывая на зажимах сеточной обмотки 2 напряжение обратной связи. Концы этой обмотки включены так, что при возрастании анодного тока на сетку лампы подается положительное напряжение. От этого анодный ток будет расти еще интенсивнее до насыщения, где крутизна характеристики лампы равна нулю.

С ростом анодного тока увеличивается падение напряжения на обмотке 1 трансформатора, вследствие чего напряжение на аноде лампы уменьшается и некоторое время сохраняется постоянным (рис. 365, б). Положительное напряжение на сетке вызывает сеточный ток, который быстро растет и из-за уменьшения напряжения на аноде может достигнуть большой величины. Благодаря сильной обратной связи изменения напряжений и токов в цепях лампы имеют стремительный, лавинообразный характер.

Сеточный ток через проводящий участок r_{gk} (сетка — катод) лампы заряжает конденсатор C . По мере заряда положительное напряжение на сетке лампы уменьшается по экспоненциальному закону

$$U_g = U_{g1} e^{-\frac{t}{C r_{gk}}}, \quad (220)$$

так как увеличивается напряжение на конденсаторе.

Когда напряжение на сетке снизится до величины U_{g2} , лампа становится опять управляемой. Уменьшающийся анодный ток лампы изменит полярность напряжения сеточной обмотки, и возникший лавинообразный процесс запрет лампу.

После запирания конденсатор C начнет разряжаться через резистор R до момента, когда напряжение на сетке лампы достигнет величины U_{g0} , при котором лампа откроется и процесс будет повторяться в той же последовательности.

Импульсное напряжение, вырабатываемое блокинг-генератором, чаще всего снимается с выходной обмотки 3 трансформатора. Это позволяет получить необходимую полярность импульсов и согласовать нагрузку с блокинг-генератором.

Длительность импульсов определяется временем, в течение которого напряжение на сетке, при заряде конденсатора, снижается от величины U_{g1} до U_{g2} . Следовательно, пользуясь выражением (220) и приравнивая $U_g = U_{g2}$ и $t = \tau_{ii}$, получим

$$\tau_{ii} = 2,3 C r_{gk} \lg \left(\frac{U_{g1}}{U_{g2}} \right).$$

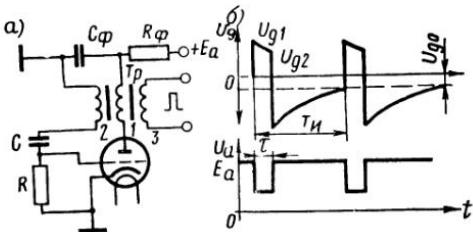


Рис. 365. Схема блокинг-генератора

Период следования импульсов T_u зависит: от постоянной времени CR разрядной цепи, напряжения, до которого заряжен конденсатор, и величины отпирающего напряжения U_{g0} лампы.

Амплитуда напряжения на зажимах сеточной обмотки трансформатора равна $U_{tp} = U_{g1} - U_{g0}$. Тогда напряжение на конденсаторе при запирании лампы будет

$$U_C = U_{g2} - U_{tp} = U_{g2} - (U_{g1} - U_{g0}).$$

Мгновенное значение напряжения на сетке лампы при разряде конденсатора

$$U_g = (U_{g2} - U_{g1} + U_{g0}) e^{-\frac{t}{CR}}. \quad (221)$$

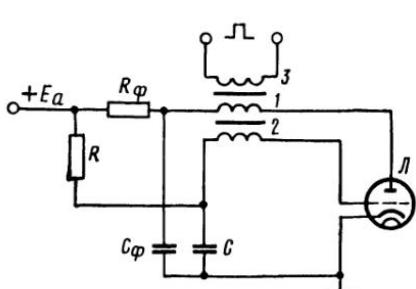


Рис. 366. Блокинг-генератор с положительной сеткой

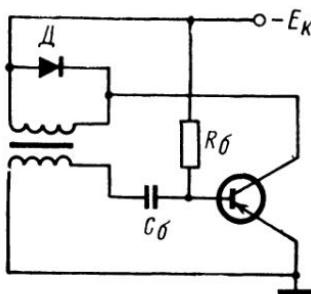


Рис. 367. Блокинг-генератор на транзисторах

В момент, когда оно достигнет величины $U_g = U_{g0}$, начинается генерация следующего импульса, т. е. $t = T_u$. Тогда из выражения (221) следует, что

$$T_u = 2,3RC \lg \left(\frac{U_{g2} - U_{g1} + U_{g0}}{U_{g0}} \right).$$

Самовозбуждение блокинг-генератора обеспечивается при выполнении условия

$$nS r_{gk} > 1,$$

где n — коэффициент трансформации импульсного трансформатора;
 S — крутизна характеристики лампы.

Для увеличения стабильности частоты следования импульсов при смене лампы или изменении режима ее работы широко применяют блокинг-генераторы по схеме с положительной сеткой (рис. 366), где сопротивление R утечки сетки соединяется не с катодом, а с плюсом источника анодного напряжения.

Питание анодной цепи блокинг-генератора часто осуществляется от общего источника напряжения. В связи с этим в момент генерации импульса напряжение на анодах других ламп может понизиться, так как ток через лампу блокинг-генератора сильно возрастает. Чтобы

устранить этот недостаток, анод лампы блокинг-генератора питают через развязывающий фильтр $R_{\Phi}C_{\Phi}$. Тогда в промежутке между импульсами конденсатор заряжается от анодного источника, а в момент генерации импульса энергия, запасенная конденсатором, отдается блокинг-генератору.

Наряду с ламповыми блокинг-генераторы могут быть выполнены на транзисторах. Схемы и принцип работы транзисторных блокинг-генераторов аналогичны ламповым. Примером является схема транзисторного блокинг-генератора с общим эмиттером, показанная на рис. 367.

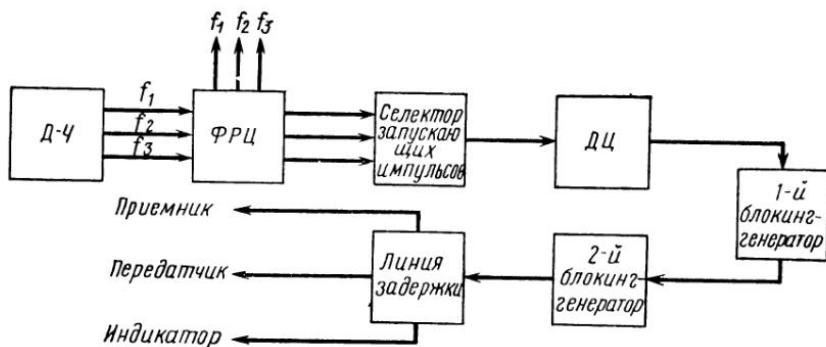


Рис. 368. Схема синхронизации от датчика частот

В транзисторных схемах, в отличие от ламповых, отпирание коллекторного тока происходит при $U_b < 0$. По этой причине сопротивление в цепи базы R_b в транзисторных схемах, работающих в автоко-лебательном режиме, подключается к источнику коллекторного напряжения $-E_k$. Диод D служит для уменьшения обратного выброса, возникающего после формирования импульса выходного напряжения.

Недостатком транзисторных схем блокинг-генераторов, несмотря на крутой фронт импульсов и большую нагрузочную способность, является нестабильность длительности и частоты следования импульсов, достигающая нескольких десятков процентов. При синхронизации РЛС от датчика частот используется блок-схема, показанная на рис. 368. Датчик частот (рис. 369) вырабатывает три синусоидальных колебания $f_1 > f_2 > f_3$. Частота f_1 создается кварцевым генератором и лежит в пределах 40–80 кГц. Частоты f_2 и f_3 получаются от двух однотипных регенеративных делителей, причем частота f_3 выбирается равной максимальной частоте F_i следования импульсов РЛС.

Принципиальная схема регенеративного делителя частоты изображена на рис. 370. Принцип действия регенеративного делителя состоит в следующем: колебания f_1 , подлежащие делению в n раз, поступают через обмотку L трансформатора T_p на управляющую сетку смесительной лампы $L2$. Сюда же через обмотку $L1$ подаются одновременно колебания из анодного контура $L1, C1$ лампы $L1$ первого каскада, настроенного на частоту $\left(\frac{n-1}{n}\right) f_1$. В результате воздействия на сет-

ку лампы двух различных частот возникают биения. Благодаря детектированию в анодной цепи лампы L_2 выделяются колебания разностной частоты $f_2 = f_1 - \left(\frac{n-1}{n}\right) f_1 = \frac{f_1}{n}$, на которую настроен контур L_2, C_2 . Для поддержания колебаний в контуре L_1, C_1 , возникающих при включении делителя, на сетку лампы L_1 подается напряжение частоты f_2 . Лампа L_1 также работает в режиме детектирования, и в ее анодном контуре выделяется $n - 1$ гармоника частоты $f_2 = \frac{f_1}{n}$, т. е. $\left(\frac{n-1}{n}\right) f_1$, чем и поддерживается процесс деления.

Частоты f_1, f_2, f_3 через фазорегулирующие цепи, обеспечивающие точное совпадение во времени амплитуд всех трех напряжений, поступают на селектор-усилитель, схема которого показана на рис. 371.

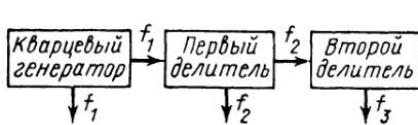
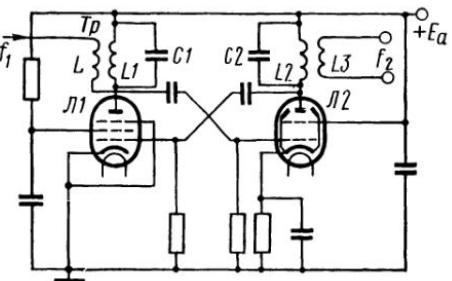


Рис. 369. Датчик частоты синусоидальных колебаний

Рис. 370. Регенеративный делитель частоты



На управляющую сетку левой половины лампы L_1 подается напряжение частоты f_3 , а на катод — частоты f_2 . При совпадении максимума положительного полупериода частоты f_3 и отрицательного полупериода частоты f_2 левая половина лампы L_1 открывается и на аноде ее выделяется импульс напряжения отрицательной полярности с частотой следования f_3 . Далее эти импульсы усиливаются правой половиной лампы L_1 , приобретают положительную полярность и подаются на сетку второй селекторной лампы L_2 . Одновременно на катод этой лампы поступает напряжение частоты f_1 . При совпадении максимумов положительного полупериода на сетке и отрицательного полупериода напряжения частоты f_1 на катоде лампа L_2 открывается и благодаря режиму ограничения на аноде ее выделяется трапециoidalный импульс напряжения отрицательной полярности с частотой следования f_3 .

Далее этот импульс поступает на дифференцирующую цепочку C_1, R_2 . После дифференцирования получаются два остроконечных кратковременных импульса отрицательной и положительной полярности, снимаемые на вход ждущего блокинг-генератора — делителя частоты следования импульсов L_3 .

В промежутке между запускающими импульсами обе половины лампы L_3 заперты отрицательным смещением на сетках. Когда на сетку левой половины лампы подается положительный импульс, эта половина лампы открывается, через анодную обмотку трансформатора ток увеличится, в сеточной обмотке появится напряжение, приложенное

плюсом на сетку правой половины лампы, являющейся блокинг-генератором. При этом правая половина лампы открывается, возникает лавинообразный процесс и в выходной обмотке создается прямоугольный импульс напряжения, длительность которого зависит от емкости конденсатора C и сопротивления промежутка сетка—катод правой половины лампы.

Частота следования импульсов может соответствовать частоте запускающих импульсов f_3 или схема блокинг-генератора может работать в режиме деления, т. е. частота следования импульсов будет в целое число раз меньше, чем число запускающих импульсов. Для этой цели в цепь сетки блокинг-генератора включаются два резистора R и $R1$ параллельно или только один резистор R . В первом случае

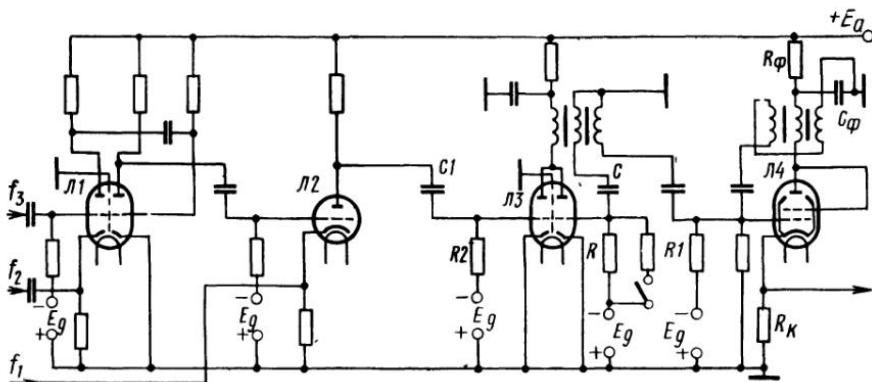


Рис. 371. Селектор-усилитель

постоянная времени цепи разряда конденсатора равна $C \left(\frac{RR_1}{R+R_1} \right)$ и напряжение на сетке лампы понижается до такой величины, что блокинг-генератор срабатывает при каждом положительном импульсе, поступающем от селектора. Во втором случае постоянная времени увеличивается и равна CR . К моменту прихода следующего запускающего импульса отрицательное напряжение на сетке еще велико и блокинг-генератор сработать не может, поэтому лампа открывается только в момент прихода третьего запускающего импульса. Таким образом, блокинг-генератор работает в режиме деления с коэффициентом 2.

Процесс деления частоты следования запускающих импульсов обеспечивает выбор частоты в соответствии со шкалой дальности, используемой при работе РЛС.

Второй ждущий блокинг-генератор $L4$ имеет схему с непосредственным запуском. Он срабатывает от каждого запускающего импульса, поступающего на сетку от предыдущего блокинг-генератора. Выходные импульсы снимаются с катодного сопротивления, имеют положительную полярность. Длительность импульсов берется равной 1,5—2 мкс. При большей длительности может возникнуть повторный запуск управляемой схемы, при меньшей — запуск может оказаться

неустойчивым. Амплитуда импульсов имеет обычно величину до 15—20 В. Это обеспечивает устойчивый запуск схемы как при смене ламп, так и при изменении величины питающих напряжений.

Задержка импульсов во времени может быть осуществлена с помощью задерживающих цепей или схем. Задерживающие цепи применяются в том случае, когда необходимо осуществить сдвиг импульсов по времени без заметного изменения их формы и амплитуды и время задержки не превышает 8—10 мкс.

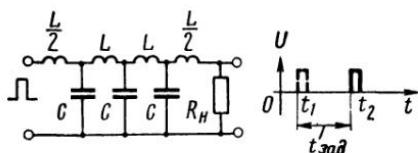


Рис. 372. Цель задержки

Задерживающая цепь представляет собой искусственную длинную линию (рис. 372). Если на вход линии импульс напряжения поступает в момент t_1 и достигает выходных зажимов линии в момент t_2 , то задержка импульса $t_{\text{зад}} = t_2 - t_1$ определяется временем прохождения импульса

через линию. Величина этого времени может быть найдена следующим образом. Каждая ячейка или звено линии при прохождении через нее импульса напряжения вызывает фазовый сдвиг на угол, равный $\Delta\phi = \omega\sqrt{LC}$, а при прохождении n звеньев $\Delta\phi = n\omega\sqrt{LC}$. Откуда время задержки будет равно

$$t_{\text{зад}} = \frac{\Delta\phi}{\omega} = n\sqrt{LC}.$$

При прохождении импульса напряжения через линию наблюдается сглаживание фронта и спада, поскольку не все гармоники импульса могут распространяться по линии. Цепочечная искусственная линия представляет фильтр низких частот с полосой попускания от $f_{\min} = 0$ до $f_{\max} = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$. Чтобы не было заметных искажений импульсов, максимальная частота, или частота среза, должна не менее чем в два раза превышать полосу частот импульсного сигнала, которая может быть принята равной $\Delta f = \frac{1}{\tau_{\text{и}}}$. Чтобы предотвратить отражение энергии импульса от нагрузки линии, включаемой на выходе, сопротивление R_h нагрузки должно быть равно волновому сопротивлению линии

$$R_h = \rho_l = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

§ 116. Расширители импульсов

В качестве расширителя импульсов обычно используется ждущий мультивибратор. Наиболее часто применяется мультивибратор с катодной связью (рис. 373). Схема работает следующим образом. Пока

отсутствует запускающий импульс от синхронизатора, правая половина лампы открыта, через нее проходит ток величиной

$$I_{a2} = \frac{E_a}{R_2 + R_{02} + R_k},$$

где R_{02} — сопротивление правой половины лампы постоянному току.

Левая половина лампы заперта отрицательным смещением, снижаемым с катодного сопротивления R_k , через которое проходит ток I_{a2} . Конденсатор C оказывается заряженным до напряжения $U_C = E_a - U_k$. При подаче на сетку левой половины лампы пускового импульса положительной полярности эта половина лампы открывается и конденсатор C начинает разряжаться через лампу и резистор

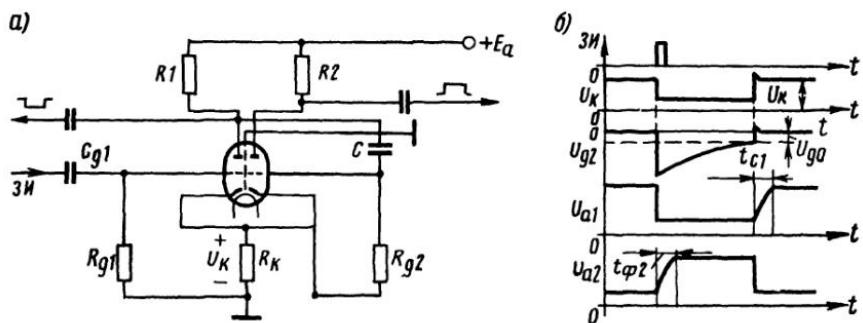


Рис. 373. Расширителем импульсов:
а — принципиальная схема; б — график процессов в схеме

R_{g2} . На сетке правой половины лампы возникает отрицательное смещение, величина которого изменяется по экспоненциальному закону

$$U_{g2} = (E_a - U_k) e^{-\frac{t}{CR_{g2}}}. \quad (222)$$

Правая половина лампы при этом запирается, и на аноде ее возникает импульс положительной полярности, а на аноде левой половины лампы — импульс отрицательной полярности. При запирании правой половины лампы ток через сопротивление R_k уменьшается, что еще больше способствует отпиранию левой половины лампы и запиранию правой половины. Правая половина лампы будет находиться в запертом состоянии до момента, когда напряжение на сетке ее не достигнет величины отпирания, т. е. $U_{g2} = U_{go}$. Далее правая половина лампы открывается, ток через катодное сопротивление увеличивается и запирается левая половина лампы. Зарядный ток конденсатора C создает на сетке правой половины лампы положительное напряжение, что способствует еще большему ее отпиранию и запиранию левой половины лампы. Это так называемое обратное опрокидывание схемы мультивибратора заканчивает процесс формирования прямоугольных импульсов напряжения на анодах обеих половин лампы. Длительность этих импульсов определяется из выражения (222). В момент, когда

$U_{g2} = U_{g0}$, вместо t получим интервал времени τ_p , в течение которого правая половина лампы заперта, а левая открыта. Тогда, решая уравнение относительно τ_p , находим длительность импульсов расширителя:

$$\tau_p = 2,3CR_{g2} \lg \frac{E_a - U_k}{U_{g0}} . \quad (223)$$

Из-за влияния паразитных емкостей схемы фронт t_ϕ и срез t_c импульсов мультивибратора имеют определенную величину.

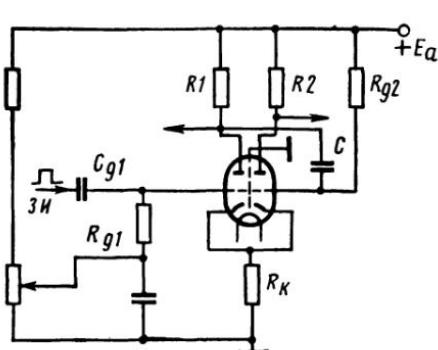


Рис. 374. Схема мультивибратора с положительной сеткой

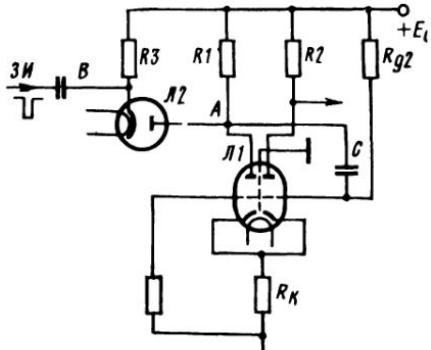


Рис. 375. Схема запуска по цепи анода

Для увеличения стабильности длительности τ_p импульсов при старении или смене ламп в настоящее время широко используются схемы мультивибраторов с положительной сеткой (рис. 374). Как следует из формулы (223), длительность импульсов мультивибратора определяется емкостью C , сопротивлением R_{g2} , а также зависит от величины напряжения, до которого заряжается конденсатор, и напряжения отпирания лампы. Поэтому скачкообразное изменение длительности импульсов осуществляют изменением емкости, а плавное — изменением напряжения на сетке левой половины лампы.

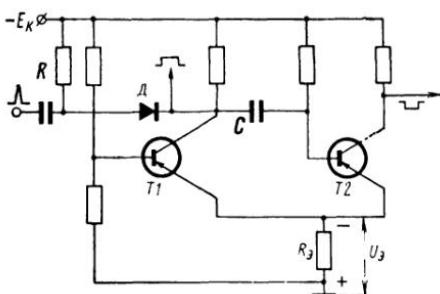


Рис. 376. Схема мультивибратора на транзисторах

Более совершенным является запуск мультивибратора по цепи анода через ламповый или полупроводниковый диод L_2 (рис. 375). При отсутствии запускающих импульсов потенциал точек A и B одинаков, диод оказывается запертым. Когда на катод диода поступает запускающий импульс напряжения отрицательной полярности, диод открывается, проходящий через него ток уменьшает напряжение на аноде левой половины лампы. Этот отрицательный перепад напряжения через

конденсатор C передается на сетку правой половины лампы и происходит опрокидывание схемы.

Достоинство такой схемы запуска состоит в том, что цепь запуска не влияет на рабочие процессы в мультивибраторе, так как она автоматически отключается при возникновении отрицательного перепада напряжения на аноде левой половины лампы.

В качестве расширителей импульсов применяются также транзисторные мультивибраторы. На рис. 376 представлена принципиальная схема мультивибратора с эмиттерной связью, которая является аналогом ламповой схемы мультивибратора с катодной связью и положительной сеткой. Ждущий режим в этой схеме обеспечивается запиранием транзистора T_1 напряжением U_a , создаваемым на эмиттерном сопротивлении R_a за счет протекания тока эмиттера открытого в исходном состоянии транзистора T_2 . Схема запускается подачей на базу T_2 импульса положительной полярности через диод D . Выходные импульсы положительной полярности снимаются с коллектора T_1 , а отрицательной полярности — с коллектора T_2 .

§ 117. Генераторы развертки

Для перемещения электронного луча по экрану трубы, т. е. создания развертки, на отклоняющую катушку подается напряжение пилообразной формы, вырабатываемое генератором развертки.

Наиболее простой и распространенной является схема генератора, показанная на рис. 377, а. В состоянии покоя лампа открыта. Благодаря подаче на сетку положительного напряжения смещения через лампу проходит значительный анодный ток. Напряжение на конденсаторе минимально и равно напряжению на участке анод—катод лампы.

При работе генератора на сетку лампы подается управляющий импульс напряжения отрицательной полярности, длительность которого равна длительности прямого хода развертки. Лампа при этом запирается и конденсатор C начинает заряжаться через резистор R . Напряжение на конденсаторе C растет по экспоненциальному закону

$$u_C = E_a \left(1 - e^{-\frac{t}{CR}} \right), \quad (224)$$

стремясь к величине E_a (рис. 377, б).

После прекращения управляющего импульса лампа открывается, проводимость ее резко увеличивается и конденсатор C начинает быстро разряжаться вследствие того, что постоянная времени цепи заряда $CR = t_{зар}$ оказывается значительно больше постоянной времени цепи разряда $t_{раз} = C \frac{RR_0}{R+R_0}$, где R_0 — сопротивление лампы.

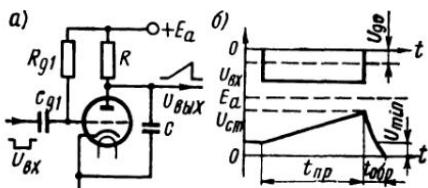


Рис. 377. Генератор развертки

В результате на конденсаторе C создается импульс напряжения пилообразной формы.

Несмотря на экспоненциальный характер изменения напряжения на зажимах конденсатора, при выполнении определенного условия нарастание напряжения может приближаться к линейному. Для выяснения этого условия разложим в ряд выражение (224).

$$u_C = E_a \left[\frac{t}{CR} - \frac{1}{2!} \left(\frac{t}{CR} \right)^2 + \frac{1}{3!} \left(\frac{t}{CR} \right)^3 - \dots \right]. \quad (225)$$

Если постоянная времени цепи заряда CR значительна, а $t = t_{\text{пр}}$ достаточно мало, т. е. $t_{\text{пр}} \ll CR$, то, ограничиваясь первым членом выражения (225), получим

$$u_C = \frac{E_a}{CR} t.$$

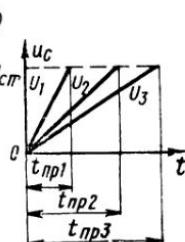
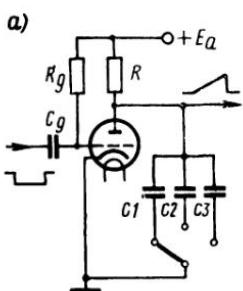


Рис. 378. Трехшкольный генератор развертки

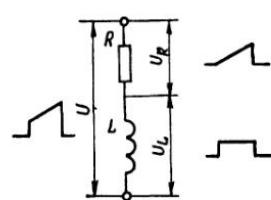


Рис. 379. Эквивалентная схема отклоняющей катушки

При этом амплитуда пилообразного напряжения U_{cm} находится в следующем соотношении с E_a :

$$\frac{U_{cm}}{E_a} = \frac{t_{\text{пр}}}{CR},$$

так как для получения линейной развертки используется не весь, а только начальный участок экспоненциальной кривой заряда конденсатора (см. рис. 377, б). Практически $t_{\text{пр}} = (0,05 \div 0,1) CR$, поэтому U_{cm} составляет 5—10% от E_a .

Обычно индикатор рассчитывается не на одну, а на несколько шкал дальности. Иными словами, радиус экрана трубы соответствует различным масштабам расстояния. При переходе с одной шкалы на другую изменяется скорость, а следовательно, и длительность прямого хода развертки. Достигается это соответствующим подбором постоянной времени цепи заряда, чтобы на всех шкалах дальности отношение $\frac{t_{\text{пр}}}{CR}$ не превышало 0,05—0,1.

На рис. 378, а представлена схема трехшкольного генератора развертки. Для различных емкостей конденсаторов $C_1 < C_2 < C_3$ имеем различную длительность прямого хода развертки $t_{\text{пр}1} < t_{\text{пр}2} < t_{\text{пр}3}$

и, следовательно, различную скорость развертки $v_1 > v_2 > v_3$ (рис. 378, б).

Нагрузкой усилителя развертки, при использовании трубы с электромагнитным управлением, является отклоняющая катушка. Эквивалентная схема катушки может быть представлена как последовательное соединение индуктивности L с активным сопротивлением R , обусловленным потерями в проводах и сердечнике (рис. 379). Через эту схему должен протекать линейно изменяющийся ток, который создает на активном сопротивлении линейно возрастающее напряжение $U_R = iR$ и на индуктивности — постоянное напряжение $U_L = L \frac{di}{dt}$. Следовательно, ток в отклоняющей катушке, нарастающий по линейному закону, может быть соз-

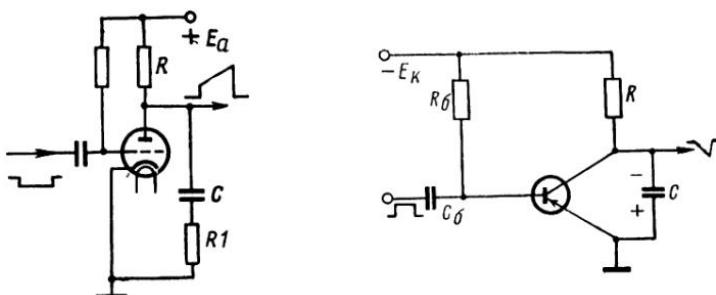


Рис. 380. Генератор трапецидальных импульсов развертки

Рис. 381. Схема генератора развертки на транзисторах

дан, если к цепочке LR приложено напряжение, которое возникает скачком в момент начала рабочего хода развертки и затем увеличивается пропорционально времени $U = L \frac{di}{dt} + iR$, т. е. импульс напряжения, подаваемый на зажимы отклоняющей катушки, должен иметь не пилообразную, а трапецидальную форму. Такая форма импульса обеспечивается включением последовательно с зарядной емкостью генератора развертки сопротивления $R1$, называемого корректирующим (рис. 380).

