

В.З. СЛУЦКИЙ, Б.И. ФОГЕЛЬСОН,  
В.Г. ЛЕВИЧЕВ, Я.В. СТЕПУК

# ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ И РАДИОЛОКАЦИИ

ИНДИКАТОРЫ,  
ВЫПРЯМИТЕЛИ И  
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ  
ПРИБОРЫ

В. З. СЛУЦКИЙ, Б. И. ФОГЕЛЬСОН,  
В. Г. ЛЕВИЧЕВ, Я. В. СТЕПУК

ОСНОВЫ  
РАДИОТЕХНИКИ  
И РАДИОЛОКАЦИИ  
ИНДИКАТОРЫ, ВЫПРЯМИТЕЛИ  
И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

*Издание второе, переработанное и дополненное*

ВОЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО  
МИНИСТЕРСТВА ОБОРОНЫ СССР  
МОСКВА — 1966

*Слущкий В. З., Фогельсон Б. И., Левичев В. Г., Степук Я. В.*

## ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ И РАДИОЛОКАЦИИ

Курс учебного пособия «Основы радиотехники и радиолокации» состоит из четырех самостоятельных книг:

Колебательные системы.

Электровакуумные приборы и импульсная техника.

Радиопередающие и радиоприемные устройства.

Индикаторы, выпрямители и полупроводниковые приборы.

Книга рассчитана на курсантов радиотехнических училищ, в которых радиотехника и радиолокация являются профилирующими дисциплинами. Она представляет интерес для офицеров, связанных с эксплуатацией радиотехнических средств, а также для учащихся гражданских учебных заведений, занимающихся изучением радиотехники и радиолокации.

В книге дано описание принципов радиолокации и индикаторных устройств, выпрямителей и полупроводниковых приборов. Большое внимание уделено физической стороне происходящих явлений. Математический аппарат в основном использован в объеме средней школы. Фактический материал по образцам техники и их параметрам заимствован из открытых отечественных и иностранных источников.

В главе 1 § 1—6, 12 и 14 написаны Слущким В. З., § 7—11 и 13 — Фогельсоном Б. И. Глава 2 написана Левичевым В. Г., глава 3 — Степуком Я. В.

## ИНДИКАТОРЫ И ПРИНЦИПЫ РАДИОЛОКАЦИИ

### § 1. ВВЕДЕНИЕ

#### 1. Общие сведения о радиолокации

Радиолокацией называется обнаружение различных объектов в пространстве и определение их координат и параметров движения при помощи радиоволн.

Объектами, подлежащими обнаружению, могут быть самолеты, ракеты, искусственные спутники Земли, корабли, автомобили, танки, наземные сооружения, грозовые облака и т. п. Все эти объекты принято называть радиолокационными целями или для краткости просто целями.

По особенностям использования радиоволн радиолокация подразделяется на активную, полуактивную, с активным ответом, пассивную.

Абсолютное большинство современных радиолокационных станций (РЛС) использует метод активной радиолокации.

**Активная** радиолокация осуществляется путем облучения цели радиоволнами и приема отраженной от нее энергии. Она основывается на следующих свойствах радиоволн:

— постоянстве скорости и прямолинейности пути их распространения;

— способности радиоволн фокусироваться антеннами в направленные лучи;

— отражении радиоволн от неоднородностей, встречающихся на пути их распространения.

На рис. 1.1 представлена упрощенная блок-схема РЛС активной радиолокации. В ее состав входят передающее, приемное и индикаторное устройства. Принцип действия станции следующий.

Передающее устройство генерирует электромагнитную энергию высокой частоты и излучает ее в пространство узким лучом. Электромагнитная энергия отражается от объектов, находящихся на пути распространения радиоволн. Плотность потока отражен-

ной энергии зависит от плотности потока падающей энергии, электрических свойств объекта, его конфигурации и размеров по сравнению с длиной падающей волны.

Коэффициент отражения радиоволн от металлических поверхностей практически равен единице, а от диэлектрических поверхностей меньше единицы и зависит от диэлектрической постоянной (проницаемости)  $\epsilon$ . Чем больше  $\epsilon$ , тем больше коэффициент отражения.

Если размеры объекта значительно меньше длины падающей волны, то происходит дифракция: электромагнитные волны огибают объект. Плотность потока отраженной энергии в направлении к приемной антенне получается ничтожно малой. Если раз-

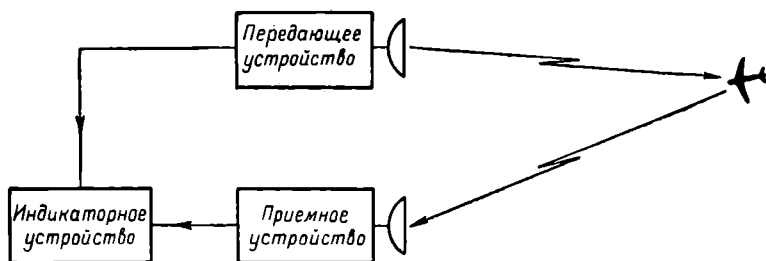


Рис. 1.1. Упрощенная блок-схема РЛС активной радиолокации

меры объекта значительно больше длины падающей волны, то в зависимости от состояния поверхности объекта происходит зеркальное или диффузное (рассеянное) отражение.

Зеркальное отражение характерно для случая, когда отражающая поверхность представляет собой плоскость — зеркало. Для этого случая справедливы известные оптические законы отражения. Так отражаются волны, например, от спокойной водной поверхности, от бетонированной дорожки аэродрома и т. п.

Если отражающая поверхность имеет многогранное строение, то радиоволны отражаются диффузно, так как на различные малые грани предмета волны падают под различными углами и, следовательно, отраженные волны распространяются по всем направлениям, т. е. рассеиваются. Диффузное отражение происходит и в том случае, если размеры отражающей поверхности соизмеримы с длиной падающей волны, например составляют несколько (одну — пять) полуволн. В этом случае отражающий объект становится вторичным ненаправленным излучателем.

Из сказанного следует, что в радиолокации можно использовать радиоволны только метрового диапазона и короче, потому что радиолокационные цели (самолеты, корабли, танки) имеют сравнительно небольшие размеры.

Радиолокационные цели обладают неровной поверхностью, состоящей из множества граней, поэтому волны от них отражаются

преимущественно диффузно. Вследствие рассеивания энергии в пространстве к приемному устройству возвращается ничтожная доля излученной передатчиком энергии (называемой отраженным сигналом).

В приемном устройстве отраженный сигнал усиливается, преобразуется и с выхода приемника подается в индикаторное устройство, при помощи которого непосредственно определяются координаты объекта.

Определение дальности цели возможно благодаря совместному использованию первых двух свойств радиоволн.

Поскольку электромагнитные волны распространяются прямолинейно и с постоянной скоростью, для определения дальности цели достаточно измерить время, за которое радиоволна распространяется до цели и обратно. Обозначим этот интервал времени через  $t_0$ . Так как за это время волна проходит расстояние, равное удвоенной дальности, то

$$2D = v_0 t_0$$

или

$$D = \frac{v_0 t_0}{2}, \quad (1.1)$$

где  $D$  — расстояние от радиолокационной станции до цели (дальность цели);

$v_0 = 3 \cdot 10^5$  км/сек — скорость распространения электромагнитной энергии.

Для практического определения дальности удобно подставлять в основную формулу (1.1) время  $t_0$  в микросекундах, а дальность  $D$  измерять в километрах. Учитывая, что  $v_0 = 0,3$  км/мксек, получаем

$$D [\text{км}] = 0,15 t_0 [\text{мксек}]. \quad (1.2)$$

Определение угловых координат цели основывается на совместном использовании первого и третьего свойств радиоволн.

Антенна радиолокационной станции излучает, а следовательно, и принимает электромагнитную энергию в определенном небольшом телесном углу. Если при этом наблюдается отраженный сигнал, значит, цель находится в том же телесном углу. Таким образом, направив ось антенны на цель, можно по положению оси определить угловые координаты цели. Чем острее характеристика направленности антенны, тем точнее они определяются.

Острую характеристику направленности антенны легче получить на более коротких волнах. Поэтому радиолокационные станции сантиметрового диапазона позволяют определять угловые координаты более точно, чем станции метрового диапазона.

**Полуактивная радиолокация** является частным случаем активной радиолокации. Она отличается тем, что облучение цели и ее обнаружение производятся в различных пунктах. Так, например,

в системе наведения ракет мощное передающее устройство, облучающее цель, может устанавливаться на земле или на самолете, а приемное устройство — непосредственно на борту ракеты.

Радиолокация с **активным ответом** характеризуется тем, что на объекте устанавливается ответчик, представляющий собой переизлучатель (приемно-передающее устройство), запускаемый сигналами активного радиолокатора. Упрощенная блок-схема такой РЛС изображена на рис. 1.2.