На рис. 381 представлена принципиальная схема генератора развертки на транзисторе, которая аналогична рассмотренной ламповой схеме, называемой ключевой. Формирование пилообразного напряжения происходит при запирании транзистора положительным управляющим импульсом. Выходное напряжение в данной схеме будет иметь линейно-падающую форму (пилообразный импульс отрицательной полярности).

В связи с тем, что в ключевых схемах генераторов развертки амплитуда напряжения пилообразного импульса недостаточна для осуществления развертки, обычно это напряжение усиливается до необходимого значения. Чтобы усиление было неискаженным, применяют импульсные усилители с отрицательной обратной связью по току

(рис. 382, а). Элементом отрицательной обратной связи служит резистор (катодное сопротивление) R_K .

Анодный ток лампы i_a , протекая через резистор R_K , создает на нем напряжение $-i_a R_K$, полярность которого противоположна входному напряжению U_{bx} .

Эквивалентная схема усилительного каскада с отрицательной обратной связью показана на рис. 382, б. Величина анодного тока, исходя из рис. 382, б, равна

$$i_a = \frac{\mu U_{bx} - \mu i_a R_K}{R_i + R_a},$$

или после несложных преобразований

$$i_a = \frac{\mu U_{bx}}{R_i + R_K(1 + \mu) + R_a}.$$

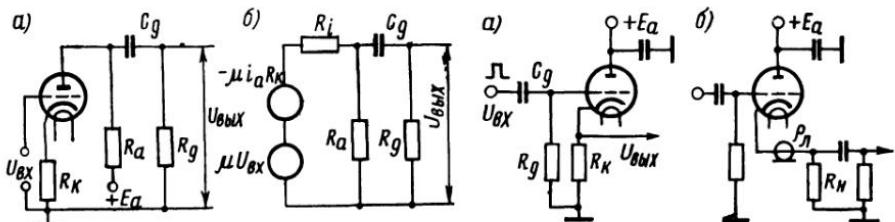


Рис. 382. Импульсный усилитель с отрицательной обратной связью по току

Рис. 383. Катодный повторитель

Напряжение на выходе усилителя

$$U_{vyx} = i_a R_a = \frac{\mu U_{bx} R_a}{R_i + R_K(1 + \mu) + R_a}.$$

Тогда коэффициент усиления каскада

$$K = \frac{U_{vyx}}{U_{bx}} = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a + R_K(1 + \mu)}.$$

Для хорошей стабильности работы 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 режима работы схемы из-за смены ламп и других причин.

Соединение отдельных блоков РЛС между собой обычно производят с помощью коаксиального кабеля. 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 сопротивления.

Схема катодного повторителя (рис. 383, а) представляет собой усилитель с сильной отрицательной обратной связью, поскольку все выходное напряжение прикладывается к промежутку сетка—катод лампы и коэффициент обратной связи равен единице.

По аналогии со схемой усилителя (см. рис. 382), величина анодного тока катодного повторителя равна

$$i_a = \frac{\mu U_{bx}}{R_i + R_k(1+\mu)}.$$

Выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = i_a R_k = \frac{\mu U_{bx} R_k}{R_i + R_k(1+\mu)}.$$

Тогда коэффициент усиления или, в данном случае, коэффициент передачи будет равен

$$K_{\pi} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{bx}} = \frac{\mu R_k}{R_i + R_k(1+\mu)} = \frac{\mu}{1+\mu} \frac{R_k}{\frac{R_i}{1+\mu} + R_k}.$$

Учитывая, что $\mu \gg 1$, имеем окончательно

$$K_{\pi} = \frac{R_k}{1/S + R_k}. \quad (226)$$

Из выражения (226) следует, что коэффициент передачи катодного повторителя меньше единицы и зависит от крутизны характеристики лампы.

Выходное сопротивление катодного повторителя определяется параллельным соединением сопротивления R_k и сопротивления $1/S$

$$\frac{1}{R_{\text{вых}}} = \frac{1}{R_k} + S.$$

Благодаря большой отрицательной обратной связи входная емкость катодного повторителя значительно уменьшается. Это позволяет повысить коэффициент усиления предыдущего каскада и значительно увеличить входное сопротивление катодного повторителя, которое равно

$$R'_{bx} = \frac{R'_{bx}}{1 - K_{\pi}},$$

где R'_{bx} — входное сопротивление усилителя без обратной связи.

Катодный повторитель обладает хорошими частотной и фазовой характеристиками. Это обстоятельство позволяет передавать с минимальными искажениями широкий спектр частот.

Особенностью катодного повторителя является также то, что полярность напряжения на выходе совпадает с полярностью на входе. На рис. 383, б представлена схема катодного повторителя, нагруженного на кабельную линию. Согласование линии с нагрузкой достигается выбором $\rho_L = R_h$.

Кроме ламповых, на практике используются также катодные повторители на транзисторах, называемые эмиттерными. На рис. 384 изображена схема эмиттерного повторителя, являющаяся аналогом лампового катодного повторителя. Входное сопротивление эмиттерного повторителя определяется из выражения

$$R_{\text{вх. п}} = \beta R_o,$$

где β — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером, равный $\beta = \frac{1}{1-\alpha}$;

α — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой.

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя приблизительно равно

$$R_{\text{вых. п}} = R_o.$$

Рис. 384. Эмиттерный повторитель

Разновидностью импульсного усилителя является импульсный смеситель, или видеосмеситель. Видеосмесителем называется устройство для смешивания импульсов, поступающих по нескольким каналам и выходящих по одному общему каналу.

Для смешивания импульсов применяются одноламповые и многоламповые схемы. На рис. 385, а представлена одноламповая схема с развязывающей цепью. Импульсы малой длительности, имеющие более широкий спектр частот, поступают на сетку лампы через конденсатор C , а импульсы большой длительности — через резистор R . Величины сопротивления R и емкости C подбираются так, чтобы исключалось влияние одного импульса на другой.

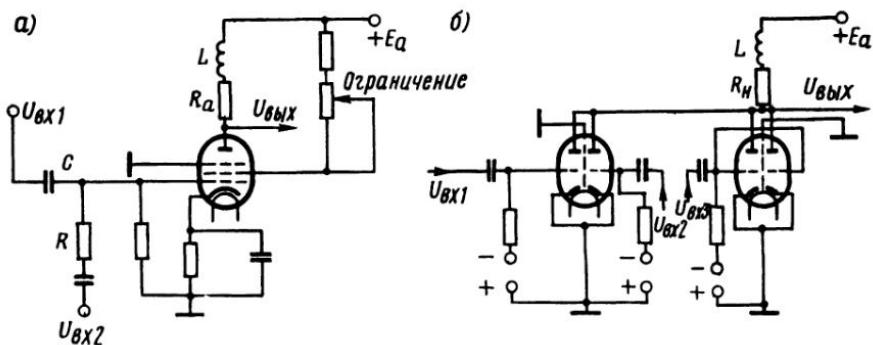


Рис. 385. Схема видеосмесителя

Смешанные импульсы напряжения снимаются с сопротивления анодной нагрузки. Иногда для смешивания импульсов применяется катодный повторитель.

На рис. 385, б изображена многоламповая схема видеосмесителя. Здесь напряжение каждого смешиваемого импульса подается на сетку

отдельной лампы. Таким образом, число ламп равно количеству смешиваемых каналов. Все лампы имеют общую анодную нагрузку R_h , с которой снимается выходное напряжение смешанных импульсов. Для уменьшения искажений последовательно с R_h включается корректирующая катушка индуктивности L . Часто для увеличения амплитуды смешанных импульсов после видеосмесителя применяют видеоусилитель, в котором предусматривается возможность ограничения амплитуды выходных импульсов путем изменения напряжения на экранирующей сетке лампы.

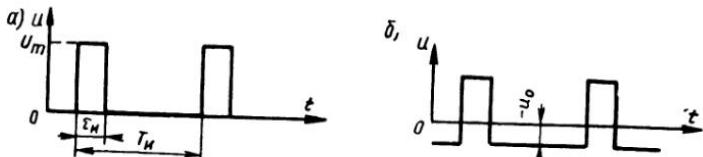


Рис. 386. Восстановление постоянной составляющей

Передача импульсных сигналов с выхода предыдущего каскада на вход следующего каскада осуществляется, как известно, через переходную цепочку. Во избежание искажений, вызываемых дифференцированием импульса, постоянная времени переходной цепочки должна значительно превышать длительность импульса.

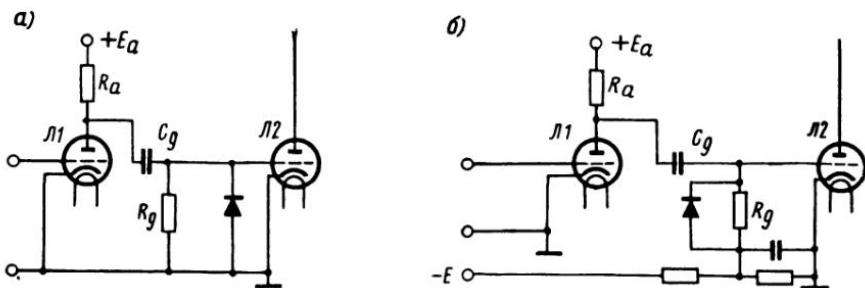


Рис. 387. Фиксирующие схемы

В связи с тем, что импульс напряжения (рис. 386, а) содержит кроме переменной составляющей, также и постоянную $u_0 = \frac{U_m \tau_i}{T_i}$, которая через конденсатор не проходит, последовательность импульсов на сетке лампы следующего каскада оказывается смещенной относительно нуля напряжения на величину u_0 (рис. 386, б). Если в процессе работы параметры импульса U_m , τ_i или T_i будут изменяться, то величина u_0 также изменится, что нежелательно, а иногда и недопустимо, так как из-за смещения рабочей точки на характеристике лампы могут возникать искажения или нарушится нормальный режим работы следующего каскада. Этот недостаток устраняется применением схем фиксации уровня. Параллельно резистору R_g включается диод, обычно полупроводникового типа (рис. 387, а). Тогда конден-

сатор C_g , получающий во время действия импульса заряд через цепь с постоянной времени $t_{\text{зар}} = C_g (R_a + R_g)$, будет в промежутке времени между импульсами разряжаться через цепь с постоянной времени

$$t_{\text{разр}} = C_g (R_i + R_d),$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы $L1$;

R_d — сопротивление диода.

В связи с тем, что $t_{\text{зар}} > t_{\text{разр}}$, к моменту поступления следующего импульса конденсатор C_g оказывается разряженным. В практических схемах часто требуется зафиксировать в качестве начального уровня не нулевой потенциал, как это имеет место в схеме на рис. 387, а, а некоторый отрицательный потенциал. Тогда последовательно с диодом включается источник фиксированного смещения (рис. 387, б).

§ 118. Формирование неподвижных электронных отметок дальности

Для измерения расстояния до тех или иных объектов применяются специальные масштабные электронные отметки дальности. Эти отметки создаются на линии развертки подачей в определенные моменты времени на ЭЛТ специальных кратковременных прямоугольных импульсов напряжения длительностью 0,1—0,2 мкс. При яркостной отметке импульсы создают на экране индикатора светящиеся отметки, расположенные на определенном одинаковом расстоянии друг от друга (рис. 388). При круговом вращении развертки светящиеся отметки образуют масштабные кольца, или круги дальности. Число электронных отметок выбирается в зависимости от максимальной дальности D_{max} и заданного расстояния между соседними отметками ΔD

$$n = \frac{D_{\text{max}}}{\Delta D} + 1.$$

Добавочная отметка является начальной или нулевой, фиксирующей начало отсчета на линии развертки дальности. Неподвижные круги дальности (НКД) используются для приближенного отсчета расстояния до объектов. Точный отсчет осуществляется с помощью подвижной отметки дальности, которая, при вращении развертки, создает на экране индикатора подвижный круг дальности (ПКД).

Основным элементом схемы формирования импульсов НКД является генератор ударного возбуждения (рис. 389, а). Он содержит лампу и колебательный контур L, C , включенный в катодную цепь. В состоянии покоя лампакрыта, через катушку контура проходит ток покоя I_0 лампы, величина которого ограничивается сопротивлением R . В магнитном поле катушки запасается энергия $W_L = \frac{LI_0^2}{2}$. Одновременно с излучением зондирующего импульса, на сетку лампы от расширителя поступает управляющий импульс отрицательной по-

лярности длительностью $t_p = t_{\text{пр}}$. Лампа при этом запирается, и мгновенное прекращение анодного тока приводит к так называемому ударному возбуждению, т. е. за счет запасенной энергии в контуре возникают собственные колебания с частотой $f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ и начальной амплитудой $U_{m1} = I_0 \sqrt{\frac{L}{C}}$.

Когда прекращается отрицательный импульс напряжения на сетке, колебания в контуре быстро затухают, так как сопротивление проводящей лампы, включенной параллельно контуру, мало и затухание контура резко увеличивается (рис. 389, б).

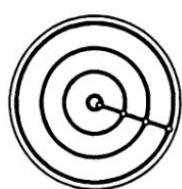
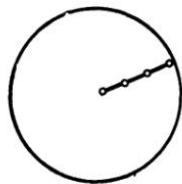


Рис. 388. Неподвижные круги дальности

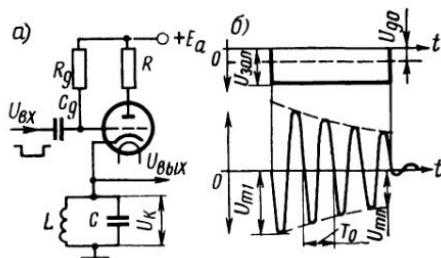


Рис. 389. Генератор ударного возбуждения

Вследствие постепенного уменьшения амплитуды для формирования отметок дальности могут быть использованы не все, а только определенное количество колебаний

$$n = 0,7Q \lg \frac{1}{1-\Delta},$$

где Δ — допустимый относительный спад амплитуды, равный

$$\Delta = \frac{U_{m1} - U_{\min}}{U_{m1}}.$$

При запирании лампы на сетке действует не только отрицательное напряжение импульса расширителя, но и переменное напряжение, снимаемое с контура. Поэтому амплитуда запирающего отрицательного импульса напряжения на сетке должна иметь величину

$$|U_{\text{зап}}| \geq U_{m1} + |U_{go}|.$$

В противном случае, во время отрицательных полупериодов на катоде лампа будет отпираться и затухание колебаний в контуре возрастет.

Каждая отметка дальности формируется из одного периода синусоидальных колебаний, поэтому величина T_0 связана с измеряемым расстоянием ΔR соотношением

$$T_0 = \frac{2\Delta D}{c}.$$

Для получения большого количества периодов колебаний в контуре с достаточной амплитудой применяют схемы генераторов ударного возбуждения с положительной обратной связью (рис. 390, а). Левая половина лампы в этой схеме является коммутирующей, а правая — компенсирующей затухания в контуре. Благодаря тому, что сеточное напряжение U_{g2} и анодный ток i_{a2} правой половины лампы (рис. 390, б) совпадают по фазе с напряжением, снимаемым с контура, происходит компенсация потерь.

Регулируя величину тока i_{a2} через контур подбором сопротивления R_k , можно получить почти постоянную амплитуду напряжения, снимаемого с контура.

На рис. 391 представлена схема формирования импульсов неподвижных кругов дальности. Левая половина лампы $L1$ является генератором ударного возбуждения. Правая половина этой лампы работает в режиме анодно-сеточного ограничения. При подаче на сетку правой половины лампы $L1$ положительного полупериода синусоидального

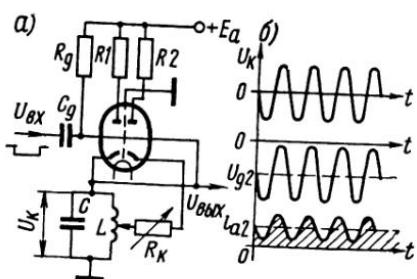


Рис. 390. Генератор ударного возбуждения с положительной обратной связью

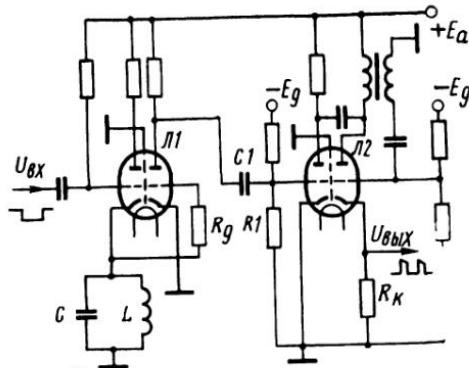


Рис. 391. Схема формирования импульсов НКД

напряжения возникающий сеточный ток создает на резисторе R_g большое падение напряжения, отчего потенциал сетки остается почти без изменения и анодный ток правой половины лампы будет постоянным.

Когда на сетку правой половины $L1$ поступает отрицательный полупериод напряжения, снимаемого с зажимов контура L, C , правая половина лампы запирается и на аноде формируется прямоугольный импульс напряжения положительной полярности. Этот импульс напряжения дифференцируется цепочкой из конденсатора $C1$ и резистора $R1$.

Остроконечные импульсы положительной полярности, поступающие на сетку левой половины лампы $L2$, усиливаются и отпирают ждущий блокинг-генератор, работающий на правой половине лампы $L2$. В цепь катода лампы блокинг-генератора включен резистор R_k , с которого снимаются прямоугольные импульсы напряжения малой

длительности и через видеосмеситель подаются на электроннолучевую трубку.

На рис. 392 представлена схема формирования импульсов НКД на транзисторах. Схема содержит: генератор ударного возбуждения $ПП1$, усилитель-ограничитель $ПП2$, обостряющий каскад $ПП3$ и эмиттерный повторитель $ПП4$.

Запускающие импульсы отрицательной полярности (стартовые импульсы) через конденсатор $C1$ подаются на базу транзистора $ПП1$. Конденсатор $C1$ будет заряжаться через контур L,C и базу-эмиттер $ПП1$. К моменту окончания каждого запускающего импульса обкладка конденсатора $C1$, соединяемая с базой $ПП1$, приобретает максимальный положительный заряд и этот транзистор запирается. Возникающие в контуре L,C колебания усиливаются и ограничиваются каскадом на транзисторе $ПП2$. Снимаемые с коллектора $ПП2$ прямоугольные импульсы напряжения управляют работой обостряющего каскада.

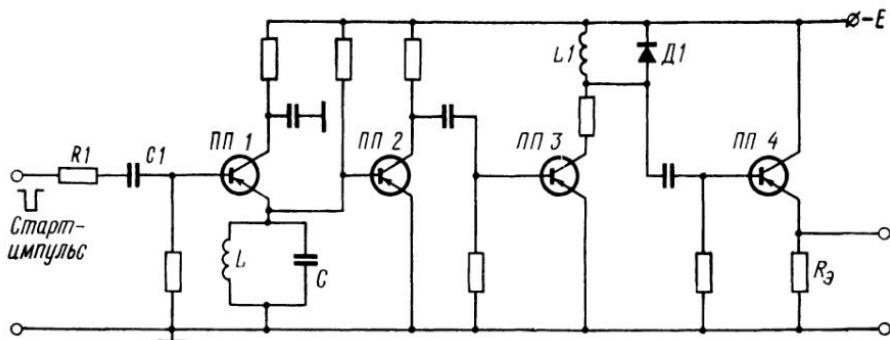


Рис. 392. Схема формирования импульсов на транзисторах

В цепь коллектора $ПП3$ включена катушка, индуктивность которой L_1 , совместно с емкостью C_0 транзистора, емкостью монтажа и распределенной емкостью катушки $L1$ образует контур, шунтированный диодом $D1$. Сопротивление диода выбирается из условия получения в контуре критического затухания $R_d = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_1}{C_0}}$. В этом случае в контуре возникают импульсы напряжения более короткие, чем при апериодическом разряде. Длительность импульсов зависит от параметров контура и определяется из выражения $\tau = \pi \sqrt{L_1 C_0}$. Схема обострителя работает в режиме ударного возбуждения. Когда транзистор $ПП3$ открыт, в контуре $L1, C_0$ запасается энергия за счет протекающего постоянного коллекторного тока. При запирании транзистора $ПП3$ возникающие в контуре колебания создают кратковременные импульсы напряжения, поступающие на эмиттерный повторитель $ПП4$. Выходные импульсы напряжения снимаются с эмиттерного сопротивления R_3 и через усилитель или видеосмеситель подаются на электроннолучевую трубку индикатора.

§ 119. Формирование подвижной электронной отметки дальности

Подвижная электронная отметка дальности создается подачей на ЭЛТ прямоугольного импульса напряжения малой длительности, временное положение которого может изменяться в заданных пределах.

Для формирования подвижной отметки широко используются схемы с индуктивным фазовращателем гониометрического типа. Индуктивные фазовращатели бывают с вращающимся магнитным полем и с расщеплением магнитного поля.

На рис. 393 показана схема фазовращателя с вращающимся магнитным полем. Фазовращатель состоит из трех обмоток: L_1 , L_2 и L_3 .

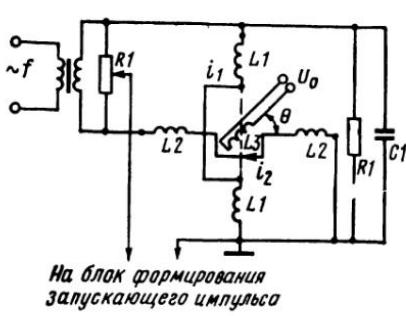


Рис. 393. Индуктивный фазовращатель

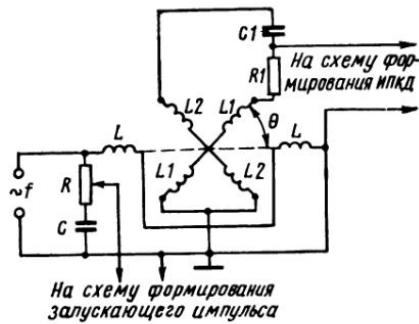


Рис. 394. Индуктивный фазовращатель с расщеплением магнитного поля

Обмотки L_1 и L_2 являются неподвижными, или статорными, и наматываются на каркасе под углом 90° одна относительно другой. Подвижная, или роторная, обмотка L_3 свободно вращается в магнитном поле, создаваемом статорными обмотками. Статорные обмотки включены последовательно и питаны через трансформатор переменным синусоидальным напряжением частотой f . Обмотка L_1 настраивается на частоту питающего напряжения конденсатором C_1 . Для выравнивания токов через обе статорные обмотки параллельно L_1 включено сопротивление R_1 . Вследствие настройки обмотки L_1 в резонанс напряжение на ней U_1 сдвинуто по фазе на 90° относительно напряжения U_2 на обмотке L_2 . Ток I_1 через обмотку L_1 отстает по фазе относительно напряжения U_1 на 90° . Соответственно ток I_2 , в свою очередь, отстает по фазе на 90° относительно напряжения U_2 . Магнитные поля статорных обмоток H_1 и H_2 находятся в фазе с токами I_1 и I_2 .

Под действием магнитных полей в роторной обмотке L_3 индуцируется напряжение U_0 , фаза которого зависит от угла поворота роторной обмотки. Если ток через обмотку L_1 изменяется по закону $i_1 = I_1 \sin \omega t$, то вследствие наличия фазового сдвига на 90° ток через обмотку L_2 будет равен $i_2 = I_2 \cos \omega t$.

Токи через статорные обмотки создают взаимно перпендикулярные магнитные поля, пересекающие витки роторной обмотки L_3 .

Ток i_1 через обмотку $L1$ индуцирует в роторной обмотке напряжение, величина которого равна

$$E_1 = -M_1 \sin \theta \frac{di_1}{dt}, \quad (227)$$

где M_1 — коэффициент взаимоиндуктивности между обмотками $L1$ и $L3$;

θ — угол между плоскостями обмоток $L2$ и $L3$.

Напряжение E_2 , индуцируемое в роторной обмотке током i_2 через статорную обмотку $L2$, в свою очередь, оказывается равным

$$E_2 = -M_2 \cos \theta \frac{di_2}{dt}, \quad (228)$$

где M_2 — коэффициент взаимоиндуктивности между обмотками $L2$ и $L3$.

Тогда суммарное напряжение U_0 , наводимое в роторной обмотке, будет равно

$$U_0 = E_1 + E_2 = -M_1 \sin \theta \frac{di_1}{dt} - M_2 \cos \theta \frac{di_2}{dt}.$$

Подставляя в это выражение значения токов i_1 и i_2 и полагая, что взаимоиндуктивности между обмотками одинаковы $M_1 = M_2 = M$, так же как и токи через статорные обмотки $I_1 = I_2 = I$, получим

$$U_0 = -M\omega I \cos \omega t \sin \theta + M\omega I \sin \omega t \cos \theta,$$

или

$$U_0 = \omega MI (\sin \omega t \cos \theta - \cos \omega t \sin \theta).$$

Пользуясь известными тригонометрическими соотношениями, имеем окончательно

$$U_0 = I\omega M \sin(\omega t - \theta). \quad (229)$$

Выражение (229) показывает, что при изменении угла поворота θ роторной обмотки изменяется фаза напряжения на ее зажимах, в то время как амплитуда этого напряжения будет оставаться постоянной. Поскольку роторная обмотка может занимать любые положения в пределах угла θ от 0 до 360° , то фаза напряжения может изменяться в тех же пределах.

Параллельно вторичной обмотке трансформатора включен фазорегулирующий резистор $R1$, с движка которого снимается переменное напряжение на блок формирования запускающих импульсов радиолокационной станции. Фаза этого напряжения подбирается при регулировке станции изменением положения движка на резисторе $R1$. Изменение фазы выходного напряжения, пропорциональное углу поворота роторной катушки, можно получить и в другой схеме индуктивного фазовращателя, показанной на рис. 394, которая носит название схемы с расщеплением магнитного поля. Через статорную обмотку L протекает ток $i = I \sin \omega t$. В роторных обмотках $L1$

и L_2 , расположенных под углом 90° друг к другу, индуцируется напряжение

$$E_1 = -M_1 \cos \theta \frac{di}{dt} = -I\omega M \cos \theta \cos \omega t;$$

$$E_2 = -M_2 \sin \theta \frac{di}{dt} = -I\omega M \sin \theta \cos \omega t.$$



Рис. 395. Блок-схема формирования ИПКД

Роторные обмотки нагружены на квадратурную цепь, состоящую из конденсатора C_1 и резистора R_1 . Выходное напряжение U_0 снижается со средней точки квадратурной цепи. При условии $R_1 = \frac{1}{\omega C_1}$ выходное напряжение будет изменяться по закону

$$U_0 = E_1 + E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} I\omega M \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{4} - \theta \right).$$

Схема блока формирования импульсов подвижного круга дальности от фазовращателя содержит элементы, представленные на рис. 395.

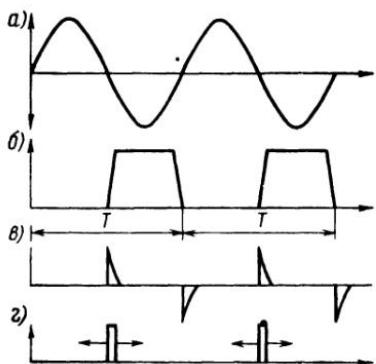


Рис. 396. График процессов формирования ИПКД

В схеме имеются: фазовращатель, селекторный каскад, усилитель-ограничитель, дифференцирующая цепочка и ждущий блокинг-генератор. В процессе прохождения через селектор и усилитель-ограничитель синусоидальное переменное напряжение частотой f (рис. 396, а) преобразуется в прямоугольные импульсы напряжения (рис. 396, б). Эти импульсы дифференцируются (рис. 396, в), и каждый дифференцированный импульс положительной полярности запускает ждущий блокинг-генератор.

Кратковременный прямоугольный импульс напряжения, снимаемый с выхода блокинг-генератора (рис. 396, г), создает на ЭЛТ светящуюся отметку, которая при вращении антенны образует круг дальности. При повороте роторной обмотки фазовращателя, связанной с механическим счетчиком расстояния, светящаяся отметка перемещается вдоль линии развертки относительно запускающего импульса (начала развертки) в пределах периода $T = \frac{1}{f}$ синусоидального напряжения, питающего фазовращатель.

Следовательно, частота питающего напряжения связана с максимальным измеряемым расстоянием D_{\max} соотношением

$$f = \frac{1}{T} = \frac{c}{2D_{\max}},$$

поскольку полное перемещение отметки (круга) дальности, считая от начала линии развертки, будет соответствовать измеряемому расстоянию от нуля до D_{\max} .

Наряду с использованием индуктивного фазовращателя, который успешно работает на частотах до 15—20 кГц, для создания подвижного круга дальности применяются различные схемы задержки, например: ждущий мультивибратор, фантастрон, схема сравнения и пр.

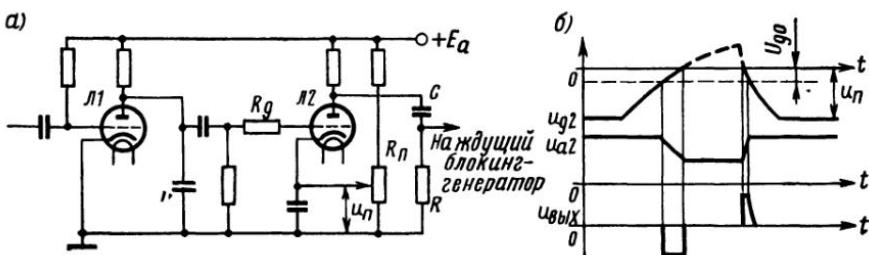


Рис. 397. Формирование ИПКД с помощью схемы сравнения

Получение импульсов ПКД с помощью схемы сравнения показано на рис. 397, а. Лампа $L1$ является генератором пилообразного напряжения. Лампа $L2$ служит сигнал-селектором. Вырабатываемый в лампе $L1$ пилообразный импульс напряжения подается на сетку лампы $L2$, которая предварительно заперта отрицательным смещением U_n , снимаемым с делителя R_n .

Когда напряжение на сетке $L2$ достигнет величины U_g (рис. 397, б), лампа отпирается и напряжение на аноде ее падает. При дальнейшем нарастании пилообразного напряжения возникающий сеточный ток из-за ограничительного действия резистора R_g не вызывает увеличения сеточного напряжения, поэтому напряжение на аноде лампы $L2$ продолжает оставаться минимальным. После прекращения пилообразного импульса лампа $L2$ запирается и напряжение на аноде ее увеличивается. Трапециoidalный импульс напряжения отрицательной полярности, возникающий при этом импульс положительной полярности запускает ждущий блокинг-генератор.

Регулируя величину отрицательного смещения U_n на сетке $L2$, можно изменять время задержки импульса, даваемого блокинг-генератором, относительно начала развертки.

Данная схема из-за нелинейного характера изменения пилообразного напряжения не обеспечивает линейности отсчета на шкале индикатора в пределах всего диапазона дальности, что является основным недостатком этой схемы.

Более высокую точность отсчета дальности можно получить, используя в качестве схемы задержки ждущий фантастрон (рис. 398, а). Эта схема, называемая фантастроном с катодной связью, содержит лампу—пентагрид $L1$ и управляющий диод $L2$. Пока отсутствует запускающий импульс, через катодный резистор R_k протекает ток экранных сеток 2 и 4. Снимаемое с этого резистора отрицательное напряжение подается на сетку 3 и запирает лампу по цепи анода.

Через управляющий диод $L2$ протекает ток, величина которого определяется положением движка потенциометра R_p . Запуск схемы фантастрона производится подачей на катод $L2$ импульса отрицательной полярности с крутым фронтом. Ток в лампе $L2$ при этом воз-

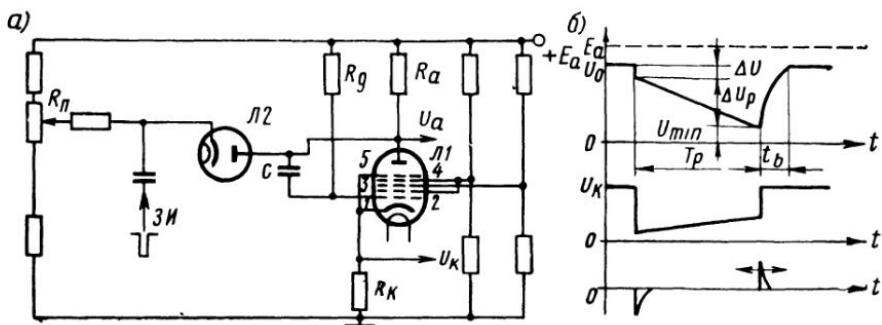


Рис. 398. Схема фантастрона

растает. Напряжение на аноде $L1$ скачкообразно уменьшается на величину ΔU (рис. 398, б), которая примерно равна $\Delta U \approx U_{g0}$, где U_{g0} — напряжение запирания лампы $L1$.

Отрицательный перепад напряжения через конденсатор C передается на управляющую сетку лампы $L1$ и резко уменьшает ток экранных сеток. Напряжение на R_k понижается, сетка 3 получит положительное смещение и откроет лампу по цепи анода. Конденсатор C начинает разряжаться и напряжение на аноде $L1$ будет изменяться по так называемой линеаризованной экспоненте

$$U_a = -k_0 U_0 \left[1 - e^{-\frac{t}{CR_a(1+k_0)}} \right]. \quad (230)$$

После разложения в ряд выражения (230) для условия

$$\frac{t}{CR_a(1+k_0)} \ll 1 \text{ и } k_0 \gg 1$$

можем считать, что

$$U_a = -\frac{U_0}{CR_a} t,$$

где k_0 — коэффициент усиления данного каскада.

Процесс линейного спада напряжения на аноде лампы *Л1* продолжается до момента времени, при котором минимальное напряжение на аноде U_{\min} будет соизмеримо или меньше напряжения на экранах сетках. Увеличение тока экранирующих сеток вызывает увеличение отрицательного напряжения на третьей сетке и запирание лампы по цепи анода. При этом разрывается цепь разряда конденсатора *C* и последний начинает заряжаться в течение промежутка времени $t_b \approx 3CR_a$, называемого длительностью восстановления. Величина напряжения, до которого зарядится конденсатор, определяется положением движка на потенциометре R_p . Длительность выходного импульса определяется временем разряда конденсатора *C*, т. е. зависит от начального напряжения на конденсаторе перед разрядом, а также от постоянной времени разрядной цепи.

Ориентировочно длительность выходного импульса может быть рассчитана по формуле

$$T_p \approx \frac{\Delta U_p}{I_g} C \approx \frac{\Delta U_p R_g C}{E_a},$$

где ΔU_p — величина перепада напряжения $\Delta U_p = U_0 - \Delta U = U_{\min}$ (рис. 398,б).

Импульс напряжения U_k , снимаемый с R_k , используется для создания подвижной отметки дальности. После дифференцирования среза получающийся остроконечный импульс положительной полярности может менять свое временное положение в зависимости от длительности T_p импульса фантастрона, которая определяется напряжением U_0 , т. е. зависит от положения движка потенциометра R_p .

Напряжение U_a , снимаемое с анода лампы, может быть использовано для получения пилообразного напряжения с высокой степенью линейности.

На рис. 399 представлена принципиальная схема блока формирования импульсов ПКД с помощью схемы задержки на транзисторах. Схема содержит: триггер *ПП1* и *ПП2*, являющийся расширителем импульсов; генератор пилообразного напряжения *ПП3*; балансный диодно-регенеративный компаратор *ПП4*; усилитель-обостритель *ПП5* и эмиттерный повторитель *ПП6*. Триггер выполнен по схеме с раздельным запуском по цепи базы. Схема триггера включается запускающим импульсом напряжения (старт-импульсом) положительной полярности, подаваемым на базу транзистора *ПП1*. Вырабатываемый триггером импульс напряжения положительной полярности поступает на базу транзистора *ПП3* генератора пилообразного напряжения. Транзистор запирается, и на конденсаторе *C5* создается пилообразный импульс напряжения отрицательной полярности за счет заряда этого конденсатора от источника напряжения — 150 В через резисторы *R1* и *R2*.

Пилообразное напряжение подается на балансный компаратор, состоящий из схемы сравнения на диодах *D3* и *D4* и блокинг-генератора на транзисторе *ПП4*.

В исходном состоянии диод *D3* закрыт, а диод *D4* открыт. Через обмотку 5—6 трансформатора *Tp1* проходит ток. Обмотка 5—6 вклю-

чена таким образом, что обратная связь в схеме блокинг-генератора будет отрицательной и блокинг-генератор не работает. Когда пилообразное напряжение достигает значения опорного U_0 , диод $D3$ открывается, через обмотку 3—4 будет проходить ток, а диод $D4$ закрывается.

Обратная связь на базу транзистора $ПП4$ окажется положительной. Блокинг-генератор возбудится, и будет генерировать кратковременный импульс напряжения положительной полярности. Импульс блокинг-генератора одновременно с передачей на обостряющий каскад $ПП5$ через конденсатор $C6$ поступает на второе плечо триггера $ПП2$ и опрокидывает его. Колебания в триггере прекращаются. Диод $D3$ запирается, и схема переходит в исходное состояние.

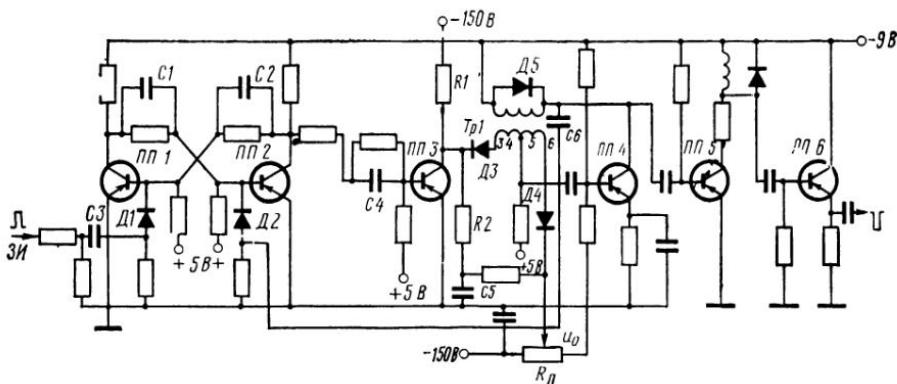


Рис. 399. Схема формирования ИПКД на транзисторах

ие. Импульсы напряжения блокинг-генератора, проходя через обостряющий каскад, усиливаются и уменьшаются по длительности, затем передаются на эмиттерный повторитель $ПП6$.

Выходные импульсы отрицательной полярности, снимаемые с эмиттерного резистора R_s , подаются, как обычно, через видеосмеситель или видеоусилитель на ЭЛТ индикатора. Задержка импульса ПКД регулируется величиной опорного напряжения, снимаемого с потенциометра $R_{п}$.

§ 120. Генераторы отметки курса

Для создания на экране индикатора отметки курса применяются специальные импульсные генераторы на электронных лампах или безламповые схемы.

На рис. 400, *a* показана схема генератора импульсов отметки курса на электронной лампе. В исходном состоянии лампа открыта и конденсатор C заряжается от источника анодного напряжения через $R1$ и промежуточек сетка—катод лампы.

В момент времени t_1 , когда ось антенны проходит диаметральную плоскость судна в направлении нос, микровыключатель M замыкает-

ся кулачковым валом антенны и конденсатор C начинает разряжаться через резистор $R2$ (рис. 400, б). Лампа запирается, и на аноде ее возникает прямоугольный импульс напряжения положительной полярности. Длительность импульса, определяемую временем нахождения лампы в запертом состоянии, можно найти следующим образом.

Напряжение на сетке лампы при разряде конденсатора изменяется по закону

$$U_g = E_a e^{-\frac{t}{CR_2}}. \quad (231)$$

В момент, когда оно достигает величины отпирания

$$U_g = U_{g0}, \quad (232)$$

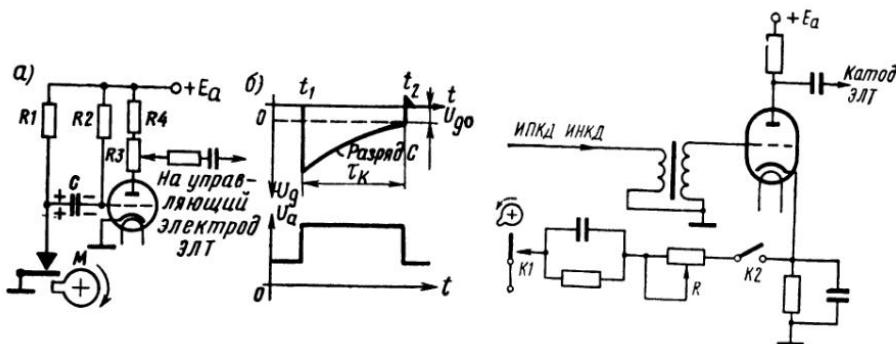


Рис. 400. Ламповый генератор импульсов отметки курса

Рис. 401. Комбинированная схема генератора отметки курса

лампа открывается и формирование импульса заканчивается. Значит, условию (232) соответствует $t = \tau_k$. Тогда из выражения (231) следует, что $\tau_k = 2,3CR_2 \lg \frac{E_a}{U_{g0}}$. Длительность импульса τ_k должна в несколько раз превышать длительность прямого хода развертки на шкале максимальной дальности индикатора.

Импульс напряжения отметки курса снимается с анода лампы и через развязывающие элементы R, C поступает на управляющий электрод трубки. Величина амплитуды импульса регулируется с помощью движка резистора $R3$ анодной нагрузки.

Преимущество данной схемы генератора отметки курса состоит в том, что в отличие от других схем здесь мы получаем импульсы прямоугольной формы. Это позволяет избежать размазывания курсовой черты на экране трубы.

Другим примером создания отметки курса является схема, представленная на рис. 401. Нормально лампа работает в усилительном режиме, на вход которой подаются импульсы НКД и ПКД.

Когда ось диаграммы антенны проходит диаметральную плоскость судна, замыкается контакт $K1$, на катод лампы поступает отрицательное напряжение от источника — 150 В, анодный ток лампы

увеличивается, на аноде лампы возникает импульс отрицательной полярности, который вместе с усиленными импульсами НКД и ПКД

подается на катод электроннолучевой трубы. Яркость отметки курса регулируется изменением сопротивления резистора R . Отметка курса включается и выключается ключом $K2$. Безламповая схема генератора отметки курса (рис. 402) управляется с помощью нормально разомкнутых контактов микровыключателя M , расположенного, как обычно, в блоке антены и замыкаемых кулачком, связанным с приводом вращения антенны. Пока контакты разомкнуты, происходит заряд конденсатора C от источника постоянного напряжения U через резистор $R1$ до величины $U_c = U - U_R$, где U_R — падение напряжения на $R1$.

Рис. 402. Безламповая схема генератора отметки курса

Как следует из рис. 402, величина

$$U_R = I_R R_1 = \frac{U}{R_1 + R_2} R_1,$$

где I_R — ток через $R1$.

Следовательно,

$$U_c = U - \frac{U}{R_1 + R_2} R_1 = U \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right).$$

Таким образом, напряжение U_c зависит от величины переменного сопротивления резистора R_2 и может изменяться от $U_c = 0$ (при $R_2 = 0$) до $U_c = U_{\max}$.

В момент совпадения оси вращающейся антенны с направлением на нос судна кулачок механизма вращения антенны замыкает контакт микровыключателя M и конденсатор C разряжается на резистор R , создавая на его зажимах напряжение, изменяющееся по закону,

$$U_1 = U_c e^{-\frac{t}{t_p}},$$

где t_p — постоянная времени цепи разряда конденсатора,

$$t_p = C \left(\frac{RR_2}{R + R_2} \right).$$

Минус этого напряжения через развязывающий резистор и конденсатор прикладывается к катоду трубы для создания на экране трубы светящейся радиальной линии. Яркость этой линии регулируется резистором $R2$.

После прохождения антенны линии диаметральной плоскости судна контакт M размыкается и конденсатор C вновь начинает заряжаться.

§ 121. Получение радиально-круговой развертки

Радиально-круговая развертка может создаваться двумя способами: с помощью вращающейся отклоняющей катушки и с помощью неподвижных отклоняющих катушек.

В первом случае вокруг горловины трубы синхронно и синфазно с антенной вращается отклоняющая катушка, питаемая пилообразно изменяющимся током, создаваемым генератором развертки.

Под синхронностью понимается одинаковая угловая скорость вращения антенны и линии развертки дальности индикатора, а под синфазностью — совпадение положения оси антенны и линии развертки относительно диаметральной плоскости судна (нуля шкалы азимутального круга, ориентированного относительно диаметральной плоскости).

Передача вращения от антенны к индикатору может быть осуществлена с помощью механической системы или электрическим методом. Первый способ применяется редко, так как, несмотря на простоту и надежность, требует близкого расположения антенны и индикатора.

Электрическая система передачи вращения более универсальна, она может быть использована как при вращающихся, так и при неподвижных отклоняющих катушках.

На практике при вращающихся отклоняющих катушках широко используется связь между антенной и отклоняющей катушкой трубы индикатора с помощью сельсинов. Для этой цели ротор сельсина-датчика механически связывается с осью вращения антенны, ротор сельсина-приемника — с отклоняющей катушкой трубы. Статорные обмотки обоих сельсинов электрически соединяются между собой (рис. 403).

Известно, что точность передачи при использовании сельсинной связи зависит как от точности срабатывания самих сельсинов, так и от величины момента нагрузки на оси приемного сельсина. Для повышения точности передачи увеличивают скорость вращения сельсина. Для этого ротор сельсина-датчика связывается с валом антенны через повышающий редуктор и вращается со скоростью в $N = 12$ раз большей, чем при непосредственной связи, а ротор сельсина-приемника связывается с отклоняющей катушкой через понижающий редуктор с тем же самым передаточным числом. Тогда скорости вращения антенны и отклоняющей катушки оказываются одинаковыми, но точность передачи при этом значительно увеличивается.

Происходит это вследствие уменьшения механической нагрузки ротора приемного сельсина, а также из-за снижения самой угловой ошибки положения роторов в передаточное число раз.

Наличие редукторов с равным отношением создает синхронность вращения, но не всегда обеспечивает синфазность, так как угловое смещение отклоняющей катушки относительно положения антенны может достигать в нашем случае $\frac{360^\circ}{12} = 30^\circ$.

Синфазность обеспечивается чаще всего с помощью кулачковых размыкателей. Для этой цели в схеме (см. рис. 403) имеется кулачок

с парой контактов K_1 в антenne и кулачок с парой контактов K_2 и реле P_1 в блоке трубки.

Если сельсины сфазированы неправильно, то при некотором положении антенны обе пары контактов K_1 и K_2 оказываются замкнутыми. В этом случае происходит срабатывание реле P_1 и разрыв двух фаз цепи синхронной связи между сельсинами. Ротор сельсина-приемника останавливается и будет находиться в неподвижном состоянии до тех пор, пока кулачок антены при своем вращении не достигнет положения, соответствующего правильной фазировке. Тогда контактная пара K_1 разомкнет цепь реле и восстановится нормальная связь

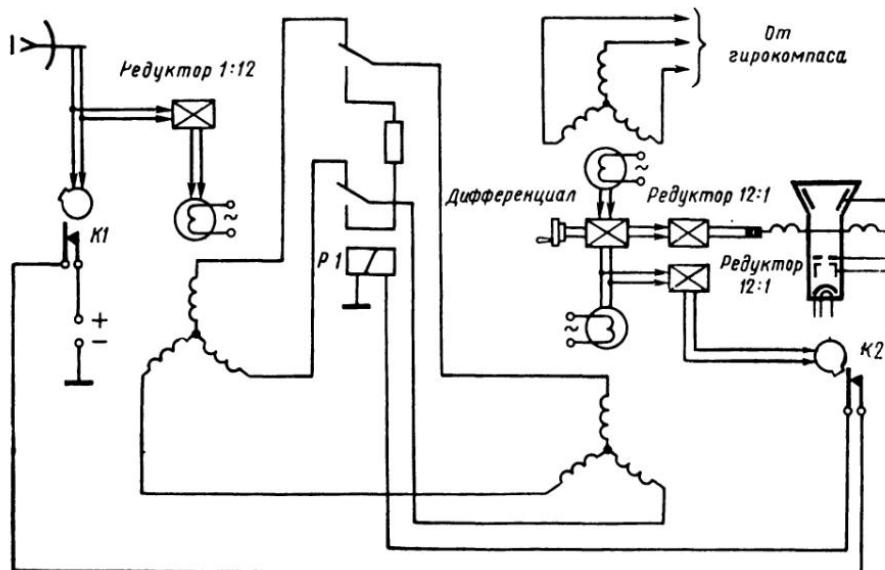


Рис. 403. Схема развертки азимута с помощью вращающихся отклоняющих катушек

между сельсинами. Ротор-сельсина-приемника начнет вращать отклоняющую катушку синхронно и синфазно с антенной. В случае правильной фазировки вращение антены не вызывает замыкания цепи реле, так как контакты K_1 и K_2 будут замыкаться кулачками не одновременно, а попеременно, т. е. в то время, когда включается одна контактная пара, другая оказывается разомкнутой и т. д. Изображение на экране индикатора судовой РЛС может быть ориентировано относительно диаметральной плоскости судна (ориентация по курсу) или по меридиану (ориентация по норду).

При ориентации по курсу (рис. 404) угол между осью диаграммы направленности антенны и диаметральной плоскостью судна и угол между нулем шкалы неподвижного азимутального круга и отклонением линии развертки дальности на экране индикатора равны и дают отсчет курсового угла на объект. В этом случае при изменении курса судна курсовая отметка на экране индикатора остается неподвижной, а изменяется местоположение объекта на экране индикатора.

При ориентации изображения по норду (рис. 405) нуль неподвижного азимутального круга соответствует плоскости меридиана, а отметки курса на экране индикатора указывают курс судна. Причем при изменении курса судна перемещается отметка курса, а изображение объекта остается неподвижным.

При наличии в индикаторе подвижного азимутального круга, связанного с гирокомпасом, в случае ориентации по курсу, по подвижному азимутальному кругу производится отсчет истинного курса, а при ориентации изображения по меридиану — отсчет курсового угла на объект.

Положение изображения на экране индикатора зависит от начальной фазировки антенны и вращающейся отклоняющей катушке. При ориентации изображения по курсу (диаметральной плоскости судна)

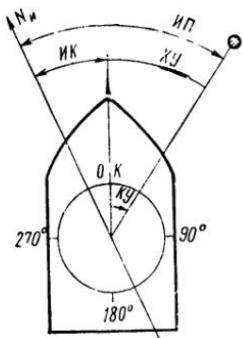


Рис. 404. Ориентация изображения по курсу

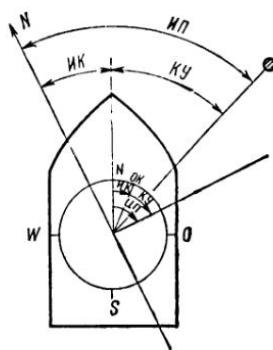


Рис. 405. Ориентация изображения по норду

сельсин-приемник гирокомпаса, имеющийся в схеме синхронно-синфазной развертки (см. рис. 403), отключен. Отклоняющая катушка первоначально разворачивается таким образом, чтобы при совпадении оси антенны с направлением на нос судна линия развертки дальности на экране индикатора совпадала с нулем неподвижного азимутального круга.

При необходимости ориентации по норду отклоняющая катушка с помощью механического дифференциала разворачивается относительно первоначального положения на угол, равный истинному курсу судна и включается сельсин-приемник гирокомпаса.

Поскольку дифференциал включен после кулачка контактной пары К-2, то при развороте отклоняющей катушки сельсин гирокомпаса не нарушает согласованности вращения.

Для получения радиально-круговой развертки с помощью неподвижной отклоняющей системы необходимо в горловине электронно-лучевой трубы создать линейно изменяющееся магнитное поле, вращающееся с вращением антенны.

Такое поле можно получить с помощью двух или трех неподвижных отклоняющих катушках. На рис. 406 показана схема неподвижной отклоняющей системы из двух катушек, расположенных взаимно

перпендикулярно относительно оси трубы. Через эти катушки про текает пилообразный ток, промодулированный по закону вращения антенны и сдвинутый по фазе между собой на 90° . При этом условии ток i_1 через катушку $L1$ будет изменяться по закону

$$i_1 = k_1 R \sin \Omega_A t,$$

а ток i_2 через катушку $L2$ по закону

$$i_2 = k_2 R \cos \Omega_A t,$$

где kR — закон изменения пилообразного тока, определяемый чувствительностью систем отклонения и заданным диапазоном дальности;

Ω_A — угловая скорость вращения антенны;

$\Omega_A t$ — текущий азимут антенны.

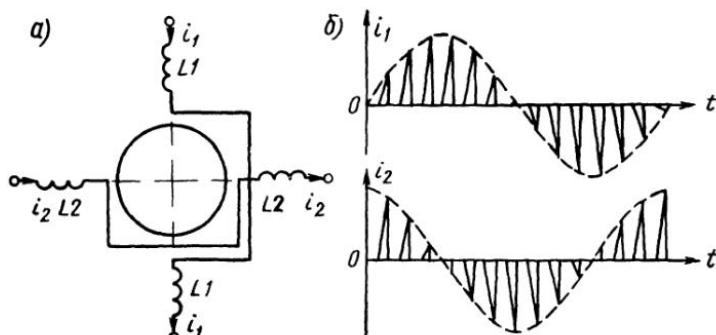


Рис. 406 Схема развертки азимута с неподвижными отклоняющими катушками

Создаваемые этими токами магнитные поля изменяются по тому же закону:

$$H_1 = Zk_1 R \sin \Omega_A t; \quad H_2 = Zk_2 R \cos \Omega_A t,$$

где Z — коэффициент пропорциональности между током и магнитным полем.

Результирующее магнитное поле, действующее на электронный луч в горловине трубы, будет

$$H_0 = \sqrt{H_1^2 + H_2^2} = ZkR. \quad (233)$$

Как следует из выражения (233), результирующее поле также изменяется по пилообразному закону. Угол между результирующим магнитным полем и начальным моментом зависит от относительной интенсивности полей, создаваемых одной и другой катушками, в каждый момент времени

$$\operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\sin \Omega_A t}{\cos \Omega_A t} = \Omega t = \beta,$$

где β — текущий азимут.

Таким образом, результирующее пилообразно изменяющееся

магнитное поле вращается синхронно с вращением антенны. Расцепление по фазе на 90° и модуляция пилообразного тока по закону вращения антенны могут осуществляться, например, с помощью синусно-косинусного врачающегося трансформатора СКВТ (рис. 407).

Этот трансформатор имеет роторную и две статорные обмотки, расположенные под углом 90° друг к другу. Роторная обмотка питается от усилителя пилообразного напряжения, механически связана и вращается синхронно с антенной. При вращении роторной обмотки в статорных обмотках наводится напряжение, амплитуда которых зависит от взаимного расположения роторной и статорных обмоток. Так как статорные обмотки взаимно перпендикулярны, то напряжение на выходе одной из них будет

$$U_{\text{вых}1} = kU_{\text{вх}} \sin \Omega_A t,$$

а на выходе другой, соответственно,

$$U_{\text{вых}2} = kU_{\text{вх}} \cos \Omega_A t,$$

где k — коэффициент пропорциональности между амплитудой выходного и входного напряжений.

§ 122. Индикатор с истинным движением

Когда радиолокационная станция установлена на берегу, то изображение на индикаторе кругового обзора дает фактическую картину расположения и состояния объектов. Например, неподвижные объекты остаются на экране неподвижными, а движущиеся объекты перемещаются на экране индикатора по истинному курсу и с истинной скоростью.

Наблюдатель в этом случае может: с достаточной точностью оценивать окружающую навигационную обстановку, определять истинный курс движущихся объектов (судов), их скорость; хорошо различать на экране индикатора движущиеся и неподвижные объекты, например, при наблюдении на экране индикатора навигационной береговой РЛС, предназначеннной для проводки судов по фарватерам, в узостях и прочих стесненных условиях плавания. На судовой радиолокационной станции при движении судна все окружающие объекты движутся по экрану индикатора. Причем скорость движения неподвижных объектов равна скорости движения судна, а подвижные объекты движутся с относительными скоростями.