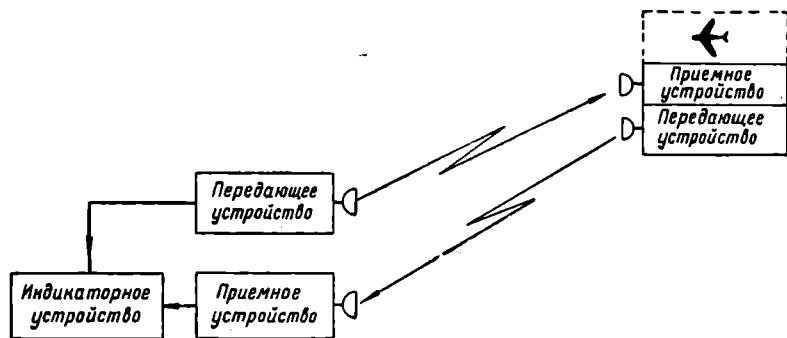


Рис. 1.2. Упрощенная блок-схема РЛС с активным ответом

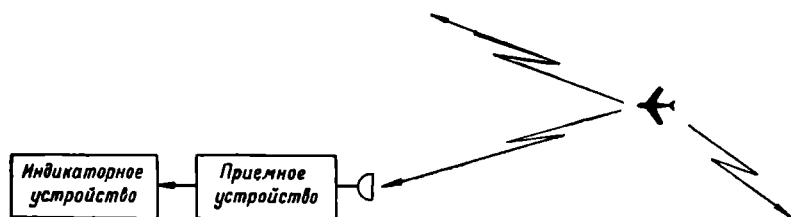


Рис. 1.3. Упрощенная блок-схема РЛС пассивной радиолокации

Наличие активного ответа позволяет повысить дальность действия радиолокационной системы (например, при управлении полетом ракеты), поскольку сигнал ответчика обладает большей интенсивностью, чем отраженный сигнал. Системы с активным ответом широко применяются для опознавания принадлежности цели путем анализа характера сигнала ответчика.

**Пассивная** радиолокация в отличие от активной основывается на приеме собственного излучения цели в радиочастотном диапазоне главным образом теплового излучения (рис. 1.3).

Различные объекты в зависимости от температуры излучают электромагнитные колебания от инфракрасной области частот до волн сантиметрового диапазона. Интенсивное излучение более длинных радиоволн наблюдается при запуске баллистических

ракет как межконтинентальных, так и средней дальности действия. При этом излучения на коротких волнах распространяются до 8000 км, а на сверхдлинных волнах — на еще большую дальность.

Электромагнитные колебания низких частот образуются и при ядерных взрывах. Их прием позволяет регистрировать место и измерять силу ядерных взрывов.

В зависимости от назначения РЛС пассивной радиолокации в ней используется соответственно техника сантиметровых (миллиметровых) или сверхдлинных волн.

Несмотря на относительно низкий уровень развития техники пассивной радиолокации, последняя достаточно перспективна. Основное достоинство пассивных радиолокаторов состоит в полной скрытности работы, объясняющейся отсутствием передающего устройства, а также в возможности обнаружения некоторых целей, недоступных для активных радиолокаторов.

## 2. Назначение и типы индикаторных устройств

Индикаторное устройство является окопечным устройством радиолокационной станции. В радиолокационном индикаторе обрабатывается и представляется в наглядном виде информация о целях, содержащаяся в радиолокационном сигнале.

Все радиолокационные индикаторы можно разделить на три основные группы:

- индикаторные устройства с простейшими указателями (стрелочные, световые и звуковые);
- индикаторные устройства с электронно-лучевыми трубками;
- индикаторные устройства со счетно-решающими устройствами.

Индикаторные устройства с простейшими указателями имеют ограниченное применение и используются сравнительно редко. Индикаторные устройства со счетно-решающими устройствами весьма перспективны. Они позволяют обработать с высокой точностью и представить данные о большом количестве целей, наблюдаемых одновременно. Эта группа индикаторов находит широкое применение в автоматизированных и автоматических радиолокационных системах, рассмотрение которых выходит за пределы данной книги.

Наибольшее распространение в радиолокационных станциях получили индикаторы с электронно-лучевыми трубками. Этот тип индикаторных устройств и будет рассматриваться в дальнейшем.

Индикаторы радиолокационных станций ПВО используются в основном для выполнения следующих задач:

- наблюдения за воздушной обстановкой и поиска заданных целей;
- непосредственного определения координат цели по экрану индикатора или при помощи отсчетных устройств;



— выработки координат цели путем ввода механических или электрических сигналов, пропорциональных текущим значениям координат, в соответствующие счетно-решающие устройства;

— ввода сигнала от выбранной цели в систему автоматического сопровождения;

— контроля работы системы автоматического сопровождения;

— контроля нормального функционирования основных систем станции (перед началом боевой работы).

Радиолокационные станции определяют положение цели в пространстве в сферической системе координат: по расстоянию до цели (наклонной дальности  $D$ ) и по двум углам — азимуту и углу места (рис. 1.4).

Азимут  $\beta$  называется угол в горизонтальной плоскости между проекцией направления на цель и основным направлением.

Углом места  $\epsilon$  называется угол в вертикальной плоскости между проекцией направления на цель и линией горизонта.

Центральным элементом радиолокационного индикатора является электронно-лучевая трубка, при помощи которой цель наблюдается визуально.

Основное достоинство трубки как измерительного прибора — ее малая инерционность, объясняющаяся тем, что движутся в трубке только электроны.

Электронный луч перемещается по экрану трубки в соответствии с изменением какой-либо пространственной координаты. Такое перемещение луча называется разверткой.

След, оставляемый на экране движущимся лучом, образует линию развертки, или просто развертку. В зависимости от того, для измерения какой координаты используется движение луча, различают развертки дальности, азимута и угла места.

В качестве развертки дальности используется временная развертка, при которой движение луча является определенной функцией времени. Развертки азимута и угла места характеризуют, как правило, положение оси антенны или оси характеристики направленности в соответствующей плоскости пространства.

В большинстве радиолокационных станций применяется импульсный метод работы (§ 2, п. 2). В этом случае отраженный сигнал, поступающий на индикатор с выхода приемника, представляет собой кратковременный видеопульс. Координаты цели

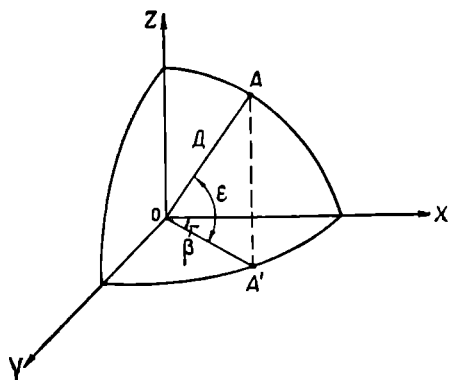


Рис. 1.4. Определение положения точки в сферической системе координат

определяются по положению отраженного от цели сигнала на линии развертки.

Воздействие отраженного сигнала приводит либо к отклонению электронного луча от линии развертки, либо к изменению интенсивности свечения соответствующего участка развертки. В первом случае возникает амплитудная отметка цели, во втором — яркостная.

Существует множество различных типов радиолокационных индикаторов, отличающихся друг от друга по количеству и характеру определяемых координат, по типу развертки, виду отметки цели, основному тактическому назначению и другим особенностям.

Индикаторы, позволяющие определять какую-либо одну координату цели, называются одномерными. В зависимости от определяемой координаты различают индикаторы дальности и индикаторы угловых координат (азимута и угла места).

Двухмерные индикаторы дают возможность определять одновременно две координаты цели: либо дальность и одну из угловых координат, либо две угловые координаты. К двухмерным относятся индикатор кругового обзора (ИКО), индикатор азимут — дальность, индикатор дальность — высота и другие.

Существуют и трехмерные индикаторы, при помощи которых можно определять одновременно все три координаты цели. Однако они используются сравнительно редко из-за низкой точности определения третьей координаты.

По типу развертки индикаторы бывают: с прямолинейной разверткой, кольцевой, радиально-круговой, растровой и др.

По виду отметки цели различают индикаторы с амплитудной отметкой и яркостной.

Выбор типа индикатора зависит от тактического назначения станции. Индикаторное устройство радиолокационных станций ПВО состоит, как правило, из нескольких индикаторов. Они могут отличаться как определяемой координатой, так и тактическим назначением. Индикаторное устройство может состоять, например, из индикатора кругового обзора, секторного индикатора, индикатора наведения, индикаторов сопровождения по дальности, по азимуту, по углу места и др.

Каждый тип индикатора характеризуется пределами измерения определяемой координаты, точностью ее измерения, разрешающей способностью и наглядностью обозначения цели.

### **3. Виды разверток**

В зависимости от назначения радиолокационной станции и типа индикатора применяются различные виды разверток. Они различаются формой линии развертки и законом перемещения луча во времени.

В одномерных индикаторах дальности чаще всего применяются линейная и кольцевая развертки.

При линейной развертке луч перемещается по прямой линии от одного края экрана к другому. Линия развертки может быть как горизонтальной, так и вертикальной (рис. 1.5, *а, в*). Положение луча на линии развертки изменяется во времени по линейному или по экспоненциальному закону. В первом случае имеем раз-

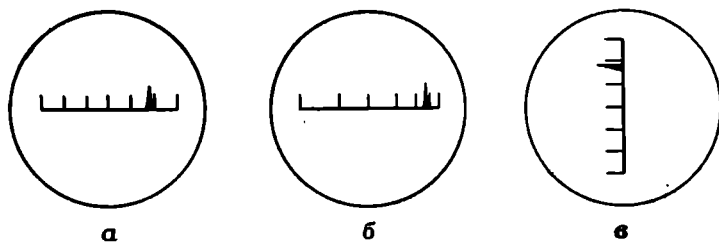


Рис. 1.5. Линейная развертка:

*а* — горизонтальная с равномерным масштабom; *б* — горизонтальная с неравномерным масштабom; *в* — вертикальная с равномерным масштабom

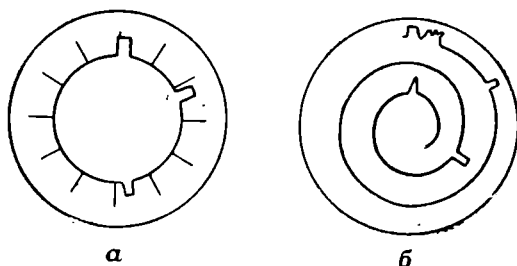


Рис. 1.6. Развертки:

*а* — кольцевая; *б* — спиральная

вертку с равномерным масштабom, или линейно-равномерную, во втором — с неравномерным, т. е. линейно-экспоненциальную (рис. 1.5, *а, б*).

При кольцевой развертке электронный луч описывает на экране трубки окружность. Луч перемещается с постоянной скоростью, масштаб развертки равномерный (рис. 1.6, *а*).

На рис. 1.5 и 1.6, *а* показаны кратковременные отклонения луча через равные интервалы времени.

Иногда в индикаторах дальности применяется спиральная развертка, при которой луч, перемещающийся с постоянной скоростью, описывает на экране ряд витков спирали (рис. 1.6, *б*).

В одномерных индикаторах обычно используется амплитудная отметка цели. Она позволяет судить не только о моменте прихода

отраженного сигнала (т. е. о дальности цели), но и об интенсивности отраженного сигнала и его форме. Такая отметка дает более полное представление об отраженном сигнале и, следовательно, о характере цели.

В двухмерных индикаторах дальность — угол (азимут или угол места) луч перемещается одновременно в двух взаимно перпендикулярных направлениях. Перемещение луча в одном направлении является функцией времени и используется для определения дальности. Перемещение луча в другом направлении характеризует изменение угловой координаты.

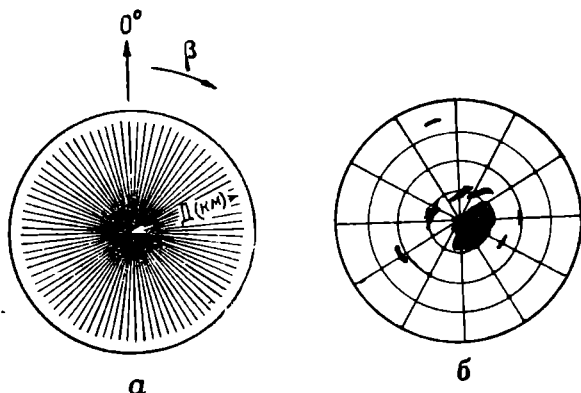


Рис. 1.7. Радиально-круговая развертка:  
 а — вид развертки; б — изображение на экране индикатора кругового обзора

Существуют две распространенные системы координат для определения положения точки на плоскости: полярная и прямоугольная. Для определения положения цели на экране плоского индикатора применяются соответственно два типа разверток: радиально-круговая и прямоугольная растровая.

При радиально-круговой развертке положение цели определяется в полярной системе координат. Развертка дальности создается за счет перемещения электронного луча по радиусу экрана — от центра к краю. Угол поворота линии развертки относительно заданного начального направления характеризует изменение угловой координаты (рис. 1.7, а).

Радиально-круговая развертка используется главным образом в индикаторах кругового обзора для одновременного определения дальности и азимута цели. В этом случае вращение линии развертки синхронизируется с поворотом антенны по азимуту.

За один оборот антенны линия развертки образует на экране круг. Электронный луч, перемещающийся вдоль линии развертки, последовательно обегает все точки поверхности экрана в пределах этого круга.

При прямоугольной растровой развертке (рис. 1.8, а) положение цели на экране индикатора определяется в прямоугольной системе координат.

Развертка дальности создается за счет движения луча по прямой от одного края экрана к другому, как при линейной развертке. Однако положение линии развертки дальности (строки) не остается неизменным. Строка непрерывно смещается параллельно самой себе в соответствии с изменением азимута или угла места.

Площадь экрана, которую обегает луч последовательно строка за строкой, имеет прямоугольную форму.

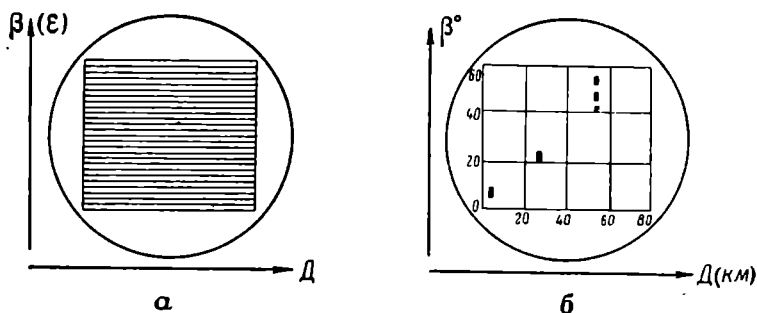


Рис. 1.8. Прямоугольная растровая развертка:

а — вид развертки; б — изображение на экране индикатора типа азимут — дальность

Растровая развертка может использоваться не только в индикаторах дальность — азимут и дальность — угол места, но и в индикаторах азимут — угол места. В этом случае перемещение луча в одном направлении связывается с поворотом характеристики направленности антенны по азимуту, а перемещение луча в перпендикулярном направлении — с поворотом характеристики направленности по углу места.

Для разверток двумерных индикаторов невозможно применение амплитудной отметки цели, так как она будет замазана при дальнейшем перемещении луча, последовательно обходящего все точки поверхности экрана (в пределах развертки). Поэтому при радиально-круговой и растровой развертках используется яркостная отметка цели. Нормальная яркость линии развертки делается небольшой. При наличии отраженного сигнала резко повышается яркость в точках экрана, соответствующих координатам облучаемой цели.

На рис. 1.7, б изображен вид экрана индикатора кругового обзора. На экране отражен в некотором масштабе план местности. Точка стояния станции соответствует центру экрана. Сплошной засвет отдельных участков экрана вблизи центра происходит за счет отражения от местных предметов. Отраженные от воздушных

целей сигналы наблюдаются на экране в виде узких дужек. Для удобства определения координат цели введены светящиеся масштабные отметки дальности и азимута. Масштабные отметки дальности имеют вид концентрических окружностей, азимута — радиальных прямых.

На рис. 1.8, б изображен вид экрана индикатора типа азимут—дальность. На экране наблюдаются сигналы, отраженные от воздушных целей в просматриваемом секторе шириной  $60^\circ$ . Светящиеся масштабные отметки азимута изображаются в виде горизонтальных прямых, отметки дальности — в виде вертикальных.

## § 2. МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ

### 1. Методы определения дальности в станциях с непрерывным излучением

Допустим, передатчик радиолокационной станции непрерывно генерирует синусоидальные колебания, а отражающий объект неподвижен. Отраженный сигнал будет иметь в этом случае ту же частоту, что и сигнал, посланный передатчиком, но будет отличаться от него амплитудой и фазой.

Судить по амплитуде отраженного сигнала о расстоянии до объекта невозможно, так как она зависит и от величины и от характера отражающего объекта. Фаза же отраженного сигнала зависит непосредственно от расстояния до объекта.

Если напряжение, генерируемое передатчиком, изменяется по закону

$$u_r = U_{rm} \sin \omega t,$$

то напряжение отраженного сигнала на входе приемника будет

$$u_{отр} = U_{отр m} \sin \omega (t - t_0) = U_{отр m} \sin (\omega t - \varphi),$$

где  $t_0$  — время запаздывания отраженного сигнала за счет распространения электромагнитной энергии до цели и обратно.

Поскольку  $t_0 = \frac{2D}{v_0}$ , фазовый сдвиг между прямым и отраженным сигналами

$$\varphi = \omega t_0 = \frac{\omega 2D}{v_0} = \frac{4\pi f D}{v_0}.$$

Учитывая, что  $\frac{v_0}{f} = \lambda$ , находим окончательно

$$\varphi = \frac{4\pi f D}{v_0} = \frac{4\pi D}{\lambda}. \quad (1.3)$$

Чем дальше находится цель, тем больше получается фазовый сдвиг  $\varphi$  между отраженным сигналом и сигналом, генерируемым передатчиком, в момент возвращения отраженного сигнала.

Дальность до объекта из выражения (1.3) будет

$$D = \frac{\lambda}{4\pi} \varphi = \frac{v_0}{2\omega} \varphi. \quad (1.4)$$

Для определения фазового сдвига  $\varphi$  в качестве индикатора РЛС используется фазометр, градуированный в единицах дальности. К фазометру подводятся одновременно колебания от передатчика (через аттенюатор) и с выхода приемника.

Методы определения дальности, основанные на измерении фазового сдвига между излучаемым и отраженным сигналами, называются фазометрическими. Первые фазометрические методы измерения расстояния были предложены и разработаны академиками Л. И. Мендельштамом и Н. Д. Папалекси. Эти методы нашли применение в авиационных радионавигационных системах большого радиуса действия.

Ранее предполагалось, что отражающий объект неподвижен. Между тем от радиолокационной станции требуется, как правило, определение координат движущегося объекта. При изменении расстояния до объекта величина фазового сдвига изменяется. Если цель приближается к станции или удаляется от нее с постоянной скоростью, т. е. постоянна радиальная составляющая скорости движения цели  $v_r$ , то с постоянной скоростью будет изменяться и величина фазового сдвига  $\varphi$ . Это равносильно неравенству частоты излучаемого и отраженного сигналов.