Значит, при движении судна на экране индикатора кругового обзора воспроизводится не истинная, а относительная навигационная обстановка, при которой все объекты перемещаются относительно судна.

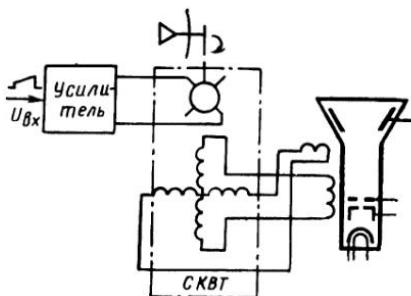


Рис. 407. Схема с синусно-косинусным трансформатором

Это создает ряд трудностей при наблюдении, так как усложняется опознавание неподвижных объектов (буи, вехи и пр.), опознавание подвижных объектов (суда), затрудняется определение истинного направления и скорости других судов и т. д. Для устранения этих недостатков применяют для судовых навигационных РЛС индикаторы, позволяющие наблюдать истинное движение как своего судна, так и других движущихся объектов, находящихся в зоне действия РЛС.

Для воспроизведения истинного движения необходимо из относительной скорости движения объектов исключить вектор скорости дви-

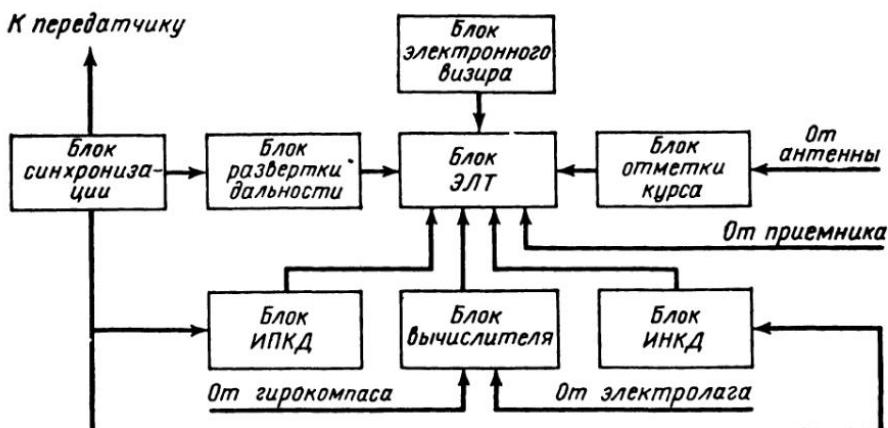


Рис. 408 Блок-схема индикатора истинного движения

жения собственного судна. Это достигается непрерывным перемещением точки начала радиально-круговой развертки в направлении и со скоростью движения собственного судна.

В связи с этим изображение на экране индикатора необходимо ориентировать относительно истинного норда. Точку начала развертки дальности, которая является также центром вращения радиально-круговой развертки, перед началом наблюдения надо сместить на край экрана, в район, обеспечивающий получение изображения в направлении движения судна.

Перемещение начала развертки производится специальным вычислительным устройством, которое преобразует данные о скорости и направлении движения судна, получаемые от электрического лага и гирокомпаса, в сигналы, управляющие движением начала развертки дальности.

Блок-схема индикатора истинного движения изображена на рис. 408. Она включает в себя, как обычно, блок синхронизации РЛС, блок электроннолучевой трубки, вычислительный блок, блок формирования импульсов развертки дальности, блок формирования импульсов напряжения для создания линии электронного визира, блок формирования импульсов неподвижных отметок дальности (ИНКД), блок формирования импульсов подвижной отметки дальности (ПКД), блок формирования импульсов отметки курса.

Для исключения ошибки лага и гирокомпаса обычно предусматривается ручная корректировка поступающих в вычислительное устройство данных скорости и курса судна.

Радиально-круговая развертка создается такими же методами, как и в обычном индикаторе кругового обзора с относительным движением. Когда начало развертки дальности смещается относительно центральной точки экрана трубы, то механический визир для отсчета пеленга использовать нельзя. Поэтому в индикаторах истинного движения применяют электронный визир, представляющий собою вторую линию развертки дальности. Начало развертки линии визира должно совпадать с началом основной развертки. Линия электронного визира должна иметь возможность поворачиваться вокруг от руки на 360° , чтобы иметь возможность совмещения электронного визира с яркостной отметкой сигнала на экране трубы.

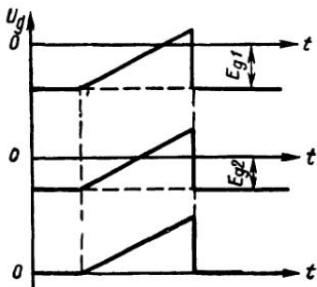


Рис. 409. График перемещения начала линии развертки

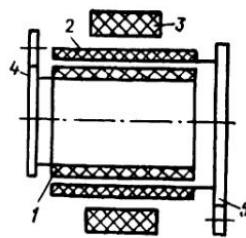


Рис. 410. Отклоняющая катушка электронного визира

Смещение начала развертки и ввод данных движения своего судна для перемещения начала развертки можно осуществить, используя как неподвижную, так и вращающуюся отклоняющую систему трубы. При неподвижной отклоняющей системе из двух взаимно перпендикулярных катушек перемещение линии развертки обеспечивается изменением амплитуды пилообразного тока через отклоняющие катушки. Поскольку отклоняющая катушка включается в анодную цепь лампы усилителя развертки, то плавное изменение отрицательного смещения на сетке лампы позволяет получать соответствующее перемещение начала линии развертки на экране индикатора (рис. 409). Чтобы обеспечить перемещение начала развертки в заданных пределах, усилительный каскад должен иметь необходимое усиление и мощность, чтобы создать через отклоняющую катушку соответствующую амплитуду пилообразного тока.

Неподвижные отклоняющие катушки можно использовать также для создания электронного визира. Для этого импульсы напряжения развертки визирной линии подаются на отклоняющие катушки в интервале между импульсами основной развертки или вместо нескольких импульсов основной развертки. Это позволяет ослабить влияние по-

лей основной развертки и развертки визира на качество изображения на экране индикатора.

При вращающейся отклоняющей системе для ввода параметров собственного движения судна применяют дополнительные неподвижные катушки, расположенные, как обычно, взаимно перпендикулярно.

Развертка для формирования электронного визира может быть получена несколькими способами. Можно, например, импульс напряжения электронного визира подавать на вращающуюся отклоняющую катушку. Для этого при каждом обороте антенны замыкаются специальные контакты и импульсы электронного визира или подсвечивают основную линию развертки, или вместо импульсов напряжения основной развертки на отклоняющую катушку подаются импульсы напряжения электронного визира. Чтобы обеспечить отсчет пеленга в пределах всего азимутального круга, контакты могут смещаться по окружности в пределах 360° .

Другой способ предусматривает отключение в момент взятия пеленга отклоняющей катушки от привода антенны, и вместо импульсов напряжения развертки на отклоняющую катушку с большой частотой следования подаются импульсы напряжения электронного визира. Линия визира в этом случае вращается от ручного привода.

Для создания на экране индикатора электронного визира используют также специальную вращающуюся катушку. Конструкция такой отклоняющей системы схематично изображена на рис. 410. Отклоняющая катушка 1 основной развертки дальности, как обычно, вращается через привод 4 синхронно и синфазно с антенной. Катушка 2 электронного визира механически связана с системой вращения визира 5 и отсчета углов поворота. Неподвижные отклоняющие катушки смещения начала развертки конструктивно оформлены в виде одной обмотки 3, которая гальванически связывается с вычислительным устройством индикатора.

Все рассмотренные способы создания электронного визира имеют свои преимущества и недостатки. Например, первый способ с использованием контактов, из-за сравнительно медленного вращения антенны, не обеспечивает непрерывного изображения линии электронного визира на экране индикатора. Это увеличивает время, необходимое для пеленгования объектов.

При временном отключении отклоняющей катушки от привода антенны нарушается непрерывность кругового обзора и пеленгование объектов производится на послесвечении. Кроме того, данный метод имеет сложную кинематическую схему вращения отклоняющей катушки и сложную систему синфазирования развертки и антенны.

Применение специальной вращающейся катушки позволяет иметь непрерывное изображение линии электронного визира и отличается более простой схемой получения развертки сигнала и визира. Однако введение дополнительной катушки в отклоняющую систему может исказить изображение линий разверток из-за взаимодействия магнитных полей отклоняющей катушки и катушки электронного визира. Практически в индикаторах истинного движения судовых РЛС нашла применение как неподвижная, так и вращающаяся отклоняющая система.

§ 123. Автоматическое сопровождение объектов

Под сопровождением какого-либо объекта понимают получение непрерывной информации о текущей дальности или о текущих угловых координатах этого объекта. Сопровождение объектов может быть ручным, полуавтоматическим и автоматическим. Чтобы повысить точность и увеличить скорость получения данных о координатах объекта, что необходимо, например, при использовании РЛС в системе автоматизированного управления судном, применяют автоматическое сопровождение объектов по дальности и по азимуту.

На рис. 411 изображена блок-схема устройства автоматического сопровождения по дальности (АСД), а на рис. 412 показаны графики изменения напряжений в основных элементах этой системы. Запускающие импульсы РЛС (1) управляют работой временного модулятора,

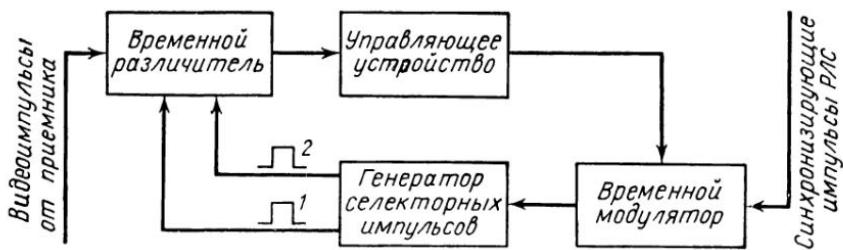


Рис. 411. Блок-схема автоматического сопровождения по дальности

который создает импульсы напряжения задержки t_a большой длительности (2). Задний фронт (срез) импульсов задержки включает генератор селекторных импульсов, смещенный во времени между собою на величину их длительности (3). Селекторные импульсы и видеоимпульсы принимаемых отраженных сигналов (4) с выхода приемника подаются на временной различитель или дискриминатор. Временной различитель сравнивает площади перекрытия видеоимпульса первым и вторым селекторными импульсами и выдает напряжение сигнала ошибки (5), пропорциональное разности площадей, приходящихся на первый и второй селекторные импульсы.

Напряжение сигнала ошибки воздействует на управляющее устройство, которое вырабатывает непрерывное напряжение сигнала управления (6). Сигнал управления регулирует длительность импульса задержки t_a , создаваемого временным модулятором, таким образом, чтобы временное рассогласование Δt , равное $\Delta t = t_D - t_{DC}$, уменьшалось и стремилось к малой величине, равной ошибке сопровождения.

Временной различитель (дискриминатор) обычно состоит из двух схем совпадений, которые позволяют сравнивать между собой две части видеоимпульса отраженного сигнала и по разности этих площадей вырабатывать сигнал ошибки ΔU (рис. 412).

Для примера на рис. 413 представлена схема временного различителя на диодах. На каждый из анодов диодов подается напряжение

одного из селекторных импульсов и одновременно напряжение видеоимпульсов отраженного сигнала. Если центр селекторных импульсов совпадает по времени с центром видеоимпульса сигнала ($\Delta t = 0$), то ток диода $J1$ будет равен по величине току диода $J2$. Поскольку через сопротивление нагрузки $R1$ и $R2$ направление токов диодов противоположно, то напряжение рассогласования ΔU на выходе дискриминатора оказывается равным нулю.

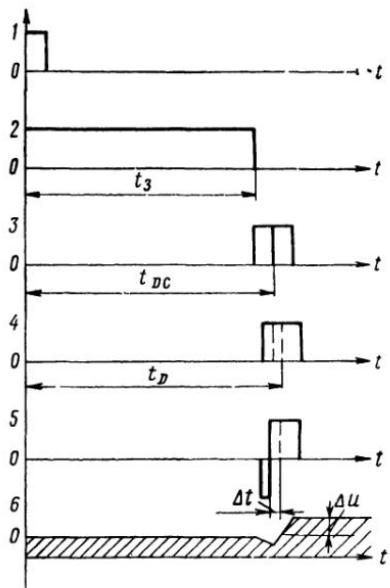


Рис. 412. Временная диаграмма процессов в схеме АСД

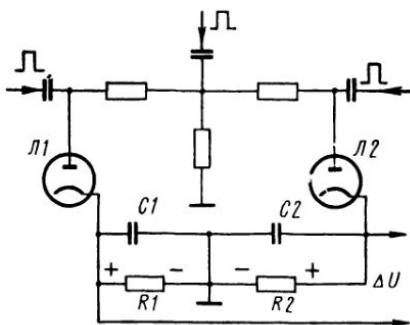


Рис. 413. Схема временного различителя на диодах

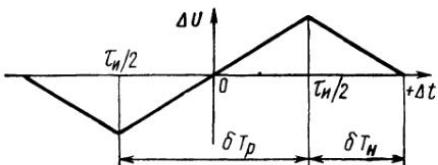


Рис. 414. Характеристика временного дискриминатора

Когда возникает временное рассогласование между центром селекторных импульсов и центром видеоимпульса отраженного сигнала, т. е. $\Delta t \neq 0$, то ток через один из диодов оказывается больше и на выходе временного различителя возникает напряжение рассогласования ΔU той или иной полярности и величины. Зависимость приращения напряжения ΔU на выходе дискриминатора от временного рассогласования Δt называется характеристикой временного дискриминатора. Если селекторные импульсы и видеоимпульсы отраженных сигналов будут иметь прямоугольную форму, то характеристика дискриминатора приобретает вид, показанный на рис. 414.

Центральный линейный участок характеристики, ограниченный значениями $\Delta t = \pm \frac{\tau_i}{2}$, является рабочим участком с протяженностью $\delta T_p = \tau_i$. В пределах рабочего участка характеристики $\Delta U = k_i \Delta t$, где k_i — крутизна характеристики временного дискриминатора, В/с. Области характеристики, лежащие за пределами рабочего участка, называются областями неустойчивого сопровождения. Протяженность

каждого интервала неустойчивого сопровождения равна $\delta T_n = \tau_c$, где τ_c — длительность селекторного импульса.

Вся область характеристики временного дискриминатора

$$\delta T_3 = 2\delta T_n + \delta T_p = 2\tau_c + \tau_i$$

представляет собой зону чувствительности дискриминатора. В отличие от РЛС с ручным сопровождением разрешающая способность по дальности системы с автоматическим сопровождением зависит не только от длительности зондирующих импульсов, но также и от длительности селекторных импульсов. Разрешение двух объектов по дальности в этом случае возможно при условии, что

$$d > \frac{c}{2} (2\tau_c + \tau_i),$$

где d — расстояние между объектами.

Следовательно, разрешающая способность в режиме автосопровождения будет хуже, чем разрешающая способность по дальности обычной РЛС.

В качестве управляющего устройства в импульсных системах автоматического сопровождения по дальности применяют интегрирующие схемы. Простейшим интегратором является конденсатор, например, конденсаторы $C1$ и $C2$, входящие в схему временного дискриминатора (см. рис. 413).

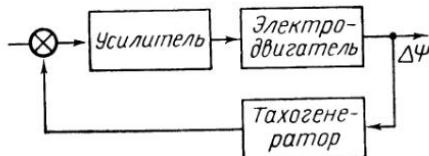


Рис. 415. Блок-схема электромеханического интегратора

Наряду с электронными в системах автоматического сопровождения по дальности широко применяются электромеханические интеграторы. Блок-схема такого интегратора представлена на рис. 415. Здесь интегрирующим элементом схемы является электродвигатель постоянного или переменного тока. Угловая скорость двигателя пропорциональна приложенному напряжению, а угол поворота оси — интегралу от входного напряжения. Цепь обратной связи, собранная на тахогенераторе соответствующего рода тока, дифференцирует выходной сигнал. Полученное напряжение сравнивается с входным, а их разность воздействует на электродвигатель до тех пор, пока выходной сигнал не будет точно пропорционален интегралу от входного, а разность напряжений не обратится в нуль.

Временные модуляторы представляют собой схемы задержки, которые могут выполняться в виде устройств, вырабатывающих импульсы напряжения постоянной амплитуды и переменной длительности (мультивибраторы, фантастры и др.) или импульсы постоянной амплитуды и длительности, но задерживаемые относительно синхронизирующих колебаний на время, определяемое величиной управляющего сигнала.

Примером модулятора последнего типа является фазометрическая схема, состоящая из фазовращателя и формирующих каскадов

(рис. 416). Синусоидальные колебания, вырабатываемые синхронизатором РЛС, поступают через фазовращатель на ограничитель. Полученные после ограничения прямоугольные импульсы напряжения дифференцируются, и после ограничения снизу остроконечные импульсы положительной полярности подаются на генератор селекторных (следящих) импульсов.

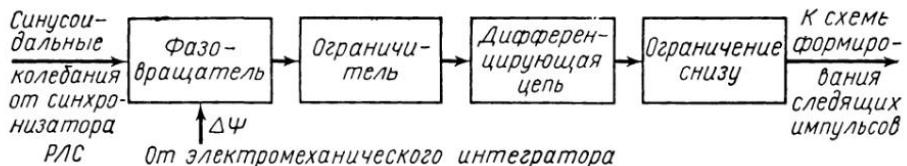


Рис. 416. Фазометрическая схема модулятора

Временная задержка t_3 остроконечных импульсов, управляющих работой генератора, осуществляется фазовращателем, у которого фазовый сдвиг выходного колебания пропорционален углу $\Delta\phi$ поворота ротора, управляемого электродвигателем электромеханического интегратора. Величина времени задержки определяется выражением

$$t_3 = \frac{\Phi}{2\pi} T,$$

где Φ — поворот фазы колебаний, даваемых фазовращателем;
 T — период синусоидальных колебаний, питающих фазовращатель.

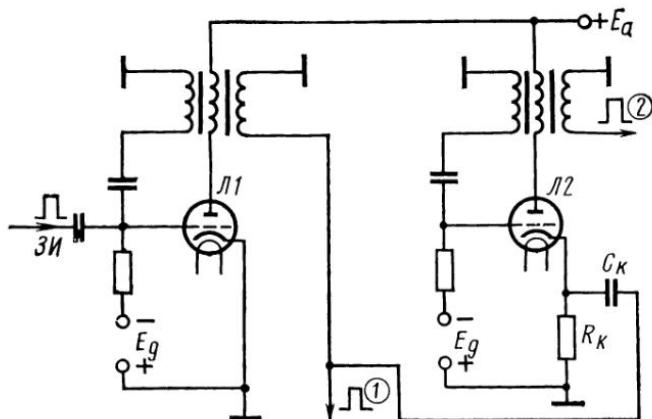


Рис. 417. Схема генератора селекторных импульсов

Для формирования селекторных импульсов обычно используются блокинг-генераторы. На рис. 417 показана схема генератора селекторных импульсов, состоящая из двух задержанных блокинг-генераторов, вырабатывающих сопряженные импульсы напряжения прямоугольной формы. В исходном состоянии лампы $L1$ и $L2$ обоих каскадов заперты отрицательным напряжением смещения $-E_g$. Когда на сетку $L1$ поступает управляющий импульс положительной поляр-

ности, лампа открывается и на выходе первого каскада возникает импульс напряжения положительной полярности длительностью τ_c . Одновременно этот импульс подается на дифференцирующую цепочку $C_k R_k$, включенную в катодную цепь лампы $L2$. При дифференцировании заднего фронта (среза) первого импульса на катоде $L2$ возникает остроконечный импульс отрицательной полярности, лампа $L2$ открывается и на выходе второго блокинг-генератора возникает сопряженный первому второму импульс напряжения прямоугольной формы, смещенный относительно первого на величину длительности τ_c .

Автоматическое сопровождение объектов по направлению (АСН) с одновременным обзором окружающего пространства производится примерно таким же методом, как и автоматическое сопровождение по дальности. Принципиальным отличием является то, что, во-первых, сигналом слежения является не одиничный отраженный импульс, а пачка импульсов, отраженных от объекта при вращении антенны в горизонтальной плоскости; во-вторых, период поступления пачек отраженных импульсов определяется временем обзора по азимуту.

Рис. 418. График процессов при автоматическом сопровождении по азимуту

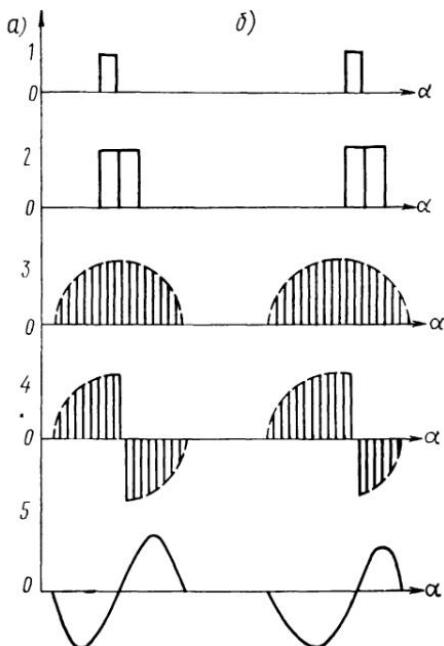


График процессов автоматического сопровождения для данного случая показан на рис. 418, *a*. В момент, когда ось диаграммы направленности врачающейся антенны совпадает со специальной меткой на азимутальном круге механизма вращения антенны, замыкается контакт и включается генератор импульсов отсчета азимута (*1*). Под действием этого импульса срабатывает генератор селекторных импульсов (*2*). Если центр пачки отраженных сигналов (*3*) совпадает с центром селекторных импульсов, то пачка отраженных импульсов будет делиться поровну (*4*) и суммарное напряжение на выходе временного дискриминатора оказывается равным нулю. Если объектмещен относительно положения азимутальной метки в механизме антенны, то центр селекторных импульсов не будет совпадать с центром пачки отраженных сигналов и на выходе временного различителя или дискриминатора появится напряжение (*5*) рассогласования (рис. 418, *b*), которое, воздействуя на электродвигатель, повернет азимутальную метку на угол рассогласования.

РАДИОМАЯКИ

§ 124. Радиомаяки ненаправленного действия

Радиомаяками называются радиостанции, которые передают по установленному расписанию или по требованию специальные сигналы для определения направления с судна на радиомаяк или с радиомаяка на судно.

Различаются радиомаяки ненаправленного (кругового) и направленного действия.

Радиомаяки ненаправленного действия имеют ненаправленную характеристику излучения сигналов и предназначены для определения места судна по пеленгам, получаемым с помощью судового радиопеленгатора. Для улучшения условий использования и уменьшения взаимных помех радиомаяки объединяются в навигационные группы. Радиомаяки каждой группы работают поочередно на одной несущей частоте, в диапазоне средних волн и передают сигналы, отличающиеся только позывными и частотой тональной модуляции. Такой порядок работы позволяет запеленговать несколько радиомаяков, не перестраивая приемник радиопеленгатора, и обеспечивает наиболее простую методику приведения отсчетов к одному моменту времени.

Тональная модуляция (режим A_2) расширяет частотный спектр сигналов, отчего облегчается поиск и настройка судового радиопеленгатора на частоту радиомаяка. Расписание работы, позывные и другие сведения о радиомаяках даются в руководствах для плавания и извещениях мореплавателям.

§ 125. Радиомаяки направленного действия

Радиомаяки данного типа имеют антенное устройство с направленной характеристикой излучения, поэтому позволяют определять направление с радиомаяка на судно. Радиомаяки направленного действия бывают створные, с вращающейся характеристикой (диаграммой) направленности и секторные (с веером вращающихся равносигнальных зон).

Створные радиомаяки применяются для проводки судов по прямолинейным фарватерам с использованием на судне радиоприемника с антенной ненаправленного действия или радиопеленгатора, работающего в режиме ненаправленного (кругового) приема.

Створные радиомаяки работают по принципу равносигнальной зоны, создаваемой перекрытием диаграмм излучения рамочной и вертикальной антенн. В этот момент происходит передача «переплетающихся сигналов», которыми являются сигналы азбуки Морзе с противоположной структурой, например букв А—Н; Б—Ж; Е—Т и т. д. При движении судна по центру фарватера, совпадающему с равносигнальной зоной, наблюдатель принимает непрерывный тональный сигнал. При отклонении от равносигнальной зоны (центра фарватера)

начинает преобладать прием того или иного отдельного сигнала (рис. 419).

Секторные радиомаяки с веером равносигнальных зон (рис. 420) служат для определения пеленга с радиомаяка на судно. Для этого на судне может быть использован радиоприемник средних волн, обеспечивающий прием немодулированных колебаний A_1 в диапазоне 200—460 кГц (длина волны 720—1150 м) или радиопеленгатор в режиме ненаправленного (дежурного) приема.

Радиомаяк имеет в своем составе три вертикальные антенны A , B , C , расположенные по прямой линии на расстоянии 2,5—3 длины

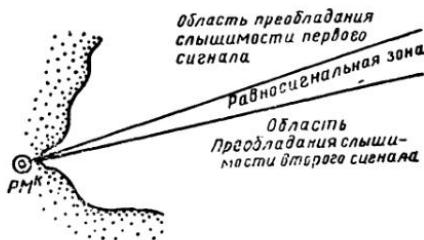


Рис. 419. Створный радиомаяк

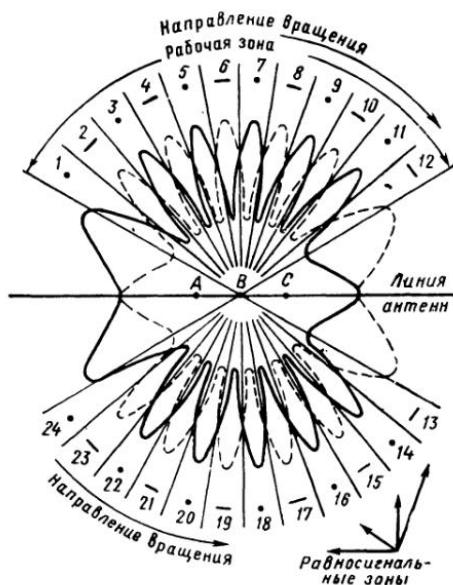


Рис. 420. Диаграмма направленности секторного радиомаяка

волн друг от друга. Начальная фаза тока в центральной антенне остается постоянной, а начальные фазы токов в боковых антенных плавно изменяются в противоположных направлениях. За один цикл передачи разность фаз между токами в боковых антенных измениется от $+180^\circ$ до -180° . При этом характеристика направленности излучения антенной системы радиомаяка будет плавно перемещаться из одного крайнего (сплошная линия) положения в другое (пунктир).

Одновременно с плавным изменением фаз периодически производится коммутация фазы результирующего поля антенной системы на 180° , совмещаемая с передачей сигналов в виде точек и тире.

В результате в окружающем пространстве будет формироваться семейство равносигнальных зон, перемещающихся синхронно с плавным изменением фаз токов из одного крайнего положения в другое. Во время перехода равносигнальных зон из одного положения в другое производится 60 переключений фаз, что соответствует передаче 60 точек при одном положении характеристики направленности и 60

тире — при другом ее положении. Зная сектор, в котором находится судно относительно радиомаяка, и сосчитав число принятых точек и тире, можно определить направление с радиомаяка на судно. Для установления сектора, в котором находится судно, можно руководствоваться счислением или использовать радиопеленгатор. Для этой цели в течение минутного цикла работы радиомаяка 30 с передается позывной сигнал и длинное тире для пеленгования, а в течение следующих 30 с — сигналы в виде точек и тире. Дальность действия секторных радиомаяков днем доходит до 1000 миль, ночью — до 1500 миль.