Если рассматривать радиолокационную станцию как наблюдательный пункт, а отражающий объект как источник колебаний (вторичный излучатель), то частота колебаний, воспринимаемых на наблюдательном пункте, изменяется при перемещении относительно него источника колебаний.

Подобный эффект был впервые описан для звуковых колебаний австрийским физиком Х. Допплером и получил название эффекта Допплера. Этим объясняется, например, кажущееся повышение тона гудка паровоза при приближении его к наблюдателю и понижение тона при удалении.

В 1900 г. выдающийся русский физик и астроном А. А. Белопольский доказал экспериментально, что аналогичное явление наблюдается и для электромагнитных колебаний. В радиолокации эффект Допплера широко используется для разделения сигналов от движущихся и неподвижных целей (см. § 14).

Рассмотрим, как с изменением расстояния до объекта меняется сдвиг фаз, а следовательно, и разность частот между излучаемым и отраженным сигналами.

Допустим, передатчик радиолокационной станции генерирует незатухающие колебания на частоте  $f_r$ . Если дальность объекта не меняется (радиальная составляющая скорости равна нулю), то за 1 сек к объекту приходит такое же число колебаний, какое излучается антенной передатчика. При отражении от объекта ча-

стота колебаний сохраняется неизменной. Поэтому отраженный сигнал имеет частоту, равную частоте передатчика.

Если же дальность цели меняется, то число колебаний электромагнитной энергии, попадающих на объект за 1 сек, не равно числу колебаний, излучаемых за 1 сек антенной передатчика. Если, например, цель приближается, то за 1 сек на нее попадает не только

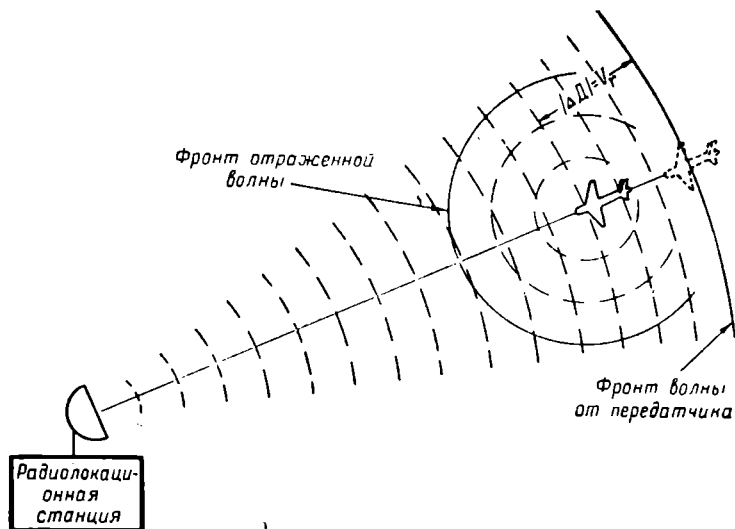


Рис. 1.9. Отражение колебаний от движущегося объекта

число колебаний  $f_r$ , но и некоторое дополнительное число колебаний  $\Delta f$ , равное числу длин волн, укладываемых на расстоянии, на которое успела приблизиться цель за 1 сек (рис. 1.9). Поскольку это расстояние  $\Delta D$  численно равно радиальной составляющей скорости цели  $v_r$ ,

$$\Delta f = \frac{v_r}{\lambda} = \frac{v_r}{\frac{v_0}{f_r}} = \frac{v_r}{v_0} f_r,$$

где  $v_0$  — скорость распространения электромагнитных колебаний в воздухе.

Частота колебаний, попадающих на объект, равна

$$f_1 = f_r + \Delta f.$$

Частота отраженных от движущегося объекта колебаний при их возвращении к приемнику радиолокационной станции также дополнительно повышается на величину  $\Delta f$  из-за продолжающегося приближения цели к станции.



Таким образом, частота  $f_2$  сигнала, отраженного от движущегося объекта, отличается от частоты, излучаемой передатчиком, на величину  $F_d$ , называемую частотой Допплера.

$$F_d = f_2 - f_r = 2\Delta f = 2 \frac{v_r}{v_0} f_r = 2 \frac{v_r}{\lambda}. \quad (1.5)$$

Из формулы видно, что доплеровская частота  $F_d$  тем выше, чем больше радиальная составляющая скорости перемещения объекта и чем короче рабочая волна станции. Таким образом, по изменению частоты принимаемого сигнала можно судить о радиальной составляющей скорости цели.

На рис. 1.10 изображена блок-схема РЛС с когерентным методом непрерывного излучения. Передатчик станции непрерывно генерирует синусоидальные колебания частоты  $f_r$ . Приемная антенна улавливает как отраженный от цели сигнал частоты  $f_2$ , так и прямой сигнал передатчика частоты  $f_r$ . В смесителе приемника в результате биений возникает доплеровская частота  $F_d = f_2 - f_r$ .

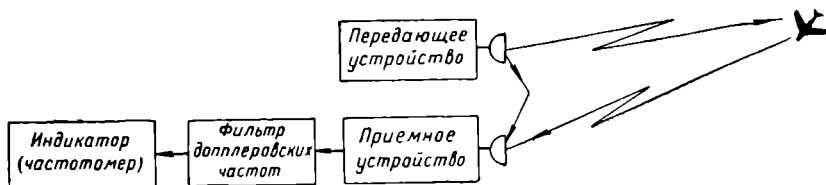


Рис. 1.10. Блок-схема РЛС с когерентным методом непрерывного излучения

На выходе приемника включен фильтр низких частот, рассчитанный на заданные значения доплеровских частот при возможных значениях радиальной скорости цели. Индикатором станции служит стрелочный частотомер, градуированный непосредственно в единицах скорости (радиальной).

Когерентный метод непрерывного излучения применяется в радиовзрывателях, в радиолокаторах обнаружения низколетящих целей и в измерителях скоростей самолетов, ракет, снарядов и мин. Радиолокаторы, использующие данный метод, могут применяться и в качестве «часовых», обнаруживающих движение даже такой цели, как ползуний в густом кустарнике или движущийся в условиях города человек.

В тех случаях, когда помимо радиальной составляющей скорости, требуется измерить дальность цели, приходится усложнять схему станции. Измерение дальности оказывается возможным при излучении колебаний одновременно на двух близких частотах:  $f_r$  и  $f_r$  (так называемый двухчастотный вариант). Дальность цели определяется в этом случае по формуле

$$D = \frac{v_0}{2\pi (f_r - f_r)} \Delta\varphi,$$

где  $\Delta\varphi$  — разность фаз колебаний доплеровских частот, образующихся за счет частот  $f_{\Gamma}$  и  $f'_{\Gamma}$ .

Двухчастотный вариант станции применяется сравнительно редко.

Выше отмечалось, что определение дальности сводится в конечном счете к измерению интервалов времени между моментом прихода отраженного от цели колебания и моментом излучения этого колебания передатчиком. Для точного измерения дальности необходимо возможно точнее зафиксировать эти два момента времени. В станциях с непрерывным излучением прямой и отраженный сигналы присутствуют на входе приемника одновременно, и

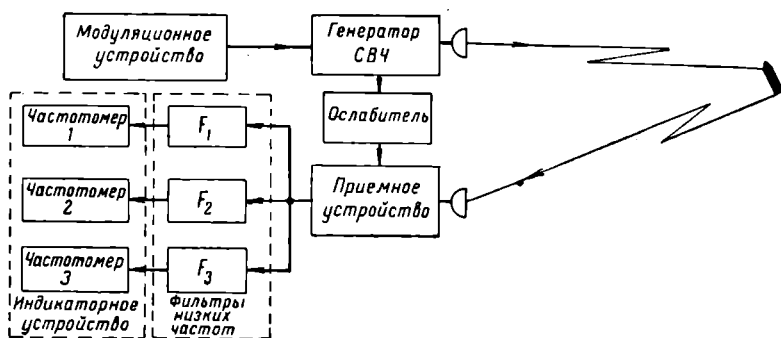


Рис. 1.11. Блок-схема РЛС с частотной модуляцией

разделение их во времени невозможно. Поэтому необходимо, чтобы каждое из следующих друг за другом электрических колебаний имело отличительные особенности. Тогда при возвращении отраженного колебания к приемнику станции можно установить, когда именно это колебание было излучено передающей антенной. Следовательно, передатчик должен генерировать не чисто синусоидальные незатухающие колебания, а колебания высокой частоты, модулированные по какому-либо периодическому закону.

Принципиально возможно применение радиолокационных станций как с частотной и с фазовой, так и с амплитудной модуляцией. Практически используется как частотная, так и фазовая модуляция. Амплитудная модуляция применяется в РЛС обычно в виде импульсной амплитудной модуляции.

На рис. 1.11 изображена упрощенная блок-схема РЛС с частотной модуляцией. Модулятор осуществляет частотную модуляцию генератора СВЧ. В результате происходит непрерывное сравнительно медленное изменение частоты генерируемых высокочастотных колебаний. К приемной антенне поступают как сигналы, отраженные от цели, так и прямые сигналы передатчика, подводимые через ослабитель,

Отраженные сигналы повторяют закон изменения частоты излучаемых колебаний со сдвигом во времени:

$$t_0 = \frac{2D}{v_0}.$$

Допустим, частота передатчика изменяется по линейному закону, периодически нарастая и спадая от минимального значения  $f_{\text{мин}}$  до максимального  $f_{\text{макс}}$  (рис. 1.12). Чем дальше находится цель, тем сильнее успеет измениться частота передатчика за время распространения электромагнитной энергии до цели и обратно. Разность между частотой колебаний, генерируемых передатчиком,

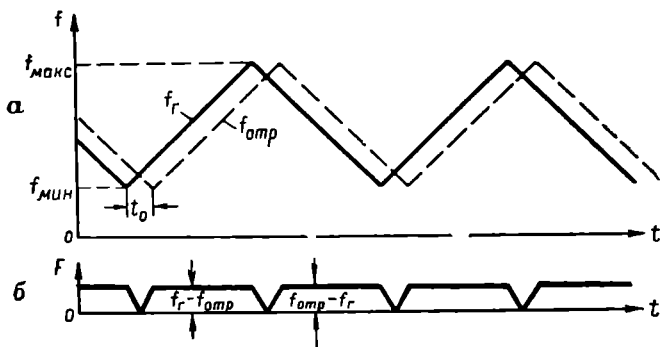


Рис. 1.12. Изменение частоты сигналов в РЛС с частотной модуляцией

$f_r$  и частотой колебаний, отраженных от цели,  $f_{\text{отр}}$  будет прямо пропорциональна дальности цели. Определение дальности сводится, таким образом, к измерению разности частот  $f_r - f_{\text{отр}}$ . Для измерения этой разности колебания частот  $f_r$  и  $f_{\text{отр}}$  подводят к общему детектору и измеряют возникающую частоту биений  $F = |f_r - f_{\text{отр}}|$ .

Частоту биений обычно измеряют стрелочным частотомером. Стрелочный частотомер, являющийся в данном случае индикатором дальности, градуируется непосредственно в единицах дальности.

При наличии сигналов, отраженных от двух целей, находящихся на различных дальностях, возникают две частоты биений. Более высокая из них соответствует более удаленной цели. Для отдельной индикации двух и более целей необходимо разделять частоты биений  $F$ , создаваемые отраженными сигналами целей, находящихся на разных дальностях. Для этого на выходе приемника включают узкополосные фильтры. Ширина полосы пропускания фильтра будет определять разрешающую способность станции по дальности.

Метод частотной модуляции удобен для измерения дальности неподвижных или медленно движущихся целей. Если же цель об-

ладает значительной радиальной составляющей скорости, то возникает дополнительная составляющая частоты биений за счет эффекта Доплера, искажающая результаты измерений.

Основные достоинства метода следующие:

— возможность измерения малых расстояний (нет мертвой воронки по дальности, неизбежной у импульсных РЛС);

— высокая точность измерения дальности;

— небольшой вес и габариты аппаратуры, делающие ее удобной для размещения на самолетах, в ранцах и т. п.

Частотная модуляция широко применяется в самолетных радиовысотомерах малых высот.

## 2. Определение дальности в станциях с импульсным методом работы

В подавляющем большинстве радиолокационных станций применяется импульсная амплитудная модуляция передатчика. При такой модуляции передатчик генерирует колебания в виде кратковременных серий (радиоимпульсов), за которыми следуют сравнительно длительные перерывы (паузы). Длительность импульсов составляет десятые доли и единицы микросекунд, а паузы между ними продолжаются сотни и тысячи микросекунд.

Импульсный метод определения расстояния был впервые предложен в 1926 г. М. А. Бонч-Бруевичем и А. Н. Шукиным для измерения высоты отражающих слоев атмосферы (ионосферы). Ими же в 1932 г. была построена первая построенная первая ионосферная станция, использующая импульсный метод работы.

Блок-схема радиолокационной станции, работающей импульсным методом, изображена на рис. 1.13. На схеме показаны лишь те элементы, которые необходимы для понимания метода определения дальности. Графики, поясняющие импульсный метод, приведены на рис. 1.14.

Модулятор передатчика запускается кратковременными остроконечными импульсами  $u_n$ , генерируемыми специальным блоком станции — синхронизатором. Под влиянием пусковых импульсов в модуляторе формируются видеоимпульсы прямоугольной формы большой мощности  $u_m$ . В настоящее время применяется преимущественно импульсная анодная модуляция. В этом случае вырабатываемые модулятором видеоимпульсы используются в качестве высокого (анодного) напряжения, подводимого к лампе генератора СВЧ на короткий промежуток времени. Длительностью видеоимпульса модулятора определяется длительность радиоимпульса  $u_r$  на выходе генератора СВЧ.

Колебания высокой частоты от генератора СВЧ поступают по фидеру или волноводу через антенный переключатель в антенну. Антенный переключатель делает возможной совместную работу

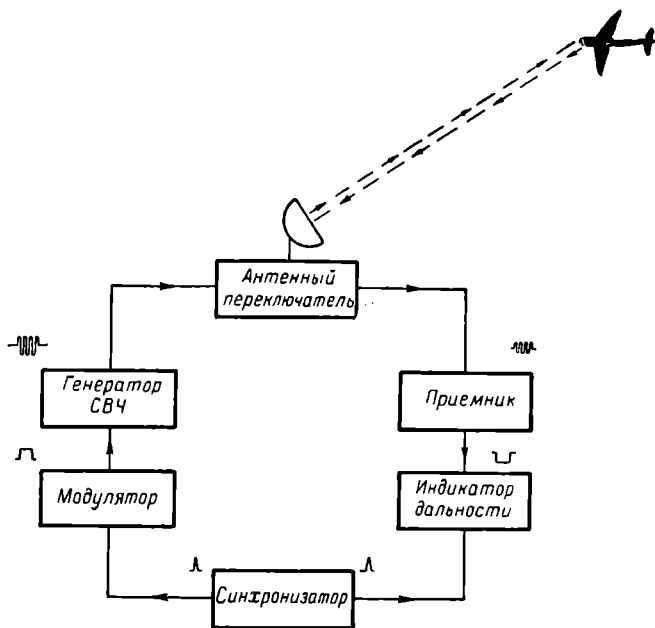


Рис. 1.13. Блок-схема РЛС с импульсным методом работы

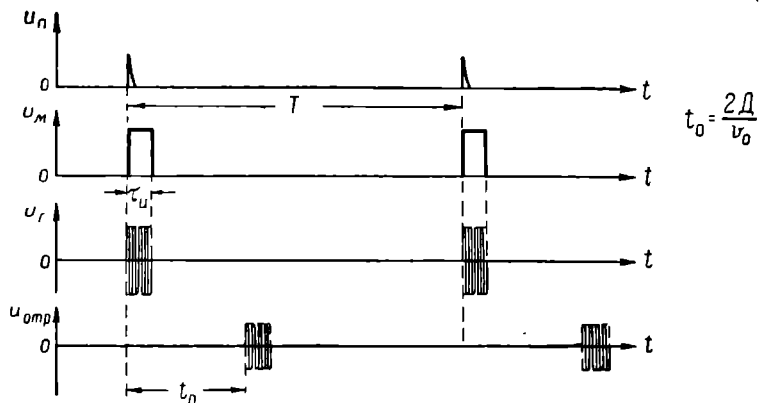


Рис. 1.14. Графики, поясняющие импульсный метод работы радиолокационной станции

передатчика и приемника на одну общую антенну. На время генерации импульса он подключает антенну к выходу передатчика и блокирует вход приемника, а на все остальное время подключает антенну к входу приемника и отсоединяет ее от передатчика.

Отраженные от цели импульсы  $u_{отр}$  поступают из антенны через антенный переключатель в приемник. В приемнике они усиливаются, детектируются и с его выхода подаются на индикатор.

Определение дальности в станции с импульсным методом работы сводится к измерению интервала времени  $t_0$  между моментом посылки прямого импульса и моментом прихода отраженного от цели импульса.

Для точного определения дальности необходимо измерить этот интервал времени с высокой точностью. Так, при точности измерения дальности  $\Delta D = 15$  м точность измерения интервала времени  $\Delta t_0$  согласно формуле (1.2) должна быть

$$\Delta t_0 = \frac{\Delta D}{0,15} = \frac{0,015}{0,15} = 0,1 \text{ мксек.}$$

Измеряемые интервалы времени  $t_0$  составляют десятки и сотни микросекунд.

Для точного измерения малых интервалов времени требуются приборы с весьма малой инерционностью. Поэтому в индикаторах дальности в качестве измерительных приборов используются электронно-лучевые трубки. В ряде случаев для повышения точности определения дальности прибегают к генерированию дополнительных эталонированных напряжений, т. е. напряжений, закон изменения которых во времени строго стабилен.

Сущность измерения дальности (времени) при помощи электронно-лучевой трубки можно пояснить на примере использования простейшей линейной развертки. При линейной развертке в трубке с электростатическим управлением электронный луч под действием напряжения развертки периодически перемещается с постоянной скоростью по прямой, допустим, слева направо; в этом случае линия развертки имеет вид горизонтальной прямой с началом у левого края экрана.