Глава XXVII

ФАЗОВЫЕ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНЫЕ РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

§ 126. Принцип работы

Фазовыми называются разностно-дальномерные радионавигационные системы (РНС), у которых навигационный параметр (линия положения) определяется путем измерения разности фаз сигналов, излучаемых двумя береговыми радиопередающими станциями (рис. 421). Если текущая фаза принимаемых сигналов от радиостанции 1 равна $\varphi_1 = \omega t_1 = 2\pi f t_1$, а от радиостанции 2 $\varphi_2 = \omega t_2 = 2\pi f t_2$, то разность фаз этих колебаний будет иметь величину

$$\psi = \varphi_1 - \varphi_2 = \omega (t_1 - t_2) = 2\pi f \left(\frac{r_1}{c} - \frac{r_2}{c} \right),$$

или

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R, \quad (234)$$

где λ — длина волн;

c — скорость распространения радиоволн;

ΔR — разность расстояний до береговых радиостанций, равная $\Delta R = r_1 - r_2$.

Следовательно, измеряемая разность фаз определяет собой разность расстояний до береговых радиостанций. Поскольку изолинией рассматриваемой РНС является гипербола, то данную систему называют также фазовой гиперболической РНС.

Во избежание взаимных помех береговые радиостанции работают на разных несущих частотах или излучают сигналы одной несущей частоты, но в определенной временной последовательности. В первом случае система называется с частотной селекцией, во втором — с временной селекцией.

В фазовых РНС с частотной селекцией измерение разности фаз производится обычно на одной частоте, называемой частотой сравнения. Для этой цели частоты береговых радиостанций должны быть

когерентными (жестко связанными по частоте) и находиться между собой в простом рациональном (целочисленном) отношении.

Разные несущие частоты f_1 и f_2 приводятся к одной частоте сравнения f_m обычно двумя способами. В первом случае используется метод умножения исходных частот. Если, например, отношение частот f_1 и f_2 равно $\frac{f_1}{f_2} = \frac{m}{n}$, то $f_1 n = f_2 m = f_m$. Другим способом является приведение частоты f_1 станции 1 к частоте f_2 станции 2 путем последовательного умножения и деления частоты f_1 .

Поскольку практически строго когерентными могут быть лишь колебания, создаваемые одним источником, то когерентность колебаний в данном случае обеспечивается тем, что одна из станций, например станция 1, являющаяся ведущей, вырабатывает опорные колебания

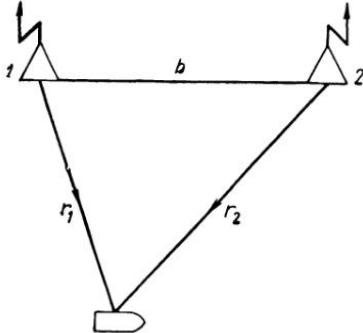


Рис. 421. К определению разности расстояний фазовым методом

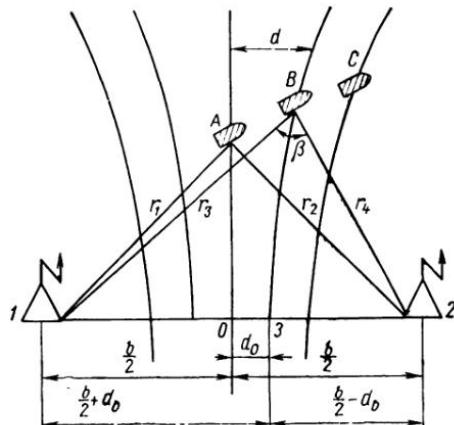


Рис. 422. Многозначность фазовых отсчетов

высокостабильной частоты f_0 , из которых на ведущей станции создаются колебания с частотой f_1 и на ведомой станции 2 — колебания с частотой f_2 путем умножения частоты f_0 на соответствующие коэффициенты ведущей m и ведомой n станций:

$$f_1 = f_0 m \text{ и } f_2 = f_0 n.$$

Выражение для разности фаз колебаний ведущей и ведомой станций, при измерении на частоте сравнения f_m и при синхронизации сигналов ведомой станции сигналами частоты ведущей станции будет отличаться от формулы (234) и приобретает следующий вид:

$$\Psi = \frac{2\pi}{\lambda_m} (r_1 - r_2 + b) = \frac{2\pi}{\lambda_m} \Delta R + \frac{2\pi}{\lambda_m} b, \quad (235)$$

где b — расстояние между ведущей и ведомой станциями (длина базы);

λ_m — длина волны сравнения, равная $\lambda_m = \frac{c}{f_m}$.

Дополнительный угол $\frac{2\pi}{\lambda_m} b$ в выражении (235) называется углом базовой задержки и учитывается как постоянная величина в расчетах при нанесении линий положения (гипербол) на навигационные карты.

Когда при движении судна разность расстояний ΔR изменяется, то согласно выражению (235) будет изменяться разность фаз (рис. 422). Если разность расстояний изменится на величину длины волны сравнения λ_m , то такое изменение расстояния соответствует изменению разности фаз на полный фазовый угол 2π , что соответствует перемещению судна на соседнюю линию положения из точки A в точку B . При дальнейшем движении отсчет фазового угла будет повторяться, и когда судно дойдет до точки C , т. е. окажется на следующей изофазе, отсчет фазового угла опять достигнет величины 2π и т. д.

Таким образом, разность фаз, измеряемая фазоизмерительным устройством, при нахождении судна в произвольной точке зоны данной системы будет определяться выражением

$$\psi = N2\pi + \Delta\phi, \quad (236)$$

где N — число полных фазовых углов (циклов), соответствующих количеству пересеченных судном линий положения — изофаз;

$\Delta\phi$ — часть полного фазового угла, соответствующая нахождению судна в промежутке между линиями положения — изофазами.

Участки земной поверхности, заключенные между линиями положения, называются фазовыми дорожками. Поскольку фазоизмерительное устройство может измерять только разность фаз $\Delta\phi$ в пределах полного фазового угла 2π , а количество N полных фазовых углов или циклов остается неизвестным, то рассматриваемая РНС обладает многозначностью определений. Точность определения зависит от ширины фазовой дорожки d и ошибки в отсчете величины фазового угла $\Delta\phi$.

Как следует из рис. 422, при нахождении суда в точке O , разность расстояний $\Delta R = 0$ и $\psi = 0$. При перемещении судна по линии базы в точку Z показание фазоизмерительного устройства изменяется на полный фазовый угол 2π .

Следовательно,

$$\Delta R = \frac{b}{2} + d_0 - \left(\frac{b}{2} - d_0 \right) = 2d_0.$$

По условию $2d_0 = \lambda_m$, тогда $d_0 = \frac{\lambda_m}{2}$.

Ширина фазовой дорожки при удалении от базы увеличивается и будет определяться выражением $d = \frac{\lambda_m}{2\sin\beta/2}$, где β — базовый угол.

Современные фазоизмерительные устройства рассчитаны на определение фазового угла с точностью до $\frac{2\pi}{100}$.

Следовательно, точность в определении ширины фазовой дорожки достигает величины

$$\Delta d = \frac{\lambda_m}{200 \sin \beta/2}.$$

Устранение многозначности может быть достигнуто несколькими способами, например методом привязки или созданием фазовых дорожек большей ширины путем использования более низкой частоты сравнения.

Первый способ требует первоначальной привязки и непрерывной работы бортового приемоиндикатора для отсчета количества N полных фазовых углов 2π за время перемещения судна от исходной точки до момента определения. В связи с этим способ привязки находит очень ограниченное применение и используется только в специальных случаях. Наиболее широко применяется второй способ, при котором используются более высокая частота сравнения f_{m1} для работы в режиме создания узких или точных фазовых дорожек и более низкая частота f_{m2} для получения широких или грубых фазовых дорожек, ширина которых будет равна

$$d_{rp} = \frac{\lambda_{m2}}{2 \sin \beta/2},$$

где λ_{m2} — длина волны сравнения грубых дорожек, равная

$$\lambda_{m2} = \frac{c}{f_{m2}}.$$

Отношение ширины грубой дорожки к ширине точной (узкой) дорожки называется коэффициентом сопряжения $K_c = \frac{d_{rp}}{d} = \frac{\lambda_{m2}}{\lambda_{m1}}$. Коэффициент сопряжения показывает, какое количество точных фазовых дорожек содержит грубая дорожка (рис. 423).

Для устранения многозначности судовой приемоиндикатор имеет фазоизмерительное устройство, содержащее два фазометра для измерения разности фаз по грубой и точной дорожкам. Причем фазометр грубой дорожки должен иметь K_c делений для определения номера точной дорожки в пределах грубой.

Для определения места судна разностно-дальномерная РНС содержит две пары береговых радиопередающих станций, точнее, одну общую ведущую и две подчиненные или ведомые, которые образуют две сетки изолиний — гипербол. Искомое место определяется как точка пересечения гипербол, найденных по измерению разности расстояний до различных пар станций.

Рассмотренная фазовая разностно-дальномерная РНС была впервые разработана в 1930—1934 гг. советскими учеными академиками Л. И. Мендельштаммом, Н. Д. Папалекси и проф. Е. Я. Щеголевым и получила первоначально название фазового зонда, поскольку судовой приемоиндикатор этой РНС зондирует фазовое поле, создаваемое береговыми радиостанциями.

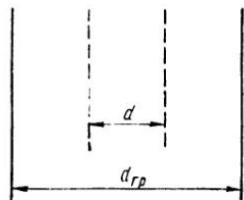


Рис. 423. Сопряжение точных и грубых фазовых дорожек

Приемное устройство судового приемоиндикатора фазового зонда содержит три частотных канала, рассчитанных соответственно на прием сигналов ведущей станции и сигналов двух ведомых станций, работающих на разных частотах. Колебания с выхода приемного канала каждой пары станций (ведущей и одной из ведомых) поступают на отдельное фазоизмерительное устройство.

§ 127. Измерение разности фаз сравниваемых колебаний

В современных фазовых РНС измерение разности фаз осуществляется двумя способами: с помощью квадратурного фазометра (декометра) и с помощью компенсационно-следящего фазометра.

Блок-схема квадратурного фазометра показана на рис. 424. Этот фазометр содержит фазовые детекторы ($\Phi\Delta$), усилители постоянного тока (УПТ) и логометр. Последний представляет собой измерительный прибор магнито-электрического типа, содержащий два неподвиж-

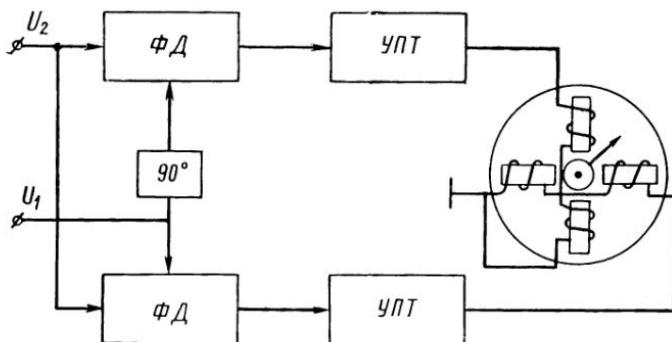


Рис. 424. Блок-схема квадратурного фазометра

ных электромагнита, обмотки которых расположены взаимно перпендикулярно. В центре между обмотками электромагнита размещается подвижной постоянный магнит или электромагнит со стрелкой. В результате взаимодействия магнитных полей, создаваемых неподвижными обмотками, через которые проходит ток сравниваемых колебаний, с постоянным магнитным полем подвижного магнита со стрелкой, последний поворачивается вокруг своей оси на угол φ , равный углу сдвига фаз между сравниваемыми колебаниями. Точность измерения разности фаз, при условии идентичности всех элементов схемы, составляет примерно около 3° . Схема компенсационно-следящего фазометра изображена на рис. 425. Она содержит: генератор опорных колебаний (ГОК), фазовращатели (ФВ), фазовые детекторы ($\Phi\Delta$) и усилители рассогласования (УР). Колебания ведущей станции $U_1 = U_m \cos(\omega t - \varphi_1)$ подаются на вход фазового детектора $\Phi\Delta-1$. Одновременно на другой вход этого же детектора поступают колебания из опорного генератора через фазовращатель $\Phi\text{B}-1$, изменяющиеся по закону

$$U_0 = U_{m0} \cos(\omega t - \varphi_0).$$

В результате детектирования на выходе $\Phi D-1$ появится результатирующее напряжение, пропорциональное разности фаз между входными колебаниями

$$U_{\text{вых}1} = U_{\text{твых}1} \cos(\varphi_1 - \varphi_0),$$

называемое напряжением рассогласования. Это напряжение через усилитель рассогласования $УР-1$ подается на электромотор $M-1$, который поворачивает ротор фазовращателя $\Phi B-1$ и подстроочный конденсатор (триммер) генератора опорных колебаний до тех пор, пока $\varphi_0 = \varphi_1 - 90^\circ$. При выполнении этого условия напряжение рассогласования на выходе $\Phi D-1$ окажется равным нулю:

$$U_{\text{вых}1} = U_{\text{твых}1} \cos 90^\circ = 0$$

и электродвигатель прекратит вращение. В результате напряжение генератора опорных колебаний оказывается автоматически подстроенным по частоте (АПЧ) и фазе (АПФ) к колебаниям ведущей станции. После автоподстройки колебания опорного генератора $U_0 = U_{m_0} \cos(\omega t - \varphi_1 + 90^\circ)$ через фазовращатель $\Phi B-2$ подаются на вход фазового детектора $\Phi D-2$, куда одновременно поступают и колебания ведомой станции $U_2 = U_{m_2} \cos(\omega t - \varphi_2)$. На выходе $\Phi D-2$ возникает напряжение рассогласования

$$U_{\text{вых}2} = U_{\text{твых}2} \cos(\varphi_2 - \varphi_1 + 90^\circ),$$

которое через усилитель $УР-2$ воздействует на электромотор $M-2$, приводящий во вращение ротор фазовращателя $\Phi B-2$. Вращение ротора будет происходить до тех пор, пока $\varphi_1 = \varphi_2$ или

$$U_{\text{вых}2} = U_{\text{твых}2} \cos 90^\circ = 0,$$

т. е. напряжение на выходе $\Phi D-2$ не окажется равным нулю и электромотор $M-2$ остановится.

Угол поворота ротора фазовращателя $\Phi B-2$ является углом искомой разности фаз между колебаниями ведущей и ведомой станций. Поэтому фазовращатель $\Phi B-2$ называется отсчетным. Шкала фазовращателя имеет градуировку в пределах одного полного фазового угла или цикла, равного 360° . Поэтому в результате измерения получаем, как обычно, отсчет фазового угла $\Delta\varphi$.

Наличие местного генератора опорных колебаний, частота и фаза которых автоматически подстраиваются под частоту и фазу принятых колебаний ведущей станции, значительно повышает помехоустойчивость фазоизмерительного устройства и всей схемы приемоиндикатора в целом.

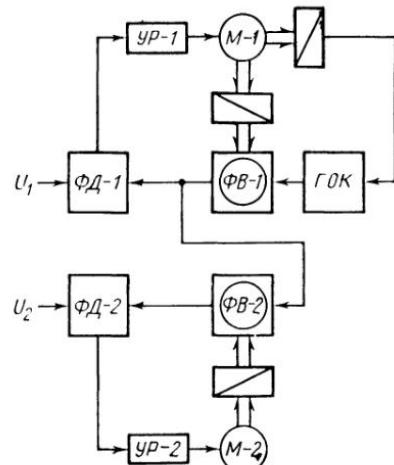


Рис. 425. Блок-схема компенсационно-следящего фазометра

§ 128. Радионавигационная система «Декка-Навигатор»

Эта система, разработанная в Англии в 1944 г. фирмой «Декка-Навигатор», является фазовой разностно- дальнометрной РНС, представляющей собой копию фазового зонда.

В первых образцах системы «Декка», выпущенных до 1949 г., многозначность фазовых отсчетов устранилась методом привязки. В образцах, выпускаемых после 1949 г., многозначность устраняется работой системы на нескольких частотах сравнения, т. е. путем создания точных и грубых фазовых дорожек.

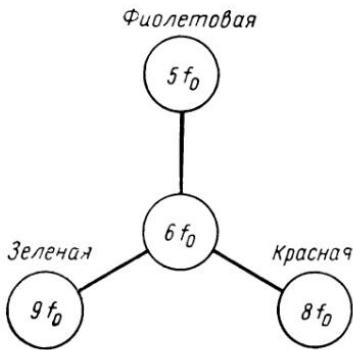


Рис. 426. Цепочка РНС «Декка-Навигатор»

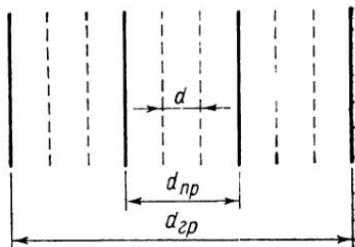


Рис. 427 Устранение многозначности фазовых отсчетов двумя ступенями

Стандартная цепочка системы «Декка-Навигатор» содержит четыре береговые радиостанции, расположенные на расстояниях 70—110 миль друг от друга (рис. 426). Центральная станция является ведущей и образует с каждой из ведомых одну пару станций. Ведущая и ведомые станции работают на когерентных фиксированных частотах, являющихся гармониками базисной частоты, которая для рассматриваемой цепочки РНС «Декка» равна $f_0 = 14,2$ кГц (базисная длина волны $\lambda_0 = 21000$ м).

Для облегчения пользования навигационными картами семейства гиперболических изолиний каждой пары станций (ведущая, ведомая) имеют фиолетовую, красную и зеленую расцветки. В связи с этим каналы приемного устройства, фазометры и другие элементы системы, относящиеся к различным парам станций, также принято называть по цвету окраски изолиний.

Ведущая станция работает на несущей частоте, равной $6f_0 = 6 \cdot 14,2 = 85$ кГц, что соответствует длине волны 3500 м. Ведомая зеленая имеет несущую частоту $9f_0 = 126$ кГц или длину волны 2350 м. Ведомая красная работает на несущей частоте $8f_0 = 112$ кГц, длине волны 2650 м. Фиолетовая имеет несущую частоту $5f_0 = 70$ кГц или длину волны 4200 м.

Частотой сравнения пар станций — ведущей $6f_0$ и ведомой зеленой $9f_0$ — является наименьшая кратная частота $18f_0$. Для пары станций

ведущей $6f_0$ и ведомой красной $8f_0$ частота сравнения равна $24f_0$. Для пары станций ведущей $6f_0$ и ведомой фиолетовой $5f_0$ частотой сравнения будет $30f_0$. Семейства гиперболических изолиний, наносимых на навигационных картах, соответствуют перечисленным частотам сравнения.

Многозначность фазовых отсчетов в РНС «Декка-Навигатор» устраняется двумя ступенями, для чего, кроме грубой и точной фазовых дорожек, введена еще одна промежуточная фазовая дорожка (рис. 427). Применяется еще одна частота сравнения f_{m3} и имеется дополнительный фазометр промежуточных дорожек. В соответствии с этим коэффициент сопряжения грубых дорожек с промежуточными равен

$$K_r = \frac{d_{rp}}{d_{pr}} = \frac{f_{m3}}{f_{m2}}$$

и промежуточных дорожек с точными фазовыми дорожками

$$K_n = \frac{d_{pr}}{d} = \frac{f_{m1}}{f_{m3}}.$$

Практически для создания грубой фазовой дорожки используется частота сравнения f_{m2} , равная базисной частоте системы $f_{m2} = f_0$. Промежуточные фазовые дорожки создаются на частоте сравнения $f_{m3} = 6f_0$, и точные фазовые дорожки, как отмечалось, имеют частоты сравнения: зеленая — $18f_0$, красная — $24f_0$ и фиолетовая — $30f_0$. Параметры грубых, промежуточных и точных фазовых дорожек РНС системы «Декка-Навигатор» для одного из ранних типов приемоиндикаторов приведены в табл. 3.

Таблица 3

Параметры координатных сеток	Пара станций		
	Зеленая	Красная	Фиолетовая
Семейства «точных» дорожек: частота сравнения	$18f_0$	$24f_0$	$30f_0$
ширина дорожки на базе, км . . .	0,585	0,437	0,350
Семейства «промежуточных» дорожек: частота сравнения	$6f_0$	$6f_0$	$6f_0$
ширина дорожки на базе, км . . .	1,750	1,750	1,750
Коэффициент сопряжения (отношение ширины промежуточной и точной доро- жек)	3	4	5
Семейство зон: частота сравнения	$1f_0$	$1f_0$	$1f_0$
ширина дорожки на базе, км . . .	10,5	10,5	10,5
коэффициент сопряжения (отноше- ние ширины грубой дорожки к промежуточной)	6	6	6

Устранение многозначности фазовых отсчетов достигается использованием двух различных режимов работы системы. В первом случае зоны (грубые дорожки) создаются на разностных частотах сравнения $6f_0 - 5f_0 = 1f_0$ от ведущей станции и $9f_0 - 8f_0 = 1f_0$ от ведомых станций. Во втором случае частота сравнения $1f_0$ является частотой сле-

дования импульсов, полученных из суммы колебаний с частотами $5f_0$, $6f_0$, $8f_0$ и $9f_0$, излучаемых каждой станцией последовательно.

Переключение системы из режима создания точных фазовых дорожек в тот или иной режим устранения многозначности, который длится для каждой пары станций около 0,45 с, осуществляется специальными старт-стопными сигналами длительностью 0,07—0,08 с, излучаемыми ведущей станцией на частоте $6f_0 \pm 60$ Гц. Сигнал на частоте $6f_0 - 60$ Гц включает режим устранения многозначности по красному семейству гипербол. Сигнал на частоте $6f_0 + 60$ Гц включает режим устранения многозначности по зеленому семейству гипербол и

сигнал на частоте $6f_0 - 60$ Гц, а затем на частоте $6f_0 + 60$ Гц — по фиолетовому семейству гипербол.

Одновременно с включением той или иной пары станций старт-стопные сигналы отключают на 0,45 с фазометры точных фазовых дорожек и на это время подключают к схеме приемоиндикатора фазометр грубых дорожек.

После устранения многозначности береговые станции и судовые приемоиндикаторы автоматически переходят в режим создания семейства точных дорожек.

Рис. 428. Циклы передачи старт-стопных сигналов

На практике применяются два минутных цикла передачи старт-стопных сигналов: неравномерный и равномерный (рис. 428). Неравномерный используется в цепочках РНС «Декка», где применяют первый способ устранения многозначности и условно обозначается V-1. Равномерный цикл применяется в тех цепочках РНС «Декка», где используются как первый, так и второй способ устранения многозначности.

Существуют полный и неполный циклы повторения старт-стопных сигналов. В первом случае группа из четырех перерывов в передаче ведущей станции следует через каждые 10 с (рис. 429, а). Такой режим работы береговых станций условно обозначается МР. При неполном цикле группа из четырех перерывов в передаче ведущей станции следует один раз в минуту (рис. 429, б). В этом случае режим работы условно обозначается V-2. В оба эти режима вводится также равномерный цикл подачи старт-стопных сигналов для устранения многозначности путем создания зон на разностной частоте сравнения $1f_0$. Это приводит к появлению пятого перерыва в излучении ведущей станции через 2,5 с за четвертым перерывом (рис. 429).

Цикл устранения многозначности в режимах МР или V-2 начинается с ведущей станции: По команде первого старт-стопного перерыва в передаче ведущей станции автоматически на 0,45 с выключаются передачи всех ведомых станций. В течение этого времени (0,45 с) ведущая станция излучает колебания на всех четырех частотах $5f_0$, $6f_0$, $8f_0$ и $9f_0$. Во время второго, третьего и четвертого старт-стопных

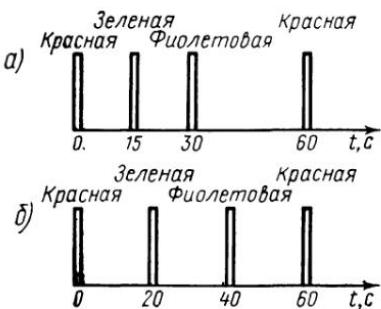


Рис. 428. Циклы передачи старт-стопных сигналов

перерывов в передаче ведущей станции с интервалом в 2,5 с автоматически на 0,45 с выключается передача ведущей станции и на это же время 0,45 с включаются ведомые станции, излучающие колебания одновременно на всех четырех частотах.

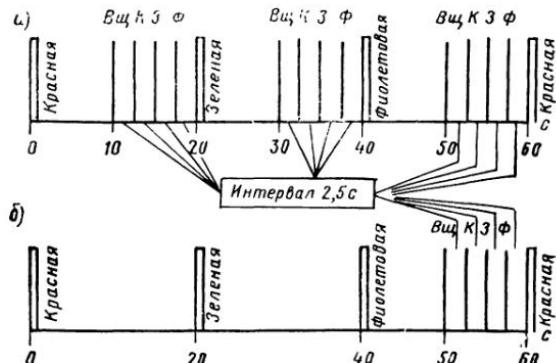


Рис. 429. Передача старт-стопных сигналов в режиме работы MP и V-2

Точность фазовых измерений сигналов береговых радиостанций зависит также от условий распространения радиоволн. Днем, благодаря наличию поглощающего слоя D ионосферы, интенсивность отраженных сигналов мала и их влияние на амплитуду и фазу принимаемых сигналов практически не скрывается. Ночью, когда слой D исчезает, возникает интенсивное отражение энергии от слоя E . Результирующее поле $E_{\text{рез}}$ принимаемых сигналов получает фазовый сдвиг относительно поля поверхности волны $E_{\text{пов}}$ на угол

$$\varphi = \arctg \frac{E_{\text{отр}} \sin \alpha}{E_{\text{пов}} + E_{\text{отр}} \cos \alpha},$$

где α — угол сдвига фаз между полем поверхности и полем пространственной волны;

$E_{\text{отр}}$ — напряженность поля отраженной волны.

Изменение фазы результирующего поля вызывает ошибки фазовых измерений. Среднее квадратическое значение этой ошибки, зависящее от расстояния до береговых станций и времени суток, определяется по номограмме рис. 430.

Поскольку колебания ведомых станций синхронизируются ведущей станцией, то синхронизация колебаний ведомой станции происходит

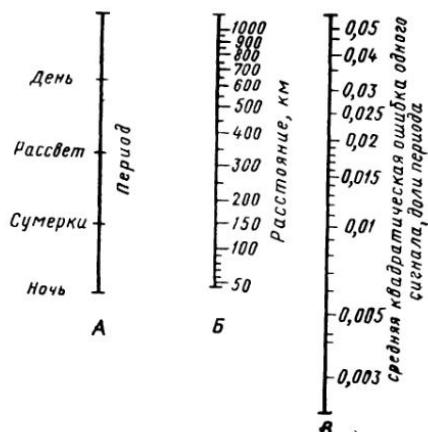


Рис. 430. Номограмма для определения ошибок фазовых измерений

также с некоторой ошибкой по фазе. Величина ошибки, без учета влияния длины базы, согласно [2] равна: для зеленой пары станций $\Delta_z = 3,6\Delta\sigma$, для красной — $\Delta_k = 5\Delta\sigma$ и для фиолетовой $\Delta_\phi = 6,75\Delta\sigma$, где $\Delta\sigma$ — среднее квадратическое отклонение фазы, определяемое из рис. 430.

В связи с тем, что изменение фазового угла на 2π определяет ширину фазовой дорожки, то абсолютная величина линейной ошибки по каждой паре станций различного цвета определяется выражениями:

$$\Delta d_z = 3,6 \frac{\Delta\sigma}{2\pi} d_z; \quad \Delta d_k = 5 \frac{\Delta\sigma}{2\pi} d_k; \quad \Delta d_\phi = 6,75 \frac{\Delta\sigma}{2\pi} d_\phi,$$

где d_z , d_k , d_ϕ — ширина фазовых дорожек зеленой, красной и фиолетовой пар станций, определяемых по карте в районе плавания судна;

$\frac{\Delta\sigma}{2\pi}$ — относительная ошибка измерения разности фаз в долях периода (см. рис. 430).

Практически при производстве фазовых измерений различают три зоны воздействия отраженных от ионосферы радиоволн: ближнюю, когда напряженность поля отраженной волны значительно меньше напряженности поля поверхностной волны $\frac{E_{\text{отр}}}{E_{\text{пов}}} \ll 1$; среднюю — при $E_{\text{отр}} \approx E_{\text{пов}}$ и дальнюю, когда $\frac{E_{\text{отр}}}{E_{\text{пов}}} \gg 1$.

Ближняя зона, для диапазона средних волн, простирается обычно на расстояниях до 400—500 км. Средняя зона в ночное время простирается от 500 до 1200 км и характеризуется ненадежностью производства фазовых измерений. В дальней зоне, превышающей 1200 км, напряженность поля поверхностной волны значительно ослабевает, точность фазовых измерений может повышаться, поскольку в разностно-дальномерных системах при измерении разности фаз ошибки будут вычитаться.