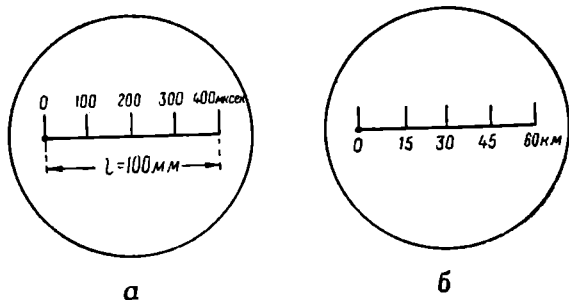
Напряжение развертки вырабатывается специальным генератором развертки, который запускается тем же импульсом синхронизатора, что и модулятор передатчика. Поэтому движение луча по экрану начинается каждый раз в момент посылки прямого импульса.

При использовании амплитудной отметки цели отраженный сигнал, поступающий со входа приемника, вызывает отклонение луча в перпендикулярном направлении. Таким образом, отраженный сигнал можно видеть на экране трубки.

Чем дальше находится цель, тем больше времени проходит до момента появления отраженного импульса и дальше вправо успевает переместиться луч вдоль линии развертки. Очевидно, каждой

точке линии развертки соответствует определенный момент прихода отраженного сигнала и, следовательно, появление отметки цели, находящейся на определенной дальности.

Допустим, луч перемещается по экрану трубки со скоростью  $v = 0,25 \text{ мм/мксек}$ . Тогда линию развертки длиной  $l = 100 \text{ мм}$  можно проградуировать во времени так, как это показано на рис. 1.15, а. Если отраженный сигнал приходит в момент прохождения лучом середины экрана, значит прошло  $200 \text{ мксек}$  с начала движения луча. Дальность цели при этом равна  $30 \text{ км}$ . Если импульс от цели виден правее центра экрана, значит дальность превышает  $30 \text{ км}$ , если он левее центра — дальность меньше  $30 \text{ км}$ . Нетрудно проградуировать линию развертки непосредственно в единицах дальности (рис. 1.15, б).



**Рис. 1.15.** Линейная временная развертка:  
а — градуированная в единицах времени; б — градуированная в единицах дальности

Основное достоинство радиолокационных станций с импульсным методом работы состоит в удобстве визуального наблюдения цели в виде отметки на экране электронно-лучевой трубки. При этом можно видеть не одну, а все цели, одновременно облучаемые передающей антенной. При использовании трубок с большой длительностью послесвечения возможно одновременное наблюдение за всеми целями, находящимися в пределах действия станции.

В противоположность этому при частотной модуляции передатчика нет наглядности изображения положения цели в пространстве, так как дальность определяется при помощи стрелочного прибора. Одновременное определение дальности нескольких целей возможно только за счет значительного усложнения схемы.

К достоинствам импульсного метода относится также попеременная работа передатчика и приемника станции. Благодаря этому можно сближать передатчик и приемник на любое расстояние без опасности нарушить прием отраженных сигналов (практически оба блока располагаются в одной кабине) и использовать одну общую антенну для передачи и для приема. Это дает не

только конструктивный выигрыш, но и повышает точность определения угловых координат, так как исключаются неточности взаимного ориентирования передающей и приемной антенн.

Основные недостатки импульсного метода работы следующие:

— на экране индикатора наблюдаются сигналы, отраженные от всех объектов, как движущихся, так и неподвижных; сигналы от местных предметов создают фон, затрудняющий наблюдение за движущимися целями;

— необходимость неискаженного усиления импульсов вынуждает расширять полосу пропускания приемника; этим ухудшается помехоустойчивость и снижается дальность действия радиолокационной станции.

## § 3. ПАРАМЕТРЫ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

### 1. Тактические и технические параметры станции

Возможности боевого использования радиолокационной станции определяются ее тактическими параметрами, которые в свою очередь зависят непосредственно от технических параметров. Эти зависимости в общем случае весьма сложны. Ниже приведены лишь наиболее простые соображения, позволяющие качественно определить некоторые из них. При этом предполагается, что станция работает импульсным методом.

Основные **тактические** параметры радиолокационной станции следующие:

— максимальная дальность действия  $D_{\text{макс}}$ ;

— точность определения дальности  $\Delta D$ ;

— разрешающая способность по дальности  $\Delta D_p$ ;

— точность определения угловых координат: азимута  $\Delta \beta$  и угла места  $\Delta \epsilon$ ;

— разрешающая способность по угловым координатам: по азимуту  $\Delta \beta_p$  и по углу места  $\Delta \epsilon_p$ ;

— помехоустойчивость.

В ряде случаев к основным тактическим параметрам относят также минимальную дальность действия (радиус «мертвой» зоны — воронки вокруг станции), пределы работы по угловым координатам (главным образом по углу места) и другие.

К основным **техническим** параметрам радиолокационной станции относятся:

— рабочая длина волны  $\lambda$ ;

— длительность импульса  $\tau_{\text{и}}$ ;

— частота повторения импульсов  $F_{\text{п}}$ ;

— максимальная мощность в импульсе  $P_{\text{макс}}$ ;

— чувствительность  $P_{\text{с. мин}}$  и полоса пропускания  $2\Delta f$  приемного устройства;

— тип индикатора и масштаб развертки;



— углы раствора луча антенны в горизонтальной  $\varphi$  и вертикальной  $\theta$  плоскостях, коэффициент направленного действия антенны  $G$ .

Рассмотрим связь между этими двумя группами параметров.

**Максимальной дальностью действия** называется наибольшее расстояние, на котором еще можно видеть цель на экране индикатора станции. Зависимость  $D_{\text{макс}}$  от технических параметров станции будет рассмотрена ниже.

**Точность определения дальности** обычно характеризуется средней ошибкой в определении дальности. Она зависит от крутизны фронта ограженного импульса и способа отсчета дальности, а также от типа индикатора и масштаба развертки. Чтобы повысить крутизну фронта, необходимо уменьшить его длительность. Длительность фронта реального импульса прямоугольной формы составляет 5—20% длительности самого импульса. Следовательно, для точного определения дальности необходимо, чтобы передатчик генерировал импульсы минимальной длительности. Крутизна фронта отраженного сигнала на выходе приемника зависит от полосы пропускания приемника  $2\Delta f$ . Поэтому в станциях с более высокой точностью определения дальности берется большая ширина полосы пропускания приемника.

Для станций разных типов требования к точности определения дальности различны. У станций наведения орудий (у артиллерийских РЛС)  $\Delta D = 10 \div 20$  м. У станций радиообнаружения (РО), разведки и целеуказания (СРЦ)  $\Delta D = 100 \div 1000$  м.

**Разрешающая способность по дальности** характеризует возможность раздельной индикации сигналов от двух целей, находящихся в одном и том же направлении, но на разных дальностях. Она численно равна наименьшему расстоянию в пространстве между двумя целями, находящимися под одинаковыми азимутами и углами места, при котором эти цели могут наблюдаться (или сопровождаться) раздельно. Чем выше разрешающая способность (меньше ее численное значение), тем надежнее может сопровождать радиолокационная станция выбранную цель при наличии других целей, находящихся поблизости.

При ручном сопровождении разрешающая способность зависит от длительности импульса, а также от типа и масштаба развертки. Из рис. 1.16 видно, что импульсы, отраженные от двух целей, сближаются на линии развертки вплотную в том случае, когда сигналы, отраженные от этих целей, приходят с интервалом  $\Delta t_0$ , равным длительности импульса, т. е. когда  $\Delta t_0 = \tau_{\text{и}}$ .

На основании формулы (1.1)

$$\Delta D_p = \frac{\tau_{\text{и}} v_0}{2}. \quad (1.6)$$

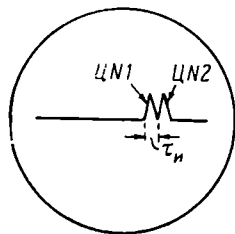


Рис. 1.16. К разрешающей способности по дальности

Так, при  $\tau_{и}=1$  мксек  $\Delta D_p=150$  м, а при  $\tau_{и}=0,4$  мксек  $\Delta D_p=60$  м.

В случае автоматического сопровождения по дальности разрешающая способность  $\Delta D_p$  определяется длительностью селекторного импульса, что приводит к ее понижению по сравнению с величиной, полученной из формулы (1.6), в полтора—три раза.

Для получения высокой разрешающей способности по дальности необходимо применять импульсы минимальной длительности.

Исходя главным образом из требований получения высокой разрешающей способности  $\Delta D_p$ , а также большой точности определения дальности, длительность импульса у ряда зарубежных артиллерийских станций берут обычно равной  $\tau_{и}=0,25 \div 1$  мксек, а у станций РО  $\tau_{и}=1 \div 10$  мксек.

Зависимость  $\Delta D_p$  от типа и масштаба развертки объясняется тем, что ими обусловлена точность, с которой можно визуально определить по экрану индикатора наличие двух отдельных отметок при сближении целей.

**Точность определения угловых координат** характеризуется средним значением ошибки в определении угловых координат. Она зависит от угла раствора луча антенны в данной плоскости и от метода определения угловых координат.

От артиллерийских станций требуется высокая точность определения как азимута, так и угла места. Обычно  $\Delta\beta=\Delta\varepsilon=0,01 \div 0,02$  д. у. ( $0,06-0,12^\circ$ ). Для получения такой точности используется характеристика излучения антенны сигарообразной формы—узкая в обеих плоскостях. Угол раствора луча антенны составляет  $3-5^\circ$ .

У станций радиообнаружения азимут определяется с точностью  $\Delta\beta=1 \div 2^\circ$ , а угол места, как правило, с меньшей точностью. Характеристика излучения антенны берется узкая в горизонтальной и широкая в вертикальной плоскости.

Методы определения угловых координат рассмотрены в § 9.

**Разрешающая способность по азимуту** численно равна наименьшему углу в горизонтальной плоскости между двумя целями, находящимися на одинаковой дальности и под одинаковыми углами места, при котором эти цели можно наблюдать (или сопровождать) раздельно.

**Разрешающая способность по углу места** численно равна наименьшему углу в вертикальной плоскости между двумя целями, находящимися на одинаковой дальности и на одинаковых азимутах, при котором эти цели можно наблюдать (или сопровождать) раздельно.

Разрешающие способности по угловым координатам определяются углом раствора луча антенны в соответствующей плоскости. Чем уже луч антенны, тем выше разрешающие способности  $\Delta\beta_p$  и  $\Delta\varepsilon_p$ .

Требования большой точности определения угловых координат и высоких разрешающих способностей обязывают применять в радиолокационных станциях антенны с очень острой направленностью. Увеличение направленного действия при заданных размерах антенны достигается укорочением рабочей длины волны. Это является одной из причин общей тенденции к применению в радиолокационных станциях как можно более коротких волн.

Вместе с тем сужение луча антенны затрудняет работу станции при поиске цели. Поэтому в станциях целеуказания и разведки, где требуются меньшие точности и разрешающие способности по угловым координатам, нецелесообразно применять антенны с очень узкими характеристиками излучения.

**Помехоустойчивостью** (или помехозащищенностью) называется способность радиолокационной станции выполнять свои функции при воздействии внешних помех. Виды помех и основные технические методы повышения помехоустойчивости рассматриваются в конце параграфа (п. 4).

## 2. Максимальная дальность действия радиолокационной станции в свободном пространстве

Рассмотрим зависимость максимальной дальности действия радиолокационной станции  $D_{\text{макс}}$  от ее технических параметров. При этом вначале не будем учитывать влияния земли и атмосферы, т. е. будем полагать, что станция находится в свободном пространстве.

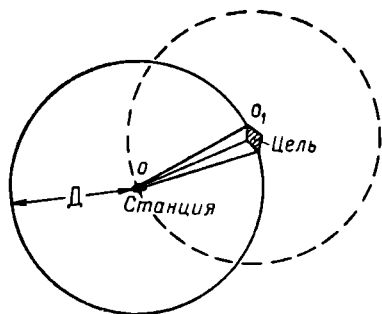


Рис. 1.17. Построение для вывода формулы максимальной дальности действия радиолокационной станции

Допустим, передающее устройство, расположенное в точке  $O$  (рис. 1.17), излучает максимальную мощность в импульсе  $P_{\text{макс}}$ . При ненаправленной передающей антенне плотность потока мощности на расстоянии  $D$  от станции можно найти, разделив излучаемую мощность на поверхность сферы, равную  $4\pi D^2$ .

Для направленной антенны плотность потока мощности в направлении максимального излучения в  $G$  раз больше ( $G$  — коэффициент направленного действия передающей антенны по мощности, или выигрыш антенны). Следовательно, плотность потока мощности в направлении максимального излучения равна

$$\frac{P_{\text{макс}}}{4\pi D^2} G.$$

Если в направлении максимального излучения антенны находится цель с эффективной отражающей поверхностью  $S_e$ , то отраженная от цели мощность получается равной

$$P_{\text{отр}} = \frac{P_{\text{макс}} G}{4\pi D^2} S_e \quad (1.7)$$

Под эффективной отражающей поверхностью цели понимают такую поверхность, которая при равномерном рассеивании энергии по всем направлениям дает такую же интенсивность отраженного сигнала в месте приема, как и реальная цель.

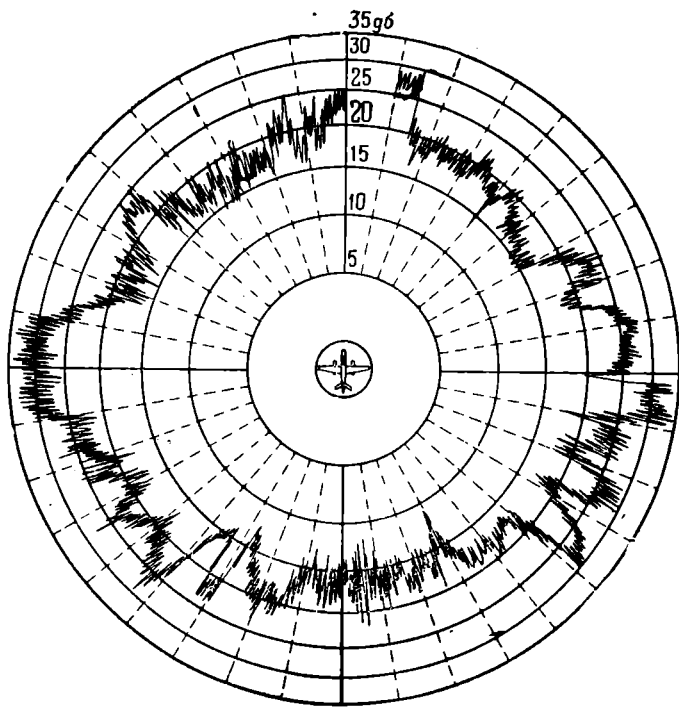


Рис. 1.18. Типовая диаграмма направленности самолета

Реально энергия рассеивается целью в различных направлениях по-разному. Характеристика вторичного излучения самолета зависит от его конструкции и представляет собой сложную комбинацию лепестков (рис. 1.18). При небольших изменениях положения самолета относительно станции величина отраженного сигнала меняется в больших пределах (в сотни и тысячи раз) и учесть направленность вторичного излучения невозможно. Поэтому направленностью вторичного излучения обычно пренебрегают.

Плотность потока отраженной мощности на расстоянии  $D$  от станции можно получить, разделив величину полной отраженной мощности из формулы (1.7) на поверхность сферы радиусом  $D$ . Таким образом, на единицу площади приемной антенны станции приходится мощность

$$\frac{P_{\text{макс}} G S_e}{4\pi D^2 \cdot 4\pi D^2}.$$

Обозначим эффективную площадь приемной антенны через  $S_A$  (под эффективной площадью антенны понимают площадь идеальной синфазной поверхности в плоскости раскрыва антенны, которая обеспечивает такие же излучения и прием, как и реальная антенна).

Полная величина мощности отраженного сигнала, принятая антенной радиолокационной станции, будет равна

$$P_c = \frac{P_{\text{макс}} G S_e S_A}{(4\pi D^2)^2}. \quad (1.8)$$

Выражение (1.8) иногда называют основным уравнением радиолокации. Оно показывает зависимость мощности отраженного сигнала от параметра станции, характера цели и ее дальности.

Из этого уравнения видно, что цели с большей эффективной отражающей поверхностью дают большую амплитуду отраженного сигнала. Действительно, импульсы, получающиеся при отражении от бомбардировщиков, превышают импульсы от истребителей.

Экспериментально установлено, что для истребителей величина  $S_e$  составляет единицы и десятки, а для бомбардировщиков — десятки и сотни квадратных метров. Вместе с тем эффективная отражающая поверхность зависит от курса самолета. Поэтому при эволюциях самолета, когда его положение относительно станции быстро меняется, происходят заметные колебания величины отраженного сигнала.

Из основного уравнения радиолокации следует также, что мощность отраженного сигнала убывает пропорционально четвертой степени дальности.

Очевидно, не при любой дальности цели мощность отраженного сигнала достаточна для того, чтобы различить на экране индикатора отраженный импульс на фоне шумов.

Обозначим через  $P_{c,\text{мин}}$  то минимальное значение мощности сигнала, улавливаемого антенной, при котором импульс еще может быть обнаружен на фоне шумов приемника. Из определения следует, что  $P_{c,\text{мин}}$  — это реальная чувствительность приемника.

Очевидно, что то расстояние до цели, при котором мощность отраженного сигнала  $P_c$  упадет до значения  $P_{c,\text{мин}}$ , и будет максимальной дальностью действия станции. При большей дальности цели мощность  $P_c < P_{c,\text{мин}}$ , а отраженный импульс на экране индикатора будет неразличим в шумах.

Подставив в формулу (1.8) значения  $P_{с.мин}$  и  $D_{макс}$ , получим

$$P_{с.мин} = \frac{P_{макс} G S_e S_A}{(4\pi D_{макс}^2)^2}.$$

Отсюда максимальная дальность действия радиолокационной станции

$$D_{макс} = \sqrt[4]{\frac{P_{макс} G S_e S_A}{16\pi^2 P_{с.мин}}}. \quad (1.9)$$

Из выражения (1.9) следует, что максимальная дальность действия радиолокационной станции  $D_{макс}$  растет прямо пропорционально корню четвертой степени из максимальной импульсной мощности  $P_{макс}$ , коэффициента направленного действия передающей антенны  $G$ , эффективной площади приемной антенны  $S_A$  и эффективной отражающей поверхности цели  $S_e$ . Кроме того, дальность  $D_{макс}$  тем больше, чем выше чувствительность приемника.

Изменение каждого из этих параметров влияет на величину максимальной дальности действия не очень значительно, так как все сомножители находятся под корнем четвертой степени. Так, увеличение мощности  $P_{макс}$  с 500 до 1000 *квт*, т. е. в два раза, при-

водит к увеличению дальности  $D_{макс}$  всего в  $\sqrt[4]{2} = 1,19$  раза, или примерно на 20%. Такой же результат дает повышение чувствительности приемника, например с 6 до 3 *мкв*.