§ 129. Судовой приемоиндикатор типа «Пирс-1Д»

Судовой приемоиндикатор фазовой разностно-дальномерной РНС типа «Пирс-1Д» предназначен для определения места по наземным станциям системы «Декка-Навигатор» с использованием карт или планшетов с нанесенной сеткой линий положения.

В состав комплекта входят: приемник, блок индикаторов, блок питания, противорадиолокационный фильтр, прибор обнаружения неисправностей (ПОН) и другие приборы.

Упрощенная блок-схема приемоиндикатора «Пирс-1Д» показана на рис. 431. Кроме основных каналов ведущей и ведомых станций, приемоиндикатор имеет дополнительный приемный канал на частоте ведущей станции f_0 , с помощью которого осуществляется синхронизация по частоте и фазе колебаний опорного генератора (ОГ) с сигналами ведущей станции.

Частотами сравнения в данном типе индикатора являются частоты ведомых станций $5f_0$, $8f_0$ и $9f_0$. Поэтому частота ведущей станции $6f_0$ преобразуется в частоту сравнения каждого канала ведомых станций путем деления на 6, т. е. $\frac{6f_0}{6} = f_0$ с последующим умножением частоты f_0 на коэффициенты 6, 5, 8 и 9 в зависимости от канала приемоиндикатора. С выходов умножителей частоты синхронизированные колебания

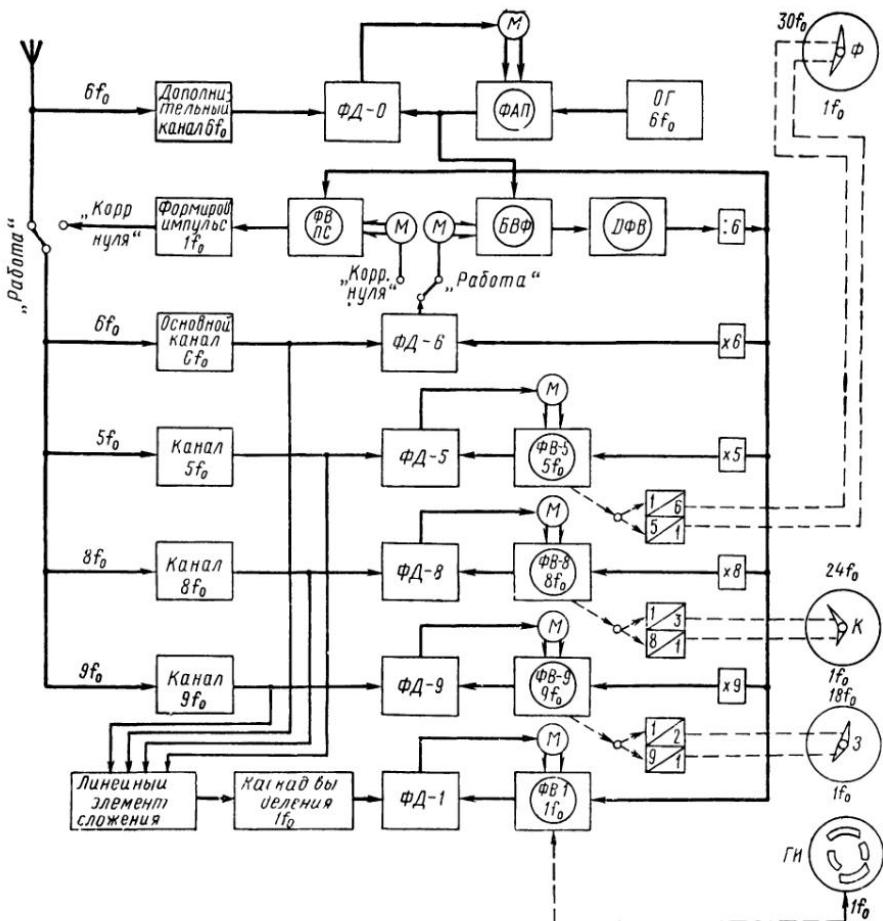


Рис. 431. Упрощенная блок-схема приемоиндикатора «Пирс-1Д»

опорного генератора поступают на соответствующие фазоизмерительные устройства, куда входят, как известно, фазовые детекторы ($\Phi\Delta$), фазовращатели (ΦB) и исполнительные электромоторы (M). Одновременно на вход этих фазоизмерительных устройств подаются колебания принятых сигналов от ведомых станций.

Возникающее в результате преобразования разности фаз напряжение рассогласования на выходе фазовых детекторов $\Phi\Delta-5$, $\Phi\Delta-8$ и

ФД-9 подается на фазовращатели точных сеток **ФВ-5**, **ФВ-8** и **ФВ-9**. Величина и знак напряжения рассогласования определяются известной зависимостью

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{твых}} \cos(\varphi_1 - \varphi_2),$$

где φ_1 — фаза напряжения сигнала ведущей станции (синхронизированного опорного колебания);

φ_2 — фаза напряжения сигнала ведомой станции.

При $\varphi_1 - \varphi_2 = \frac{\pi}{2}$ напряжение на выходе фазовых детекторов будет равно нулю, поэтому данное условие называют фазовым уравнением следящей системы.

Когда судно неподвижно, то после отработки фазовращателей фазовое уравнение соответствует покою системы, при котором отсутствует напряжение на электродвигателе. В случае движения судна $\varphi_1 - \varphi_2$ изменяется, тогда фазовое уравнение приемоиндикатора принимает значение

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \frac{\pi}{2} \pm \Delta\varphi,$$

где $\Delta\varphi$ — динамическая ошибка в измерении разности фаз. Величина $\Delta\varphi$ зависит от скорости изменения разности фаз, которая, в свою очередь, определяет величину напряжения на зажимах электродвигателя индикатора и соответственно скорость его вращения. Поскольку частотами сравнения в приемоиндикаторе «Пирс-1Д», как отмечалось, являются частоты ведомых станций $5f_0$, $8f_0$ и $9f_0$, а используемые на практике навигационные карты системы «Декка» рассчитаны на семейства изолиний, которые образуются на частотах сравнения $30f_0$ (фиолетовая пара), $24f_0$ (красная пара) и $18f_0$ (зеленая пара), то, как видно из рис. 431, оси роторов фазовращателей связаны с большими стрелками точных индикаторов, указывающими доли точной фазовой дорожки, через ускоряющие редукторы с передаточными числами: $6/1$ — для фиолетового, $3/1$ — для красного и $2/1$ — для зеленого индикаторов. Малые стрелки этих индикаторов, указывающие номер точной дорожки, связаны с роторами фазовращателей с помощью замедляющих редукторов с коэффициентами редукции: $1/5$ — для фиолетового, $1/8$ — для красного и $1/9$ — для зеленого индикаторов.

Для безошибочного определения разности фаз принимаемых сигналов необходимо учитывать, что в процессе прохождения колебаний через усиительные каналы приемника появляется дополнительный фазовый сдвиг между сигналами ведущей и ведомой станций и, кроме того, создается неоднозначность фазы опорного напряжения кратная $360 : 6 = 60^\circ$, возникающая при делении на 6 частоты напряжения опорного колебания.

Дополнительная разность фаз устраняется в режиме работы «Корр. нуля», при котором на вход основных приемных каналов подается специальный сигнал, называемый пилот-сигналом, создаваемый путем формирования последовательности прямоугольных импульсов напряжения малой длительности с частотой следования $1f_0$. Из спект-

рального состава этих импульсов выделяются частоты $6f_0$, $5f_0$, $8f_0$ и $9f_0$, совпадающие по фазе в моменты возникновения импульсов пилот-сигнала. Через соответствующие каналы эти колебания поступают на фазовые детекторы $\Phi D\text{-}6$, $\Phi D\text{-}5$, $\Phi D\text{-}8$ и $\Phi D\text{-}9$. Одновременно на эти же фазовые детекторы после деления и соответствующего умножения подаются опорные колебания, синхронизированные по частоте и фазе с сигналами ведущей станции. С помощью фазовращателя пилот-сигнала ($\Phi B\text{PC}$), работающего в следящей системе канала ведущей станции, осуществляется подстройка фазы пилот-сигнала на выходе основного приемного канала под фазу опорного колебания.

Так как на фазовых детекторах $\Phi D\text{-}5$, $\Phi D\text{-}8$, $\Phi D\text{-}9$ сравниваются колебания, полученные из одного опорного напряжения, разность фаз их должна быть равна нулю. Любое отклонение больших стрелок точных индикаторов свидетельствует о наличии дополнительного фазового сдвига в соответствующем канале приемника. Выравнивание фазовых характеристик производится с помощью дополнительных фазовращателей, не показанных на рис. 431.

Неопределенность фазы на выходе делителя исключается в режиме устранения многозначности фазы (шестизначности), когда береговые станции переходят на излучение в специальном режиме. Эта многозначность устраняется во время приема четырех сигналов от ведущей станции три раза в минуту.

После преобразования на выходе каскада выделения $1f_0$ получим колебания разностной частоты $1f_0$, подаваемые на вход фазового детектора $\Phi D\text{-}1$. Одновременно на вход этого же детектора воздействуют опорные колебания $1f_0$ с выхода делителя частоты. Если делитель создает дополнительный фазовый угол $\psi_1 = \frac{2\pi}{6} K$, где K — произвольное целое число от 0 до 5, определяемое моментом начала деления частоты, то ротор фазовращателя $\Phi B\text{-}1$ отработает указанную разность фаз, которая будет индицироваться на внутренней малой шкале грубого индикатора (ΓI), разбитой на шесть секторов.

Многозначность деления устраняется путем дискретного изменения фазы опорного напряжения, осуществляющегося с помощью дискретного фазовращателя ($\Delta B\Phi$), управляемого вручную переключателем «Многозначность деления» на шесть фиксированных положений. Определив по белой шкале грубого индикатора величину многозначности деления (коэффициент K), с помощью этого переключателя устраниют многозначность деления, чтобы $K = 0$.

Номер точных дорожек опознается в режиме «Работа» по каждой паре станций три раза в минуту во время приема сигналов (синтезированного колебания) от соответствующей ведомой станции.

На один вход фазового детектора $\Phi D\text{-}1$ подается колебание $1f_0$, полученное из четырех сигналов соответствующей ведомой станции, на другой вход поступает опорное колебание базисной частоты $1f_0$ после устранения многозначности делителя 1:6. В результате ротор фазовращателя $\Phi B\text{-}1$ отработает разность фаз между ведущей и одной из ведомых станций. Следовательно, полный оборот ротора

ФВ-1 происходит при пересечении судном зоны. Таким образом, с помощью фазовращателя **ФВ-1** грубого индикатора будет определяться доля зоны, т. е. промежуточная дорожка.

Точные и грубый индикаторы объединены в одном блоке индикатора, внешний вид которого показан на рис. 432. Точные индикаторы имеют две шкалы — наружную и внутреннюю. Наружная шкала

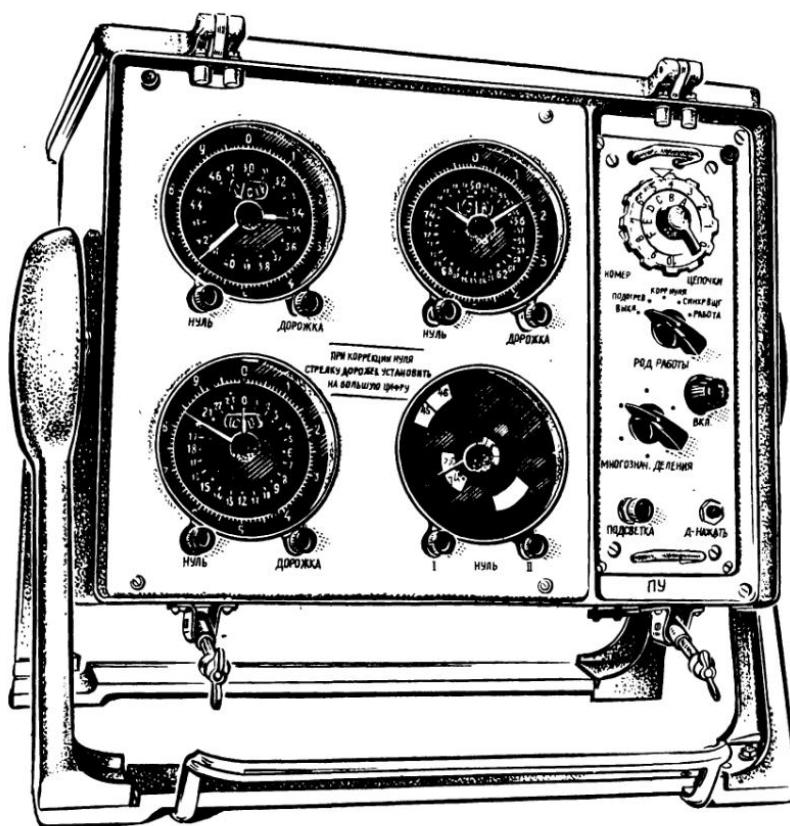


Рис. 432. Внешний вид блока индикатора «Пирс-1Д»

с большой стрелкой разделена на 100 делений и определяет сотые и десятые доли точной дорожки. По внутренней шкале, снабженной малой стрелкой, находится номер точной дорожки, для чего, в зависимости от цвета индикатора, внутренняя шкала разбита на 24 деления для красного, на 18 делений для зеленого и 30 делений для фиолетового индикаторов. Таким образом, каждое деление внутренней шкалы определяет номер точной дорожки. Во избежание ошибок при взятии отсчетов оцифровка внутренней шкалы красного индикатора сделана от 0 до 23, зеленого от 30 до 47 и фиолетового от 50 до 79. Та-

кая же оцифровка принята и на навигационных картах системы «Декка».

Номера точных дорожек, совпадающие с промежуточными, выделены крупными цифрами. Например, на внутренней шкале красного индикатора таких цифр 8 (0, 3, 6, 9, 12, 15, 18, 21), зеленого — 9 (30, 32, 34, 36, 38, 40, 42, 44, 46), фиолетового — 5 (50, 56, 62, 68, 74).

Зоны дорожек обозначаются буквами от *A* до *J* и индицируются на шкале сквозь прорезь, имеющуюся в циферблате каждого точного индикатора. Шкала зон механически связана с малой стрелкой, полный оборот которой на 360° соответствует появлению в прорези циферблата очередной буквы зоны.

Органы управления располагаются на лицевой панели блока индикатора. Основные рукоятки переключателей размещены на отдельном пульте справа от точных и грубого индикаторов (рис. 432). Для выбора цепочки РНС «Декка» служит переключатель «Номер цепочки», состоящий из двух соосных элементов. Наружным элементом набирается цифра номера цепочки, а внутренним — буква номера цепочки.

Переключатель рода работы «ПРР» имеет пять фиксированных положений.

Таблица 4

Параметры координатных сеток	Пара станций		
	Зеленая	Красная	Фиолетовая
Семейство точных дорожек:			
частота сравнения	$18 f_0$	$24 f_0$	$30 f_0$
ширина дорожки на базе, км . . .	0,587	0,440	0,352
Семейство промежуточных дорожек:			
частота сравнения	$9 f_0$	$8 f_0$	$5 f_0$
ширина дорожки на базе, км . . .	1,174	1,320	2,112
коэффициент сопряжения (отношение ширины промежуточной и точной дорожек)	2	3	6
Семейство зон:			
частота сравнения	$1 f_0$	$1 f_0$	$1 f_0$
ширина зоны на базе, км	10,5	10,5	10,5
коэффициент сопряжения (отношение ширины зоны к ширине промежуточной дорожки)	9	8	5

В табл. 4 приведены параметры координатных сеток изолиний приемоиндикатора «Пирс-1Д».

§ 130. Фазовые разностно- дальнометрические РНС с временной селекцией

В фазовых РНС с временной селекцией сигналов береговые станции излучают посылки колебаний на одной частоте f в определенной временной последовательности. Для измерения разности фаз сигналов, принимаемых в различные моменты времени, фаза ведущей станции «запоминается» на время приема сигналов от ведомой станции. «Запоминание» фазы можно осуществить при помощи высокодоброт-

ных колебательных контуров (фильтров) или с помощью генератора опорных колебаний, частота которых известным образом подстраивается под частоту и фазу принимаемых сигналов. На практике находит применение обычно второй метод запоминания фазы, так как применение контуров ограничивает величину запасаемой в них энергии и вызывает неизбежное, в этом случае, затухание колебаний.

Упрощенная блок-схема приемоиндикатора РНС с временной селекцией и временная диаграмма излучения колебаний береговыми станциями показаны на рис. 433. Выход приемника приемоиндикатора с помощью специального коммутатора переключается с режима «Запоминание фазы» на режим «Измерение разности фаз» синхронно с последовательностью излучения посылок береговыми станциями.

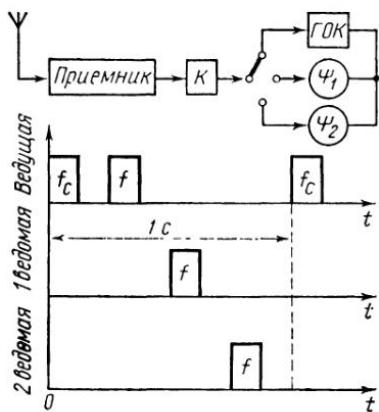


Рис. 433. Упрощенная блок-схема приемоиндикатора РНС с временной селекцией

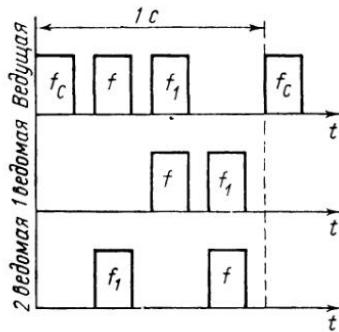


Рис. 434. Временная диаграмма излучения сигналов

Генератор опорных колебаний (ГОК), снабженный системой автоподстройки частоты и фазы, определяет необходимую «память» фазы колебаний ведущей станции. В промежутки времени излучения посылок ведомыми станциями колебания опорного генератора сравниваются по фазе с сигналами, принимаемыми от ведомых станций. Фазометры дают отсчет разности фаз:

$$\psi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} (r_1 - r_0) \text{ и } \psi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} (r_2 - r_0),$$

где r_0 — расстояние между судном и ведущей станцией; r_1 , r_2 — соответственно расстояния между судном и ведомыми станциями.

Для правильной последовательности работы береговых станций и приемоиндикатора в начале каждого цикла работы ведущая станция излучает специальный сигнал синхронизации на частоте f_c , отличной от частоты основного сигнала.

Ошибки измерения разности фаз в РНС с временной селекцией сигналов зависят от значения стабильности частоты опорных колебаний. Если относительная нестабильность частоты опорных колебаний равна

$\frac{\Delta f}{f}$, то за время t перерыва между приемом запоминаемых сигналов фаза напряжения опорных колебаний изменится относительно фазы напряжения сигналов ведомой станции на угол $\Delta\phi = 360^\circ \Delta ft$. Например, при $t = 0,5$ с $\frac{\Delta f}{f} = 10^{-7}$ и $f = 10^5$, ошибка в измерении разности фаз окажется равной

$$\Delta\phi = 10^{-2} \cdot 360 \cdot 0,5 = 1,8^\circ.$$

Чтобы исключить эту ошибку, бортовые генераторы автоматически подстраиваются по частоте сигналами ведущей станции.

Многозначность фазовых измерений в РНС с временной селекцией сигналов устраняется также методом излучения колебаний дополнительной, более низкой частоты. Для судовых приемоиндикаторов используется, как правило, одна ступень устранения многозначности. Поэтому береговые радиостанции излучают всего одну дополнительную частоту $f_1 < f$. На рис. 434 показана диаграмма излучения колебаний в режиме устранения многозначности РНС с временной селекцией. Излучение дополнительных колебаний f_1 на одной из станций происходит в моменты времени, когда другая станция излучает колебания основной частоты f . Например, в момент излучения колебаний f_1 ведущей станцией первая ведомая станция излучает колебания основного сигнала на частоте f . Грубая сетка изолиний образуется на разностной частоте $f - f_1$ с шириной грубой фазовой дорожки на базе, равной $d_p = \frac{\lambda_r}{2}$, где λ_r — длина волны, соответствующая разностной частоте,

$$\lambda_r = \frac{c}{f - f_1}.$$

К преимуществам фазовой РНС с временной селекцией относится: уменьшение общего числа частотных каналов, занимаемых системой; уменьшение ошибок за счет фазовой нестабильности приемных трактов и уменьшение ошибок за счет условий распространения радиоволн, поскольку фазовая скорость распространения радиоволн для равных частот остается почти постоянной.

§ 131. Фазовая РНС «Омега»

Фазовая РНС с временной селекцией «Омега» работает на сверхдлинных волнах (СДВ) в диапазоне частот 10—14 кГц и последовательно передает сигналы на основной частоте f и вспомогательной частоте f_1 .

Система «Омега» содержит восемь береговых станций, обозначаемых буквами латинского алфавита от A до H (рис. 435), которые излучают сигналы в виде посылок различной длительности, но с одинаковыми паузами между ними, равными 0,2 с. Например, длительность посылки станции A на частоте f равна 0,9 с, за ней идет пауза 0,2 с. Длительность посылки на этой же частоте f станции B равна 1 с с последующей паузой 0,2 с и т. д. Станция A за время посылки сигнала длительностью

0,9 с работает на частоте f , а станция H — на частоте f_1 . Во время передачи станцией B сигнала длительностью 1,1 с станция B работает на частоте f_1 , а станция C — на частоте f и т. д. Следовательно, в один и тот же момент времени на каждой из частот работает только одна из станций системы. Время одного полного цикла передачи системы составляет 10 с. Все станции, имея одинаковую длительность передач, начинают и заканчивают цикл в одно и то же время.

Диапазон сверхдлинных волн, применяемый в РНС «Омега», характеризуется способностью хорошо огибать земную поверхность, имеет малые потери в нижних слоях ионосферы и в подстилающей поверхности Земли, которая для СДВ является хорошим проводником. Диапазон сверхдлинных волн отличается также достаточно высокой стабильностью и регулярностью изменения фазы поля принимаемых сигналов.

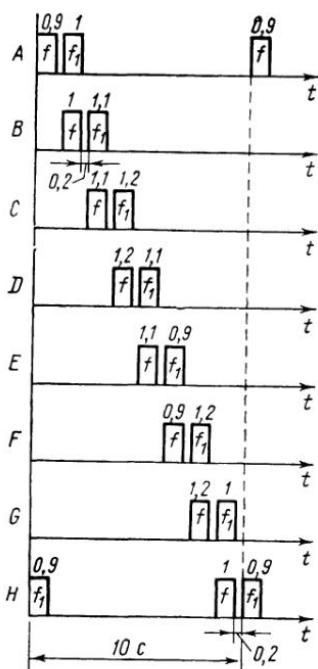


Рис. 435. Временная диаграмма РНС «Омега»

Хорошо огибающая земную поверхность, имеет малые потери в нижних слоях ионосферы и в подстилающей поверхности Земли, которая для СДВ является хорошим проводником. Диапазон сверхдлинных волн отличается также достаточно высокой стабильностью и регулярностью изменения фазы поля принимаемых сигналов.

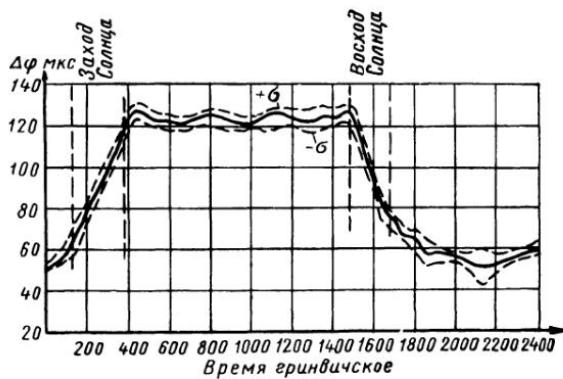


Рис. 436. График суточного изменения разности фаз в диапазоне СДВ

Для иллюстрации на рис. 436 показан график суточного изменения среднего отклонения разности фаз, пересчитанного в интервалы времени, на трассе протяженностью 8400 км (в оба конца) для сигналов частотой 14,2 кГц. Хотя в периоды захода и восхода Солнца наблюдается значительное отклонение разности фаз, достигающее 70—75 мкс, однако суточный ход кривых достаточно стабилен. Средние квадратические отклонения хода кривых не превышают 4 мкс днем и 5 мкс ночью. Указанное обстоятельство позволяет учитывать эти изменения и вносить поправки в результаты навигационных измерений. Благодаря перечисленным положительным свойствам сверхдлинных волн РНС «Омега» обеспечивает определение места судна с точностью 1—3 мили на расстоянии, достигающем 14 тыс. км, при мощностях береговых станций не более 10—20 кВт.

В настоящее время РНС «Омега» модернизирована и является многочастотной. Все восемь станций в пределах десятисекундного цикла излучают сигналы на четырех несущих частотах: $f_1 = 10,2$ кГц; $f_2 = 13,6$ кГц; $f_3 = 11,33$ кГц и на так называемой собственной частоте f_4 , значение которой для каждой станции видно из рис. 437.

Излучение колебаний всеми станциями происходит, как и ранее, в виде коротких посылок длительностью 0,9—1,2 с с интервалом 0,2 с и продолжается в пределах 2,9—3,4 с. В остальное время десятисекундного цикла создается излучение на собственной частоте, которая используется для опознавания станции и производства специальных измерений.

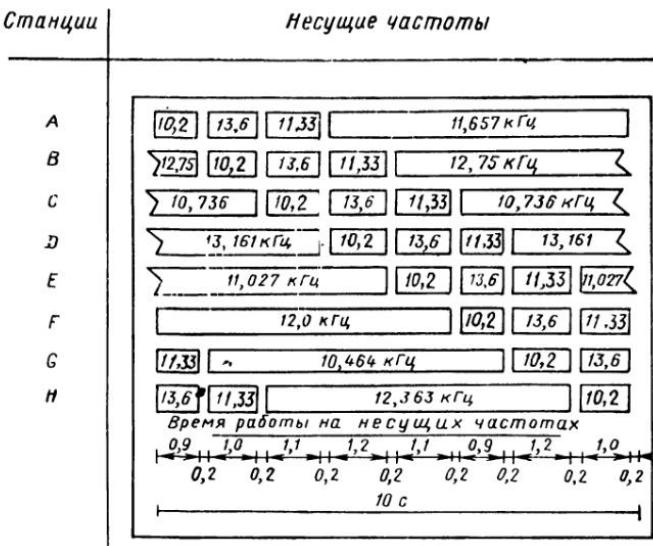


Рис. 437. Рабочая диаграмма передачи сигналов станциями РНС «Омега»

Частота $f_1 = 10,2$ кГц применяется для фазовых измерений по точным фазовым дорожкам, ширина которых на базе равна $d_1 = 8$ миль. Частоты $f_2 = 13,6$ кГц и $f_3 = 11,33$ кГц являются вспомогательными и используются для устранения многозначности фазовых отсчетов на разностных частотах:

$$F_1 = f_2 - f_1 = 13,6 - 10,2 = 3,4 \text{ кГц и}$$

$$F_2 = f_3 - f_1 = 11,33 - 10,2 = 1,13 \text{ кГц.}$$

Первая из разностных частот F_1 создает грубую фазовую дорожку с шириной на базе $d_2 = 44$ км, вторая разностная частота F_2 — сверхгрубую фазовую дорожку с шириной на базе $d_3 = 132$ км. Обычно судовые приемоиндикаторы РНС «Омега» используют одну (грубую) ступень устранения многозначности или две ступени (грубую и сверхгрубую). Однако в РНС «Омега» путем применения фазовой модуляции предусматривается возможность значительного расширения ступеней разрешения многозначности с общим коэффициентом сопряжения,

Таблица 5

Частота, Гц	Коэффициент сопряжения		Длина волны, км	Ширина фазовой дорожки на базе, км
	между частотами	общий		
1-я несущая $f_1 = 10\ 200$	$\frac{f_1}{f_2} = \frac{3}{4}$	—	29,4	15
2-я несущая $f_2 = 13\ 600$	—	—	22,0	11
3-я несущая $f_3 = 11\ 333$	$\frac{f_1}{f_3} = \frac{9}{10}$	—	26,5	13
1-я разностная $F_1 = f_2 - f_1 = 3400$	$\frac{f_1}{F_1} = 3$	3	88,0	44
2-я разностная $F_2 = f_3 - f_1 = 1133$	$\frac{F_1}{F_2} = 3$	9	265,0	132
Модуляция 2-й несущей $\Phi_2 = 226\ 2/3$	$\frac{F_2}{\Phi_2} = 5$	45	1324,0	662
Модуляция 3-й несущей $\Phi_3 = 45\ 1/3$	$\frac{\Phi_2}{\Phi_3} = 5$	225	6618,0	3309
Модуляция 1-й несущей $\Phi_1 = 11\ 1/3$	$\frac{\Phi_3}{\Phi_4} = 4$	900	26471,0	13 235

достигающим 900 (табл. 5). В РНС «Омега» принятые меры строгой синхронизации по фазе излучаемых колебаний всеми станциями. Необходимая синфазность обеспечивается стабилизацией частоты на каждой станции, с помощью специального атомного стандарта частоты с относительной нестабильностью 10^{-11} .

Десятисекундный цикл передачи сигналов всеми станциями согласован со всемирным временем (UT-2) и начинается с 00.00 часов. Благодаря такой привязке станции РНС «Омега» в отличие от других радионавигационных систем не разделяются на ведущие и ведомые и, по существу, каждая из них является ведомой относительно всемирного времени.

Прием сигналов на судне осуществляется специальным приемо-индикатором, который автоматически и одновременно измеряет разность фаз колебаний, поступающих от двух пар станций. После исправления заранее вычисленными поправками за условия распространения радиоволн полученные данные разности фаз используются для определения места судна на специальных картах с нанесенными на них гиперболическими сетками линий положения или с помощью таблиц на обычных навигационных картах.

Большая дальность действия РНС «Омега», высокая стабильность условий распространения сверхдлинных волн позволяют охватить этой системой почти весь земной шар, т. е. сделать систему «Омега» практически глобальной.

Как показывают предварительные расчеты [5], в этом случае в различных точках земной поверхности на расстояниях 5—6 тыс. миль друг от друга (базах) потребуется установить все восемь передающих радиостанций, работающих в диапазоне 10—14 кГц. Тогда будет обеспечена не только необходимая напряженность поля принимаемых сигналов для производства навигационных измерений, но

и некоторое дублирование или избыточность навигационной информации, поскольку на судовой приемоиндикатор могут приниматься сигналы от шести станций. При этих условиях, а также с учетом избыточных линий положения средняя квадратическая ошибка определения места судна составит 1—2 км.

Глава XXVIII

ИМПУЛЬСНЫЕ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНЫЕ РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

§ 132. Принцип действия

Импульсными называются разностно-дальномерные радионавигационные системы (РНС), у которых навигационный параметр (линия положения) определяется путем измерения разности времени Δt_{AB} между моментами приема импульсных сигналов, синхронно излучаемых двумя береговыми радиостанциями A и B (рис. 438). Одна из них, например A , является ведущей, а вторая — B — ведомой. Если расстояние между судном и ведущей станцией равно r_1 , а между судном и ведомой станцией — r_2 , то разность времени приема импульсных сигналов оказывается равной

$$\Delta t_{AB} = \frac{r_1}{c} - \frac{r_2}{c} = \frac{\Delta R}{c},$$

или

$$\Delta R = c \Delta t_{AB},$$

где ΔR — разность расстояний;
 c — скорость распространения радиоволн.

Следовательно, измеряемая разность времени Δt_{AB} определяет собой разность расстояний до береговых радиостанций. Поскольку линией положения рассматриваемой РНС является гипербола, то данную систему называют также импульсной гиперболической РНС.

Различают импульсные РНС с независимой базой (независимой работой баз) и с синхронизированной базой (синхронизированной работой баз). В первом случае линии положения определяются последовательно, т. е. вначале по одной паре станций, а затем по другой. Присинхронизированной работе баз обе линии положения определяются одновременно без перестройки приемника.

Для получения однозначного отсчета линий положения ведомая станция излучает импульсные сигналы только после приема импульсов от ведущей станции, синхронизируя по ним свою работу. Кроме того, для опознавания импульсов ведущей и ведомой станций необхо-

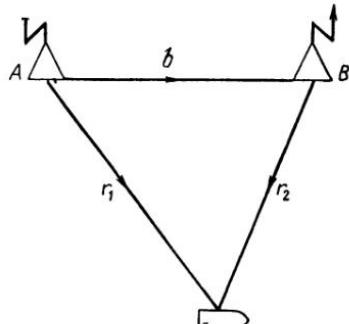


Рис. 438. К определению разности расстояний импульсным методом

димо, чтобы импульс ведомой станции в любой точке приема в рабочей зоне отстоял от импульса ведущей на время, не меньшее половины периода следования импульсов T_i . Тогда общая задержка импульсных сигналов ведомой станции относительно ведущей будет равна

$$t_3 = t_b + t_k + \frac{T_i}{2},$$

где t_b — базовая задержка импульсов, равная $t_b = \frac{b}{c}$;

t_k — кодовая задержка импульсов, вводимая на ведомой станции; T_i — период следования импульсных сигналов.

Следовательно, разность времени между приемом сигналов от ведущей и ведомой станций в этом случае будет равна

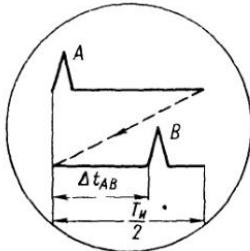
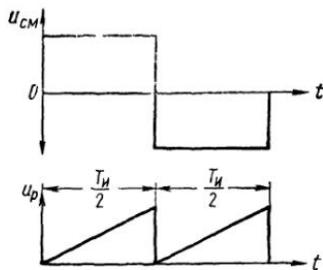


Рис. 439 Измерение разности времени между импульсами ведущей и ведомой станций

где t_A — время распространения сигналов от ведущей станции до судна;
 t_B — время распространения сигналов от ведомой станции до судна.

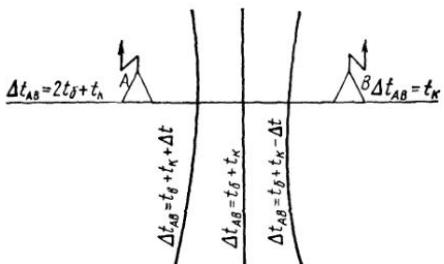


Рис. 440. Оцифровка линий положения — гипербол

Разность времени между приемом сигналов ведущей и ведомой станций измеряется с помощью судового приемоиндикатора с электронно-лучевой трубкой. На горизонтально отклоняющие пластины ЭЛТ подается напряжение развертки пилообразной формы, а на вертикально отклоняющие пластины — импульсные сигналы, принимаемые от ведущей A и ведомой B станций. Для удобства опознавания импульсов применяется специальная двухстрочная развертка на экране трубы, которая создается подачей на вертикально отклоняющие пластины импульсного напряжения специальной формы (типа «меандр»). Положительный полупериод этого напряжения создает на экране ЭЛТ верхнюю линию развертки, а отрицательный — нижнюю, которая является продолжением верхней (рис. 439). Тогда в начале верхней линии развертки будет виден импульсный сигнал ведущей станции A ,

а на нижней линии развертки — сигнал ведомой станции *B*. Как следует из рис. 439, наличие двухлинейной развертки на экране ЭЛТ позволяет исключить постоянную задержку $\frac{T_H}{2}$, отчего оцифровка гипербол на навигационных картах РНС выполняется только с учетом базовой и кодовой задержек (рис. 440).

§ 133. Импульсная радионавигационная система «Лоран-А»

РНС «Лоран-А» является импульсной разностно-дальномерной системой с независимой базой и состоит из ведущей и ведомой станций, расположенных на расстоянии 450—650 км друг от друга. Каждая такая пара станций (цепь) работает на одной несущей частоте и передает импульсные сигналы длительностью около 40 мкс с определенной частотой следования.

Каждая пара станций системы «Лоран-А» отличается двумя параметрами: несущей частотой заполнения радиоимпульсов и частотой следования импульсов. По несущей частоте РНС «Лоран-А» имеет три канала: 1950, 1850 и 1900 кГц. Частота следования импульсов системы находится в пределах 20—34 1/9 имп/с. Весь диапазон частоты следования разбит на три группы: высокая — *H* (High), низкая — *L* (Low), специальная — *S* (Special). Каждая группа состоит из восьми монотонно возрастающих (рекурентных) частот, обозначаемых порядковыми номерами от 0 до 7 включительно. Точное значение периода *T* (в микросекундах) и частоты *F* (в герцах) следования импульсов можно найти из следующих соотношений:

$$\begin{aligned} T_H &= (300 - N) 100; & F_H &= \left(331/3 + \frac{N}{4}\right); \\ T_L &= (400 - N) 100; & F_L &= \left(25 + \frac{N}{16}\right); \\ T_S &= (500 - N) 100; & F_S &= \left(20 + \frac{N}{25}\right), \end{aligned}$$

где *N* = 0, 1, 2, 3 и т. д. порядковый номер рекурентной частоты (периода) следования импульсов.

В связи с этим каждая пара станций имеет условное обозначение, куда входят: номер канала несущей частоты, группа и точное значение рекурентной частоты. Например, 1—L—0 означает, что данная пара станций работает на первом канале несущей частоты 1950 кГц и имеет рекурентную частоту следования 25 имп/с.

В приемоиндикаторах РНС «Лоран-А» вместо непосредственного метода, который показан на рис. 439, применяется компенсационный метод измерения разности времени между импульсными сигналами ведущей и ведомой станций. С этой целью на верхней и нижней линиях развертки ЭЛТ формируется специальный селектирующий строб в форме пьедестала, причем верхний пьедестал неподвижен, а нижний может перемещаться вдоль линии развертки (рис. 441, *a*).

Некоторым изменением частоты напряжения развертки производится рассинхронизация, и импульсы ведущей *A* и ведомой *B* станций начинают перемещаться вдоль линии развертки до тех пор, пока передний фронт импульса *A* не совпадет с передним фронтом неподвижного пьедестала. Затем, перемещая подвижный пьедестал вдоль нижней линии развертки, добиваются такого же совмещения фронта импульса *B* ведомой станции с передним фронтом нижнего пьедестала. Тогда временное расположение между передними фронтами верхнего и нижнего пьедесталов, выражаемое обычно в микросекундах, представляет собой навигационный параметр или искомую величину разности времени Δt_{AB} между моментами приема сигналов ведущей и ведомой станций.

Это измерение является предварительным и производится на частоте развертки, равной частоте следования импульсов. Из-за мелкого масштаба изображения импульсных сигналов при данном периоде следования импульсов развертки точное совмещение передних фронтов импульсных сигналов и пьедесталов практически затруднено. Для точного совмещения повышают скорость развертки, отчего импульсы растягиваются и, благодаря переходу на односторочечную развертку, оказываются наложенными друг на друга (рис. 441, б). Путем дополнительной регулировки производят точное совмещение фронтов импульсов (рис. 441, в) и снимают отсчет Δt_{AB} по специальному счетчику, которым снабжен приемоиндикатор. Точность измерения будет тем больше, чем меньше длительность фронта совмещаемых импульсов и большее частота развертки. С этой целью для уточнения совпадения фронтов совмещаемых импульсов в некоторых типах приемоиндикаторов применяется трех- и даже четырехступенчатая скорость развертки. Рассмотренный компенсационный метод измерения позволяет получить отсчет с точностью, достигающей $\pm 0,5$ мкс.

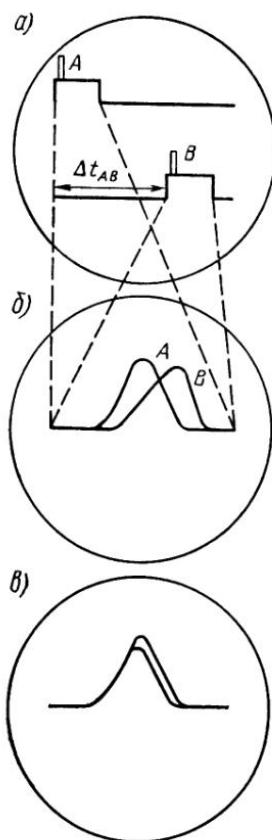


Рис. 441 Компенсационный метод измерения разности времени

времени Δt_{AB} показана на рис. 442. Генератор опорных колебаний (ГОК) вырабатывает стабильное по частоте синусоидальное напряжение, поступающее на делитель частоты (ДЧ). С помощью подстроек элементов предусматривается возможность некоторого изменения частоты опорных колебаний, чем обеспечивается режим синхронизации частоты напряжения развертки и частоты следования принимаемых импульсных сигналов. Пониженные по частоте

колебания опорного генератора управляют работой схемы генератора прямоугольных импульсов напряжения (ГПК). Эти импульсы напряжения управляют работой схемы генератора развертки (ГР), схемой вертикального смещения развертки (ВСР) и схемой генератора пьедесталов (ГП) через схемы задержки пьедесталов (ЗП) А и В и смеситель напряжения пьедесталов (СП).

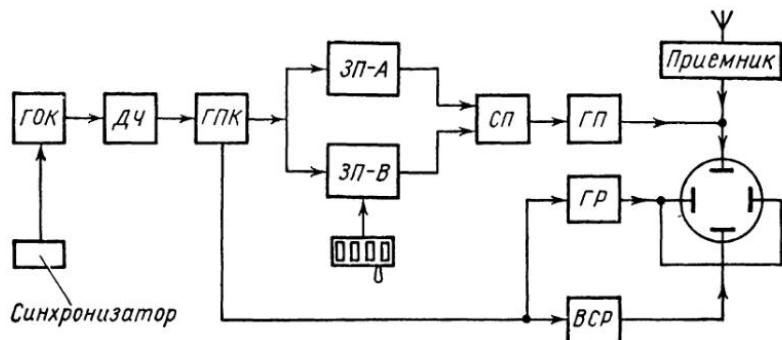


Рис. 442. Упрощенная блок-схема блока измерения разности времени

Схема задержки пьедестала А (ЗП-А) настроена таким образом, что пьедестал А ведущей станции располагается в точке начала линии развертки и является неподвижным. Пьедестал В ведомой станции может перемещаться по линии нижней развертки изменением параметров схемы задержки (поворотом ротора фазовращателя). Орган управления перемещением пьедестала В связан с механическим счетчиком, отградуированным в микросекундах.

Для повышения оперативности управления в судовых приемоиндикаторах используются различные автоматические регулировки, например: автоматическое слежение за огибающей радиоимпульсов путем воздействия на цепи задержки (фазовращатель), которые обеспечивают плавное перемещение подвижного пьедестала до совмещения с передним фронтом импульсного сигнала ведомой станции; автоматическая синхронизация частоты развертывающего напряжения путем воздействия на частоту колебаний, создаваемых опорным генератором; автоматическая регулировка усиления сигналов, обеспечивающая выравнивание амплитуд сигналов на выходе приемника и пр.

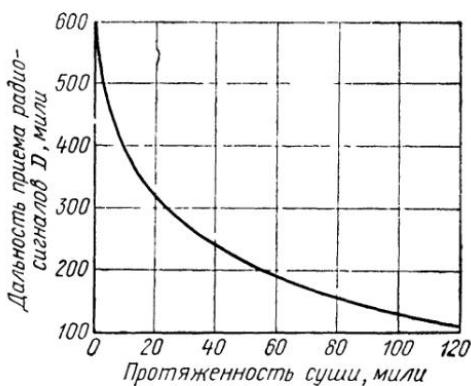


Рис. 443. График изменения дальности приема сигналов

На точность определения по РНС «Лоран-А» большое влияние оказывают условия распространения радиоволн. Известно, что в дневное время прием сигналов средних частот, используемых в РНС «Лоран-А» ($1,7 \div 2$ мГц), происходит за счет энергии поверхностных волн. Эти сигналы являются стабильными как по огибающей импульса, так и по амплитуде. Дальность приема сигналов поверхностных волн определяется степенью затухания энергии в подстилающей поверхности на трассе распространения радиоволн и уровнем помех в пункте приема. При распространении над морем затухание энергии будет меньше, чем над сушей. Практически дальность приема радиосигналов РНС «Лоран-А» днем при распространении над морем составляет 700—800 миль, а ночью — 500—600 миль. Если сигналы распространяются поочередно над сушей и над морем, то дальность приема заметно сокращается и может быть определена по графику на рис. 443.

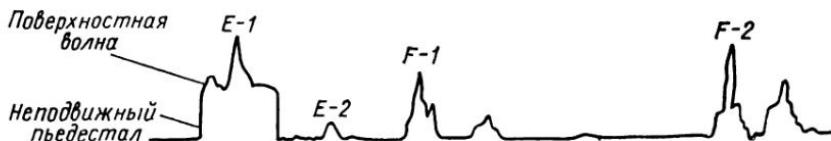


Рис. 444. Искажение импульсных сигналов при отражении от ионосферы

Ночью, как известно, радиосигналы распространяются как за счет энергии поверхностных волн, так и за счет энергии пространственных волн, отраженных от ионосферы. В связи с тем, что слой E ионосферы имеет высокую электронную концентрацию и высота его во времени изменяется незначительно, замирания сигналов, отраженных от слоя E , будут менее глубокими и с меньшими искажениями переднего фронта импульсов. Однако при некоторых условиях слой E может оказаться двоякопереломляющим. Тогда отраженные от него сигналы расщепляются на два эллиптически поляризованных луча E_1 и E_2 , попадающие в пункт приема с различным запаздыванием по времени. При этом передний фронт импульсного сигнала приобретает двугорбую форму (рис. 444). Высота горбов может меняться в значительных пределах из-за явления замирания или различного поглощения энергии каждого луча в отдельности.

Слой F в отличие от слоя E , как известно, по высоте и концентрации электронов менее стабилен. Поэтому при отражении энергии наблюдается более быстрое и резкое изменение амплитуды и искажение переднего фронта сигналов. Для определения по отраженным от ионосферы сигналам используют, как правило, однократно отраженные импульсы $E-1$, вводя соответствующие поправки в отсчеты. Эти поправки указываются непосредственно на навигационных картах РНС «Лоран-А» или их находят с помощью специальных таблиц. Дальность приема пространственных сигналов $E-1'$ в ночное время может достигать 1200—1600 миль.

ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВЫЕ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

§ 134. Принцип действия

Импульсно-фазовая РНС является разностно-дальномерной и использует для определения навигационного параметра как измерение разности времени приема импульсных сигналов по огибающей радиоимпульсов, так и измерение разности фаз между колебаниями частоты заполнения импульсных сигналов ведущей и ведомой станций. В результате такого комбинированного определения навигационного параметра, первый этап измерения устраниет многозначность последующих фазовых определений, а измерение разности фаз значительно повышает точность определения. Таким образом, импульсно-фазовая РНС сочетает в себе достоинства импульсных и фазовых РНС и свободна от их недостатков.

Импульсно-фазовая РНС работает на несущей частоте в диапазоне 80—120 кГц (длина волны 2500—3750 м). Это позволяет обеспечить большую дальность действия РНС, уменьшить влияние атмосферных помех, повысить точность определения линий положения за счет сравнительно ограниченной ширины фазовых дорожек. Для устранения многозначности фазовых измерений ошибка отсчета интервала времени между огибающими импульсами не должна превышать половины периода несущей частоты. Например, для применяемой на практике несущей частоты $f = 100$ кГц ошибка в измерении временного интервала между приемом импульсных сигналов ведущей и ведомой станций не должна быть больше

$$\Delta t \leq \frac{0,5}{10^5} = 5 \cdot 10^{-6} = 5 \text{ мкс.}$$

При данной несущей частоте 100 кГц фазовый отсчет между колебаниями, заполняющими импульсные сигналы, можно выполнить с точностью, достигающей 1/100 периода несущей частоты, что составляет

$$\Delta \tau = \frac{0,01}{10^5} = 10^{-7} = 0,1 \text{ мкс}$$

или в линейном масштабе это составляет

$$\Delta l = 0,1 \cdot 300 = 30 \text{ м.}$$

§ 135. Импульсно-фазовая РНС «Лоран-С»

Импульсно-фазовая РНС «Лоран-С» представляет собой цепочку из нескольких (не менее двух) ведомых и ведущей станций, которая располагается обычно в центре обслуживаемого района.

По сигналам ведущей станции синхронизируется работа всех ведомых станций как по огибающей импульса, так и по высокочастотному

заполнению сигналов. Поэтому в отличие от РНС «Лоран-А» радионавигационная система «Лоран-С» представляет собой РНС с синхронизированными базами и обеспечивает одновременное измерение не менее двух разностей расстояний от двух пар станций.

Все станции РНС «Лоран-С» работают непрерывно на одной несущей частоте 100 кГц (длина волны 3000 м). Различные цепочки РНС «Лоран-С» опознаются по частоте следования пачек импульсов. Станции передают сигналы таким образом, чтобы в зоне действия РНС было обеспечено временное разделение импульсных сигналов. Поэтому каждая из ведомых станций цепочки начинает передачу сигналов только после приема, на этой станции последнего импульса пачки предыдущей, по расписанию работы ведомой станции с задержкой на 1000—2000 мкс, называемой защитной. Защитная задержка определяется временем запаздывания сигналов, отраженных от ионосферы, по отношению к поверхностным сигналам.

Для увеличения средней излучаемой мощности, а следовательно, и дальности действия системы, станции РНС «Лоран-С» передают сигналы в виде периодической последовательности пачек импульсов. Сигналы ведомых станций представляют собой пачки из восьми импульсов, а сигналы ведущей станции содержат пачки из девяти импульсов. Девятый импульс, называемый маркерным, служит для визуального опознавания сигналов ведущей станции.

Длительность каждого импульса в пачке составляет около 120—135 мкс. Временной интервал между импульсами в пачке равен 1000 мкс. Таким образом, длительность всей пачки сигналов ведомой станции будет равна 7000 мкс. Поскольку маркерный импульс сигналов ведущей станции отстоит на 2000 мкс от последнего восьмого импульса, то длительность сигналов всей пачки ведущей станции равна 9000 мкс.

Как уже отмечалось, опознавание различных цепочек РНС «Лоран-С» производится по периоду или частоте следования пачек импульсов. Различают три группы частот следования пачек импульсов, которые условно обозначаются следующим образом: SH (Slow High) — медленная высокая, SL (Slow Low) — медленная низкая, SS (Slow Special) — медленная специальная. Каждая группа состоит из восьми периодов следования (частот следования), обозначаемых порядковыми номерами от 0 до 7 включительно. Численные значения периода T (в микросекундах) и частоты F (в герцах) следования пачек импульсов определяются следующими выражениями:

$$T_{SH} = (600 - N) 100; \quad F_{SH} = 16 \frac{2}{3} + \frac{N}{36};$$

$$T_{SL} = (800 - N) 100; \quad F_{SL} = 12 \frac{1}{2} + \frac{N}{64};$$

$$T_{SS} = (1000 - N) 100; \quad F_{SS} = 10 + \frac{N}{100},$$

где $N = 0, 1, 2, 3, 4$ и т. д. — порядковый номер периода (частоты) следования пачек импульсов. Например, SL — 5 определяет цепочку

РНС «Лоран-С», работающую с периодом следования пачек импульсов, равным 79 500 мкс или на частоте следования пачек импульсов, равной $F_{SL} = 12\ 21/32$ Гц, объединенных в группе SL.

Импульсно-фазовый метод измерения навигационного параметра позволяет исключить влияние пространственных волн на точность определения. При однократном отражении от слоя E_1 сигналы пространственных волн достигают пункта приема примерно через 40 мкс после сигналов поверхностной волны (рис. 445). Поэтому для производства фазовых измерений используют участок импульса длительностью 30—40 мкс от его начала, что соответствует 3—4 периодам частоты 100 кГц заполнения импульса. В конце отыгающей этого участка выделяется так называемая «особая», или опорная, точка, используемая для производства фазовых измерений. Поскольку излучаемая мощность в этой точке ниже, чем мощность несущих колебаний, имеющих большую амплитуду, то при этом уменьшается отношение сигнал/помеха и, как следствие, снижается дальность действия системы. Поэтому, для увеличения средней излучаемой мощности, как уже отмечалось, применяют сигналы в виде пачки импульсов, а не одиночных импульсов.

При использовании сигналов в виде близко отстоящих друг от друга импульсов возникают условия, при которых принимаемые сигналы, многократно отраженные от ионосферы, могут накладываться на импульсы, излучаемые в последующие моменты времени и распространяющиеся вдоль поверхности земли. Вследствие этого возникают ошибки при производстве измерений как по огибающей радиоимпульсов, так и по фазе высокочастотного заполнения.

Для устранения отмеченного недостатка применяется фазовое кодирование радиоимпульсов заключающееся в том, что фаза колебаний высокочастотного заполнения в каждом радиоимпульсе пачки изменяется на 180° по определенному закону. В результате суммирование поверхностных и отраженных сигналов в четные периоды следования импульсов происходит с одинаковыми фазами, в нечетные периоды — с противоположными фазами. Фазовое кодирование импульсов в пачке облегчает также автоматическое опознавание сигналов ведущей станции и слежение за ними в условиях сильных помех, даже когда отношение сигнал/помеха достигает значения 0,1. Известно, что при таком высоком уровне шумов визуальное опознавание сигналов станции на экране индикатора оказывается невозможным, поскольку шумы полностью маскируют полезные сигналы [3].

Ведомые станции в каждой цепочке РНС «Лоран-С» различаются

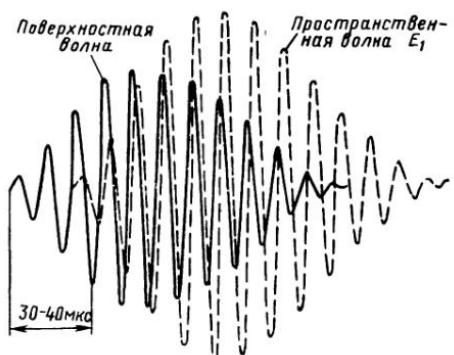


Рис. 445. Временное соотношение поверхностной и пространственной радиоволн

по кодовым задержкам времени переизлучения пачек импульсов и обозначаются следующим образом: W — первая ведомая, X — вторая ведомая, Y — третья ведомая, Z — четвертая ведомая. Кодовые задержки, рассчитаны так, что пачки импульсов каждой ведомой станции появляются на определенном участке линии развертки индикатора. Визуальное опознавание пачек импульсов ведомых станций цепочек производится по их расположению на линиях развертки электронно-лучевой трубы индикатора.

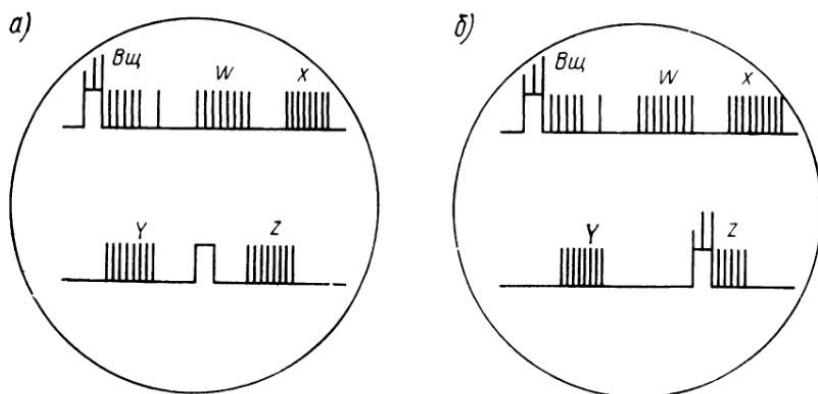


Рис. 446. Расположение пачек импульсов

На рис. 446, а показано типовое расположение пачек импульсов стандартной цепочки РНС «Лоран-С», состоящей из ведущей и четырех ведомых станций. Первый импульс ведущей станции устанавливается на начало вершины неподвижного пьедестала верхней линии развертки (по совпадению фронтов). Вместе с первым импульсом на неподвижном пьедестале будут располагаться еще два импульса пачки ведущей станции, а остальные шесть импульсов оказываются за пределами неподвижного пьедестала.

Подвижный пьедестал перемещается по нижней линии развертки или перекидывается на верхнюю линию, в зависимости от выбранной ведомой станции, и своим фронтом совмещается с первым импульсом ведомой станции. Как и в первом случае, на вершине пьедестала окажутся три первых импульса ведомой станции, а остальные пять располагаются за пределами подвижного пьедестала (рис. 446, б).

Все измерения проводятся между одинаковыми порядковыми номерами импульсов в пачках. Если это условие не соблюдается, то к получаемому отсчету необходимо прибавить величину Δ мкс:

$$\Delta = (N_{\text{вщ}} - N_{\text{вм}}) 1000,$$

где $N_{\text{вщ}}$ — порядковый номер импульса в пачке ведущей станции (без учета девятого, опознавательного, импульса);

$N_{\text{вм}}$ — порядковый номер импульса в пакете ведомой станции.

КОСМИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА РАДИОНАВИГАЦИИ

§ 136. Определение места судна при помощи искусственных спутников Земли

Для обеспечения судовождения в любых районах Мирового океана с помощью радионавигационных систем все большее внимание обращается на использование искусственных спутников Земли (ИСЗ) и на средства астрорадионавигации.

Создание искусственных спутников Земли открыло новые возможности применения радионавигационных систем для определения места судна на больших расстояниях, с достаточно высокой точностью. При этом могут быть использованы различные методы радиоопределения, такие, например, как угломерный, дальномерный, разностно-дальномерный и пр.

При угловом методе место судна определяется измерением в разные моменты времени угловых координат ИСЗ. При использовании дальномерного метода место судна определяется измерением расстояния до ИСЗ в различные моменты времени. Это можно осуществить, например, измерением времени прохождения радиосигналов между ИСЗ и приемоиндикатором на судне. Чтобы упростить систему измерения, на ИСЗ рекомендуется устанавливать радиотранслятор, а на судне радиопередатчик и приемоиндикатор. Расстояние между ИСЗ и судном измеряют по отсчету времени распространения радиосигналов от судна до ИСЗ и обратно.

Применяя разностно-дальномерный метод определения, измеряют разность расстояний до нескольких последовательных положений ИСЗ. В этом случае можно использовать фазовый принцип определения, заключающийся в измерении величины угла изменения фазы принимаемых сигналов за счет изменения расстояний между ИСЗ и судном при различных положениях ИСЗ.

На практике широко используется траверзный метод — измерение минимального расстояния r_0 (траверза) между судном и ИСЗ и момента времени t_0 прохода ИСЗ через точку траверза. Для этого используется зависимость частоты допплеровского сдвига от параметров орбиты ИСЗ и времени. Когда расстояние между ИСЗ и точкой наблюдения (судном) достигает минимальной величины, частота допплеровского сдвига оказывается равной нулю.

Для определения минимального расстояния и скорости в момент времени, соответствующий r_0 , необходимо знать траекторию ИСЗ. Если реальную орбиту в зоне радиовидимости заменить касательной в точке максимального сближения, то расстояние до наблюдателя будет равно

$$r = \sqrt{r_0^2 + v_0^2 t^2},$$

где v_0 — скорость движения ИСЗ;

t — время, отсчитываемое от момента t_0 , соответствующее наименьшему расстоянию r_0 .

При наблюдении за ИСЗ допплеровский сдвиг частоты зависит от скорости изменения расстояния между ИСЗ и наблюдателем $\frac{dr}{dt}$:

$$F_d = -f_0 \frac{dr}{dt} \cdot \frac{1}{c} = -\frac{1}{\lambda} \frac{dr}{dt} = -\frac{v_0}{\lambda} \frac{v_0 t}{\sqrt{v_0^2 t^2 + r_0^2}},$$

где f_0 — частота сигнала передатчика ИСЗ;

λ — длина волны излучаемых колебаний;

c — скорость распространения радиоволн.

Допплеровская частота F_d меняется от значения $F_d = \frac{v_0}{\lambda}$ при $t = -\infty$ до значения $F_d = -\frac{v_0}{\lambda}$ при $t = +\infty$. Значение допплеровской частоты обращается в нуль в момент $t_0 = 0$, когда расстояние до ИСЗ минимально. Таким образом, для определения t_0 необходимо зафиксировать момент, когда допплеровская частота обращается в нуль. Для определения значения минимального расстояния r_0 находят максимальное значение скорости изменения допплеровской частоты, которое также имеет место при $t = t_0$. Так как

$$\frac{dF_d}{dt} = -\frac{1}{\lambda} \frac{d^2r}{dt^2} = -\frac{v_0^2}{\lambda} \frac{r_0^2}{\sqrt{(v_0^2 t^2 + r_0^2)^3}},$$

то искомая величина r_0 находится из равенства

$$r_0 = \frac{v_0^2}{\lambda \left| \frac{dF_d}{dt} \right|_{\max}}.$$

По найденному значению r_0 находят место судна (рис. 447). Если известно положение ИСЗ в каждый данный момент, то на проекции траектории ИСЗ на Землю можно отметить точку, соответствующую минимальному расстоянию между ИСЗ и местом наблюдения по нулевому значению допплеровского сдвига частоты. Далее, зная r_0 и высоту H ИСЗ над земной поверхностью, определяют минимальную горизонтальную дальность по формуле

$$r_g = \sqrt{r_0^2 - H^2}.$$

Затем, проведя перпендикуляр к проекции орбиты ИСЗ и отложив на нем горизонтальную дальность r_g , находят место судна. Заметное влияние на точность определения оказывает ионосферная рефракция радиоволн, возникающая вследствие изменения коэффициента преломления с высотой. Отчего траектория движения радиолуча в вертикальной плоскости искривляется и частота допплеровского сдвига будет определяться выражением

$$F_g = -\frac{f}{c} \frac{dr}{dt} + \frac{\alpha}{f}.$$

Второй член характеризует ошибку измерения за счет ионосферной рефракции. Эту ошибку можно скомпенсировать, если измерения производить одновременно на двух частотах f_1 и $f_2 = nf_1$. Тогда частота допплеровского сдвига будет равна

$$F_{d1} = -\frac{f_1}{c} \frac{dr}{dt} + \frac{\alpha}{f_1};$$

$$F_{d2} = -\frac{nf_1}{c} \frac{dr}{dt} + \frac{\alpha}{nf_1}.$$

Умножая F_{d2} на n и вычитая nF_{d2} из F_{d1} , находим радиальную скорость

$$\frac{dr}{dt} = \frac{c}{f_2^2 - f_1^2} (F_{d1} f_1 - F_{d2} f_2).$$

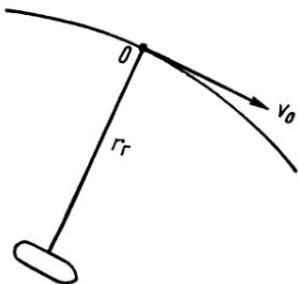


Рис. 447 К определению места судна

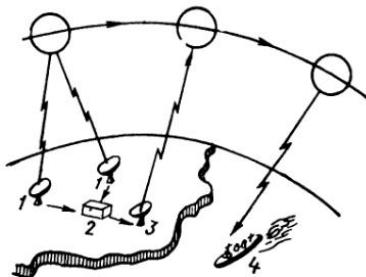


Рис. 448 Спутниковая РНС

Полученное значение радиальной скорости может быть пересчитано в известное выражение для определения допплеровской частоты. Радионавигационная система с использованием ИСЗ имеет в своем составе: несколько специальных навигационных искусственных спутников Земли (НИСЗ), движущихся по заданным орбитам вокруг Земли, снабженных радиоаппаратурой для приема и передачи специальных сигналов (рис. 448); наземный измерительный комплекс, куда входят: станции контроля траекторий НИСЗ 1, вычислительный центр 2 для определения параметров орбиты НИСЗ и станция 3 передачи на НИСЗ уточненных данных о параметрах орбиты и времени. На судне 4 с помощью приемоиндикатора и вычислительного устройства производится прием сигналов точного времени и данных о положении НИСЗ. Одновременно измеряется частота допплеровского сдвига принимаемых сигналов. По полученным результатам вычисляются координаты судна.

Прием сигналов может производиться при нахождении НИСЗ в пределах радиовидимости. Поэтому продолжительность наблюдений зависит от периода обращения НИСЗ вокруг Земли, высоты полета и положения наблюдателя относительно плоскости орбиты. Интервалы времени между отдельными наблюдениями определяются количеством НИСЗ, взаимным расположением их орбит и пр. Например, согласно

расчетным данным, четыре спутника при нахождении их на полярных орбитах могут обеспечить определение координат в любой точке земного шара с интервалом времени 0,5—1 ч [4].

Упрощенная схема судового приемоиндикатора представлена на рис. 449. Для уменьшения влияния ионосферной рефракции используется двухканальный приемник на две частоты $f_{\text{пр}1}$ и $f_{\text{пр}2}$, а также имеется специальный блок поправок на рефракцию радиоволн 5. Принятые на штыревую антенну сигналы НИСЗ усиливаются каскадами высокой частоты 1-*A* и 1-*B* и подаются на смесители 2-*A*, 2-*B*, куда одновременно поступают колебания от гетеродина 3. Преобразованные колебания далее усиливаются по промежуточной частоте 4-*A* и 4-*B* и поступают через блок поправки 5 в блок измерения допплеровской частоты 6. Одновременно из каскада усиления промежуточной частоты 4-*A* сигналы поступают в блок орбитальных данных 7. Данные измерения допплеровской частоты, орбитальные данные и сигналы точного времени через блок ввода данных 8 поступают в вычислительную машину 9, где производится расчет координат судна.

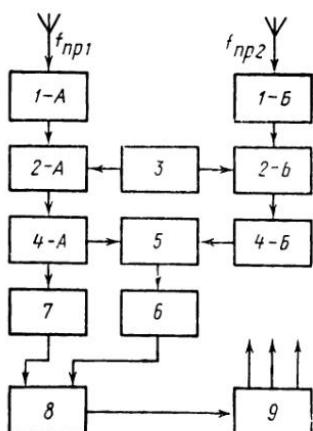


Рис. 449 Упрощенная блок-схема судового приемоиндикатора

пллеровская частота при проходе спутника на минимальном расстоянии не достигала нулевого значения. Согласно опубликованным данным, среднеквадратическая ошибка в определении места судна находится в пределах 0,9—1 км.

Одним из недостатков РНС с использованием НИСЗ является отсутствие непрерывности в наблюдениях, а также кратковременность самих наблюдений. Поэтому спутниковую систему целесообразно сочетать с другими средствами, например с использованием на судне инерциальной системы навигации. Тогда получаемые непрерывные данные от инерциальной системы могут корректироваться более точной РНС с использованием НИСЗ.

§ 137. Радиосекстаны

Спектр теплового излучения небесных светил (Солнце, Луна, планеты) охватывает в значительной мере диапазон радиочастот. Создаваемая некоторыми светилами плотность мощности радиоизлучения к поверхности Земли достигает уровня, достаточного для приема и усиления этих колебаний. На основе радиоизлучения небесных светил создано несколько типов радиоастрономических приборов. К таким приборам относятся радиоастрокомпасы и радиосекстаны. Радиоастрокомпасы служат для измерения курса судна. Принцип дей-

ствия радиоастрокомпаса основан на том, что с помощью пеленгования измеряется курсовой угол на источник радиоизлучения. Далее, находя по астрономическому ежегоднику склонение и гринвичский часовой угол источника излучения и зная координаты судна, вычисляют азимут источника излучения. Тогда разность азимута и курсового угла представляет собой курс судна.

Радиосекстант представляет собой радиоастрономический прибор, с помощью которого определяется азимут и видимая высота космических источников радиоизлучения. По полученным данным вычисляется место судна таким же образом, как и при использовании обычного навигационного секстанта. В зависимости от схемы и конструктивного выполнения радиосекстанты могут быть классифицированы как работающие по Солнцу, Луне и радиозвездам. В судовождении преимущественно используются солнечные радиосекстанты. В связи с тем, что интенсивность излучения небесных светил пропорциональна квадрату частоты, радиосекстанты используют диапазон сверхвысоких частот 8–16 ГГц [5]. Использование такой частоты позволяет, кроме того, создавать малогабаритные антенны с высокой направленностью, отчего увеличивается точность определения направлений и мощность принимаемых колебаний на входе приемника.

При использовании радиосекстанта возникает необходимость внесения в результат измерений поправок за рефракцию радиоволн, за смещение эффективного центра излучения светила, за сферичность Земли и пр. Для обработки наблюдений требуется провести большой объем вычислений. В связи с этим в радиосекстантах применяется электронная цифровая вычислительная машина или другое вычислительное устройство.

На рис. 450 представлена упрощенная блок-схема радиосекстанта. Радиоволны, улавливаемые остронаправленной антенной, установленной на гиростабилизированной платформе, поступают на вход приемника 1. Конструкция антенны выполнена таким образом, что ее диаграмма направленности сканирует в пространстве, совершая конический обзор (рис. 451) с угловой частотой Ω , которая равна частоте колебаний генератора, управляющего вращением диаграммы направленности.

Сущность конического обзора состоит в том, что ось диаграммы направленности антенны игольчатой формы описывает в пространстве коническую поверхность с постоянным углом при вершине (рис. 451, а).

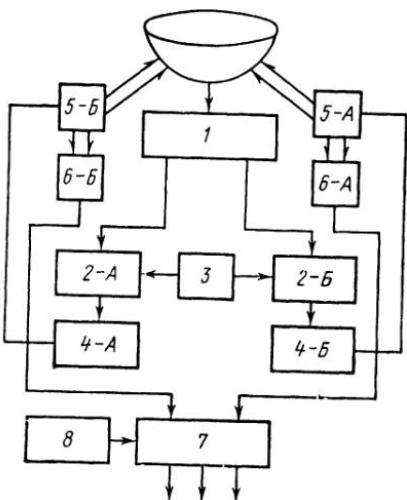


Рис. 450. Упрощенная блок-схема радиосекстанта

При нахождении светила в направлении, совпадающем с осью равносигнальной зоны в точке C_1 , интенсивность принимаемых сигналов при всех положениях диаграммы направленности будет одинакова (рис. 451, б). Если светило сместится относительно равносигнальной зоны и окажется в точке C_2 или C_3 , то амплитуда принимаемых колебаний будет зависеть от положения светила относительно оси равносигнальной зоны (рис. 451, в, г).

В итоге принимаемые колебания оказываются промодулированными по амплитуде. Частота модуляции Ω определяется угловой скоростью вращения диаграммы направленности антенны. Глубина (коэффициент) модуляции зависит от величины угла отклонения

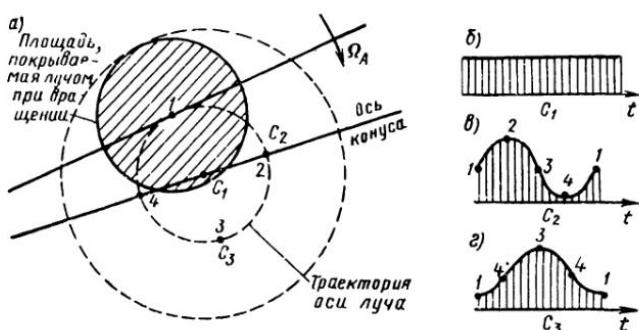


Рис. 451. Конический обзор пространства

светила относительно равносигнальной зоны, а фаза огибающей — от направления смещения светила от оси этой зоны. Такая огибающая содержит две квадратурные составляющие; амплитуда одной из них будет пропорциональна отклонению оси равносигнальной зоны по азимуту, амплитуда другой пропорциональна отклонению по высоте. После усиления в приемнике и амплитудного детектирования эти составляющие подаются для разделения на два синхронных детектора 2-А и 2-Б (см. рис. 450) опорные напряжения которых находятся в квадратуре (для чего используется фазовращатель на 90°) и вырабатываются генератором опорных колебаний 3. Постоянные напряжения с выходов синхронных детекторов через усилители 4-А и 4-Б подаются на электродвигатели (5-А и 5-Б), которые при помощи приводов поворачивают антенну до устранения рассогласований.

Положение антенны, соответствующее текущим значениям азимута и высоты светила, трансформируется преобразователями 6-А и 6-Б в виде напряжений, пропорциональных значениям отсчитываемых координат, или в виде двоичного кода поступает в счетно-решающее устройство или ЭЦВМ 7, куда вводится также точное время от хранителя 8. После обработки счетно-решающее устройство выдает поправки счислимых координат места судна и поправку системы курсоуказания, полученные в результате радиообсервации.

Для использования радиосекстана на судне необходимо наличие точной вертикали, относительно которой отсчитываются измеренные зенитные расстояния светил. Если антенное устройство не стабилизировано, то приводы 5-А, 5-Б отрабатывают не только углы рассогласования, но и углы качки, мгновенные значения которых вырабатываются специальным устройством, связанным с гировертикалью.

К преимуществам радиосекстанов следует отнести автономность навигационных измерений, производимых без участия береговых станций, отсутствие влияния погодных условий на работу радиосекстана, неограниченную дальность действия в сочетании с достаточной высокой точностью, не зависящей от дальности.

К недостаткам относится ограниченность использования радиосекстана. Например, радиосекстан, работающий по Солнцу, не может использоваться в ночное время, зимой в высоких широтах и пр. Поэтому большой интерес представляет возможность увеличения числа небесных светил для использования в навигационных целях вне зависимости от их оптической видимости, например использование дискретных источников космического радиоизлучения. К ним можно отнести сравнительно сильные источники радиоизлучения, такие как Кассиопея А, Лебедь А, Дева А и др. Радиосекстан (радиоастропеленгатор) может использоваться также и для обеспечения угломерных пределений по сигналам ИСЗ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Б е л а в и н О. В., З е р о в а М. В. Современные средства радионавигации. М., «Советское радио», 1965. 279 с.
2. Б ы к о в В. И., Н и к и т е н к о Ю. И. Фазовая радионавигационная система «Декка-Навигатор». М., «Морской транспорт», 1969. 176 с.
3. Радионавигационные приборы. Учебник для высших инженерных морских училищ. М., «Транспорт», 1966. 448 с. Авт.: А. М. Б а й р а ш е в с к и й, В. И. Б ы к о в, Ю. И. Н и к и т е н к о, В. А. П о л о ж и н ц е в.
4. Радиотехнические системы. Под ред. Ю. М. К а з а р и н о в а. М., «Советское радио», 1968. 496 с.
5. С м и р н о в с к и й А. Ф. Радионавигационные средства. Курс кораблевождения. Т. 5, кн. 5. Гидрографическое управление Министерства обороны СССР. Л., 1967. 496 с.
6. Новые технические средства судовождения. Под. ред. А. А. Якушенкова. М., «Транспорт», 1973. 264 с. Авт.: Г е р а с и м о в Н. В., Д е м и н И. Д, К а я н д е р А. Н., Л и т в и н о в Я. А., С о р о ч и н с к и й В. А., Т е - т ю е в Б. А., Я к ш е в и ч Ф. В., Я к у ш е н к о в А. А

О Г Л А В Л Е Н И Е

Г л а в а I. Связь. Сообщение. Сигнал	3
§ 1. Сигналы и информация	3
§ 2. Некоторые свойства сигналов и воздействий	5
§ 3. Количество информации	12
§ 4. Принцип построения системы радиосвязи.	19
§ 5. Спектры частот, используемые для передачи информации	23
§ 6. Линейные и нелинейные системы	25
Г л а в а II. Одиночный колебательный контур	27
§ 7. Одиночный колебательный контур, находящийся под действием синусоидальной э. д. с.	27
§ 8. Параллельный колебательный контур, находящийся под действием синусоидальной э. д. с.	36
§ 9. Одиночный контур, находящийся под действием амплитудно-модулированной э. д. с.	38
§ 10. Установление колебаний в одиночном колебательном контуре	40
Г л а в а III. Связанные системы	44
§ 11. Виды связи и коэффициент связи	44
§ 12. Настройка связанных систем	46
Г л а в а IV. Дифференцирующие и интегрирующие цепи	51
§ 13. Дифференцирующие цепи	51
§ 14. Интегрирующие цепи.	53
Г л а в а V. Длинные линии	55
§ 15. Параметры длинных линий	55
§ 16. Распространение электромагнитной энергии вдоль длинной линии	58
§ 17. Длинная линия при различных нагрузках на конце .	58
§ 18. Конструктивное выполнение фидерных линий	63
Г л а в а VI. Волноводы и объемные резонаторы	65
§ 19. Волноводы	65
§ 20. Объемные резонаторы	71
Г л а в а VII. Антенны	73
§ 21. Симметричный вибратор	73
§ 22. Вертикальная заземленная (штыревая) антенна .	74
§ 23. Понятие о действующей высоте антенны	75
§ 24. Приемные антенны	78
§ 25. Направленность действия антенны	78
Г л а в а VIII. Распространение радиоволн	81
§ 26. Основные сведения о распространении радиоволн .	81
§ 27. Распространение длинных волн	85
§ 28. Распространение средних волн	85

§ 29. Распространение коротких волн	86
§ 30. Распространение ультракоротких волн	88
Г л а в а IX. Электронные и ионные приборы	89
§ 31. Двухэлектродная лампа	89
§ 32. Устройство катодов и анодов электронных ламп	93
§ 33. Применение двухэлектродных ламп	95
§ 34. Трехэлектродная лампа	99
§ 35. Четырехэлектродные и пятиэлектродные лампы	103
§ 36. Многосеточные и комбинированные лампы	106
§ 37. Полупроводниковые приборы	108
§ 38. Электронно-лучевые трубы	117
§ 39. Ионные приборы	124
Г л а в а X. Генерация колебаний	129
§ 40. Генерация синусоидальных колебаний	129
§ 41. Генерация несинусоидальных колебаний	133
Г л а в а XI. Модуляция	134
§ 42. Амплитудная модуляция	134
§ 43. Частотная модуляция	139
Г л а в а XII. Радиопередатчики	141
§ 44. Схемы питания ламповых генераторов	141
§ 45. Схемы самовозбуждающихся ламповых генераторов	144
§ 46. Усиление токов высокой частоты	146
§ 47. Понятия о колебаниях первого и второго рода	148
§ 48. Двухкаскадный генератор с электронной связью	151
§ 49. Промежуточное и оконечное усиление	153
§ 50. Выходные каскады передатчика	154
§ 51. Генераторы ультракоротких волн	157
§ 52. Стабилизация частоты радиопередатчика	158
Г л а в а XIII. Радиоприемники прямого усиления	161
§ 53. Качественные показатели радиоприемного устройства	161
§ 54. Входные цепи радиоприемников	163
§ 55. Усиление высокой частоты	165
§ 56. Детектирование амплитудно-модулированных колебаний	167
§ 57. Детектирование частотно-модулированных колебаний	171
§ 58. Регенерация	174
§ 59. Усиление напряжения и мощности модулирующей частоты	174
Г л а в а XIV. Супергетеродинные радиоприемники	178
§ 60. Блок-схема супергетеродинного приемника	178
§ 61. Преобразование частоты	180
§ 62. Усиление промежуточной частоты	182
§ 63. Регулировки	184
Г л а в а XV. Судовые радиопеленгаторы	185
§ 64. Общие сведения	185
§ 65. Основные характеристики электромагнитного поля	186
§ 66. Действие электромагнитного поля на проводник	188
§ 67. Возникновение тока в проводнике	190
§ 68. Прием радиосигналов на вертикальную антенну и рамку	193
§ 69. Соединение рамки с приемником	197
Г л а в а XVI. Радиопеленгаторы со слуховой индикацией	201
§ 70. Определение направления с помощью поворотной рамки	201
§ 71. Антенный эффект рамки	203
§ 72. Однонаправленный прием	206
§ 73. Радиопеленгаторы гониометрического типа	208
§ 74. Ошибки, свойственные гониометрическим радиопеленгаторам	212
§ 75. Схемы входных цепей гониометрических радиопеленгаторов	213

Г л а в а XVII. Судовые радиопеленгаторы с визуальной индикацией	215
§ 76. Двухканальный визуальный радиопеленгатор	215
§ 77. Двухканальный визуальный радиопеленгатор с переключением (коммутацией) каналов	221
§ 78. Автоматический радиопеленгатор со следящей системой	224
Г л а в а XVIII. Радиодевиация радиопеленгаторов	226
§ 79. Фазовый сдвиг и пространственное смещение вторичного поля	226
§ 80. Полукруговая радиодевиация	229
§ 81. Четвертная радиодевиация	232
§ 82. Суммарная радиодевиация	237
§ 83. Определение радиодевиации	238
§ 84. Уничтожение радиодевиации	241
§ 85. Помехи при радиопеленговании	245
Г л а в а XIX. Принципы радиолокации	246
§ 86. Общие понятия	246
§ 87. Импульсная радиолокационная система	247
§ 88. Эксплуатационные и технические характеристики импульсной РЛС	250
§ 89. РЛС непрерывного излучения сигналов	259
Г л а в а XX. Отражение радиоволн от объектов	264
§ 90. Основные свойства радиолокационных объектов	264
§ 91. Эффективная поверхность рассеяния объектов простейшей формы	265
§ 92. Эффективная поверхность рассеяния групповых объектов	268
§ 93. Эффективная поверхность рассеяния распределенных объектов	269
Г л а в а XXI. Дальность действия РЛС	274
§ 94. Дальность действия РЛС в свободном пространстве	274
§ 95. Влияние водной (земной) поверхности на дальность действия РЛС	277
§ 96. Влияние атмосферы и взволнованной морской поверхности на дальность радиолокационного наблюдения	280
Г л а в а XXII. Антенно-волноводные устройства РЛС	283
§ 97. Волноводные линии	283
§ 98. Особенности радиолокационных антенн	288
§ 99. Антенные переключатели	294
Г л а в а XXIII. Радиолокационные передатчики	298
§ 100. Особенности магнетронных генераторов	298
§ 101. Импульсные модуляторы	302
§ 102. Модулятор с накопительным конденсатором	303
§ 103. Модулятор с накопительной линией	307
§ 104. Магнитные импульсные модуляторы	310
§ 105. Подмодуляторные каскады	312
Г л а в а XXIV. Радиолокационные приемники	314
§ 106. Общие сведения об устройстве приемников	314
§ 107. Преобразователи частоты	315
§ 108. Усилители промежуточной частоты	321
§ 109. Детекторы и видеоусилители	326
§ 110. Автоматическая подстройка частоты	328
§ 111. Защита радиолокационного приемника от помех	334
§ 112. Логарифмические усилители	335
Г л а в а XXV. Индикаторы судовых навигационных РЛС	339
§ 113. Технические параметры индикаторов	339
§ 114. Индикатор кругового обзора	344
§ 115. Синхронизация работы РЛС	346
§ 116. Расширители импульсов	352
§ 117. Генераторы развертки	355

§ 118. Формирование неподвижных электронных отметок дальности	362
§ 119. Формирование подвижной электронной отметки дальности	366
§ 120. Генераторы отметки курса	372
§ 121. Получение радиально-круговой развертки	375
§ 122. Индикатор с истинным движением	379
§ 123. Автоматическое сопровождение объектов	383
Г л а в а XXVI. Радиомаяки	388
§ 124. Радиомаяки ненаправленного действия	388
§ 125. Радиомаяки направленного действия	388
Г л а в а XXVII. Фазовые разностно-дальномерные радионавигационные системы	390
§ 126. Принцип работы	390
§ 127. Измерение разности фаз сравниваемых колебаний	394
§ 128. Радионавигационная система «Декка-Навигатор»	396
§ 129. Судовой приемоиндикатор типа «Пирс-1Д»	400
§ 130. Фазовые разностно-дальномерные РНС с временной селекцией	405
§ 131. Фазовая РНС «Омега»	407
Г л а в а XXVIII. Импульсные разностно-дальномерные радионавигационные системы	411
§ 132. Принцип действия	411
§ 133. Импульсная радионавигационная система «Лоран-А»	413
Г л а в а XXIX. Импульсно-фазовые разностно-дальномерные системы	417
§ 134. Принцип действия	417
§ 135. Импульсно-фазовая РНС «Лоран-С»	417
Г л а в а XXX. Космические средства радионавигации	421
§ 136. Определение места судна при помощи искусственных спутников Земли	421
§ 137. Радиосекстанты	424
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	428

МАРК МОИСЕЕВИЧ АЙЗИНОВ
АЛЕКСАНДР МУСТАФОВИЧ БАЙРАШЕВСКИЙ

**РАДИОТЕХНИКА
И РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ ПРИБОРЫ**

Редактор И. Я. Мартынова

Переплет художника Г. П. Казаковцева

Технический редактор Н. Б. Усанова

Корректоры: В. П. Ефимова, В. Г. Комарова

Сдано в набор 26/IX 1974 г.

Подписано к печати 2/IV 1975 г.

Бумага 60×90^{1/16} типография № 2. Печатных листов 27. Учетно-изд. листов 28,02.

Тираж 11 000 экз. Т-06062 Изд. № 1-1-1/11 № 5211 Зак. тип. 1166. Цена 1 р. 21 к.

Изд-во «ТРАНСПОРТ», Москва, Басманный туп., 6в

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли,
г. Москва, И-41, Б. Переяславская ул., дом 46.