Чтобы увеличить максимальную дальность действия в два раза, необходимо повысить мощность передатчика в импульсе в  $2^4 = 16$  раз.

Из формулы (1.9) следует также, что более эффективным способом увеличения дальности является увеличение коэффициента направленного действия (КНД) антенны  $G$ . КНД антенны связан с ее эффективной площадью соотношением

$$G = 4\pi \frac{S_A}{\lambda^2}. \quad (1.10)$$

При неизменной длине волны  $\lambda$  увеличение КНД достигается увеличением эффективной площади антенны  $S_A$ . Поскольку передача и прием ведутся на одну общую антенну,  $G$  и  $S_A$  в формуле (1.9) возрастают одновременно и, следовательно, дальность  $D_{макс}$  пропорциональна корню не четвертой, а второй степени из  $G$  (или  $S_A$ ).

Разные типы индикаторов характеризуются различным отношением уровня сигнала к уровню шумов  $\frac{P_c}{P_{ш}} = M_p$ , необходимым для индикации целей на экране. Это приводит к различным значениям реальной чувствительности  $P_{с.мин}$ . Следовательно, дальность  $D_{макс}$  зависит также от типа индикатора.

На максимальную дальность действия влияют не только параметры самой станции, но и свойства цели. Поэтому, указывая для

определенного типа станции значение  $D_{\text{макс}}$ , оговаривают, для какой именно цели (например, для какого типа самолета) дается это значение.

Для более точного суждения о влиянии технических параметров на максимальную дальность действия несколько преобразуем формулу (1.9).

На основании формулы (1.10) находящееся в числителе формулы (1.9) произведение  $GS_A$  равно

$$GS_A = \frac{4\pi S_A^2}{\lambda^2}. \quad (1.11)$$

Реальная чувствительность приемника  $P_{\text{с. мин}}$  зависит от коэффициента собственных шумов  $K_{\text{ш}}$  и коэффициента различимости  $\gamma_p$ . Коэффициент различимости  $\gamma_p$  показывает, во сколько раз мощность минимальных принимаемых сигналов должна быть больше мощности внутренних шумов приемника  $P_{\text{ш}}$ , приведенных ко входу радиоприемного устройства, чтобы обеспечить заданное превышение сигнала над шумами  $M_p$  в оконечном устройстве:

$$\gamma_p = \frac{P_{\text{с. мин}}}{P_{\text{ш}}}.$$

Мощность внутренних шумов приемника, приведенная к его входу, равна

$$P_{\text{ш}} = kT2\Delta fK_{\text{ш}},$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{вт} \cdot \text{град}}{\text{ц}}$  — постоянная Больцмана;

$T$  — абсолютная температура;

$2\Delta f$  — полоса пропускания приемника.

Отсюда чувствительность приемника

$$P_{\text{с. мин}} = P_{\text{ш}}\gamma_p = kT2\Delta fK_{\text{ш}}\gamma_p \quad (1.12)$$

Чем короче усиливаемый импульс, тем шире должна быть полоса пропускания приемника. Поэтому, чем короче импульс, используемый в станции, тем хуже получается реальная чувствительность приемника.

Для большинства импульсных приемников  $2\Delta f = \frac{2 \div 5}{\tau_n}$ , или в общем случае  $2\Delta f = \frac{\alpha}{\tau_n}$ , где  $\alpha = 2 \div 5$ .

Следовательно,

$$P_{\text{с. мин}} = \frac{\alpha k T K_{\text{ш}} \gamma_p}{\tau_n}. \quad (1.13)$$

Подставив выражения (1.10) и (1.13) в формулу (1.9), получим

$$D_{\text{макс}} = \sqrt[4]{\frac{(P_{\text{макс}} \tau_n) S_A^2 S_e}{4\pi \alpha k T K_{\text{ш}} \gamma_p \lambda^2}}. \quad (1.14)$$

Преобразованная таким образом формула для максимальной дальности действия станции позволяет сделать несколько дополнительных выводов.

Во-первых, величина  $D_{\text{макс}}$  зависит, строго говоря, не от максимальной мощности в импульсе  $P_{\text{макс}}$ , а от произведения  $P_{\text{макс}} \tau_{\text{и}}$ , т. е. от энергии в импульсе  $W_{\text{и}}$  (рис. 1.19). Если, например, увеличить максимальную мощность в импульсе  $P_{\text{макс}}$  за счет уменьшения длительности импульса  $\tau_{\text{и}}$ , то энергия в импульсе останется прежней и дальность  $D_{\text{макс}}$  не увеличится.

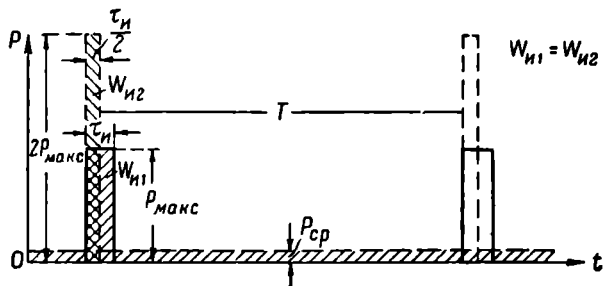


Рис. 1.19. Зависимость энергии в импульсе от максимальной мощности и длительности импульса

Следовательно, максимальная дальность действия радиолокационной станции зависит в конечном счете не от максимальной, а от средней мощности передатчика станции  $P_{\text{ср}}$ , так как

$$P_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{макс}} \tau_{\text{и}}}{T_{\text{п}}},$$

где  $T_{\text{п}}$  — период повторения импульсов (предполагается неизменным).

Поэтому станции с импульсным методом работы, позволяющим сосредоточить огромные мощности в импульсе при сравнительно невысокой средней мощности передатчика, не дают выигрыша в дальности действия по сравнению со станциями с непрерывным излучением при той же средней мощности. Объясняется это тем, что выигрыш в мощности  $P_{\text{макс}}$  при сокращении длительности импульса приводит к примерно такому же проигрышу в чувствительности приемника.

Во-вторых, из формулы (1.14) видно, что укорочение рабочей длины волны станции при сохранении тех же размеров антенны (ее эффективной площади) существенно влияет на увеличение дальности действия  $D_{\text{макс}}$ . При неизменных остальных параметрах величина  $D_{\text{макс}}$  пропорциональна  $\sqrt{\frac{1}{\lambda}}$ .

Так же сказывается на дальности действия станции увеличение эффективной площади антенны  $S_{\text{А}}$  при неизменной длине волны  $\lambda$ .



В обоих случаях максимальная дальность действия увеличивается вследствие повышения направленного действия антенны, т. е. увеличения концентрации энергии в направлении на цель.

В-третьих, из формулы видно, что для повышения  $D_{\text{макс}}$  необходимо иметь приемник с минимальным уровнем собственных шумов.

Наконец, видно и то обстоятельство, что максимальная дальность действия зависит от коэффициента различимости  $\gamma_p$ . Последний определяется в свою очередь способом обработки сигналов во всем приемном тракте до индикатора включительно. Совершенствование схемы приемного тракта позволяет приблизить ее к так называемому оптимальному фильтру, обеспечивающему минимальное значение коэффициента различимости. В ряде случаев коэффициент различимости  $\gamma_p$  может быть получен меньше единицы, т. е. могут наблюдаться сигналы, лежащие ниже уровня собственных шумов.

Максимальная дальность действия зависит в определенных пределах и от частоты повторения импульсов передатчиком станции, поскольку при этом может изменяться величина коэффициента различимости  $\gamma_p$ .

Чем выше частота повторения импульсов  $F_n$ , тем чаще приходит отраженный сигнал и, следовательно, тем чаще отметка цели возникает на экране трубки. Поэтому увеличение частоты повторения импульсов облегчает процесс индикации цели на экране трубки.

Повышение частоты  $F_n$  ограничивается тем, что период повторения импульсов, излучаемых передатчиком ( $T_n = \frac{1}{F_n}$ ), должен быть больше времени запаздывания сигнала, отраженного от самой дальней цели, иначе отраженный сигнал не успевает вернуться к окончанию прямого хода развертки.

Следовательно, должно выполняться неравенство

$$T_{\text{п. мин}} = \frac{1}{F_{\text{п. макс}}} > \frac{2D_{\text{макс}}}{v_0},$$

откуда

$$F_{\text{п. макс}} < \frac{v_0}{2D_{\text{макс}}}. \quad (1.15)$$

Допустим, дальность  $D_{\text{макс}} = 100$  км, тогда

$$F_{\text{п. макс}} < \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10^2} = 1500 \text{ имп/сек.}$$

Из неравенства (1.15) следует, что у радиолокационных станций с большей дальностью действия частота повторения импульсов  $F_n$  должна быть меньше.

Большая дальность действия при меньшей частоте  $F_n$  достигается увеличением энергии в импульсе и повышением чувствительности приемника.

При данном значении максимальной импульсной мощности  $P_{\text{макс}}$  увеличение энергии в импульсе возможно лишь за счет увеличения его длительности  $\tau_{\text{и}}$ . Однако увеличение  $\tau_{\text{и}}$  ухудшает разрешающую способность станции по дальности. Преодоление этого противоречия достигается применением метода «сжатия импульсов» (рис. 1.20).

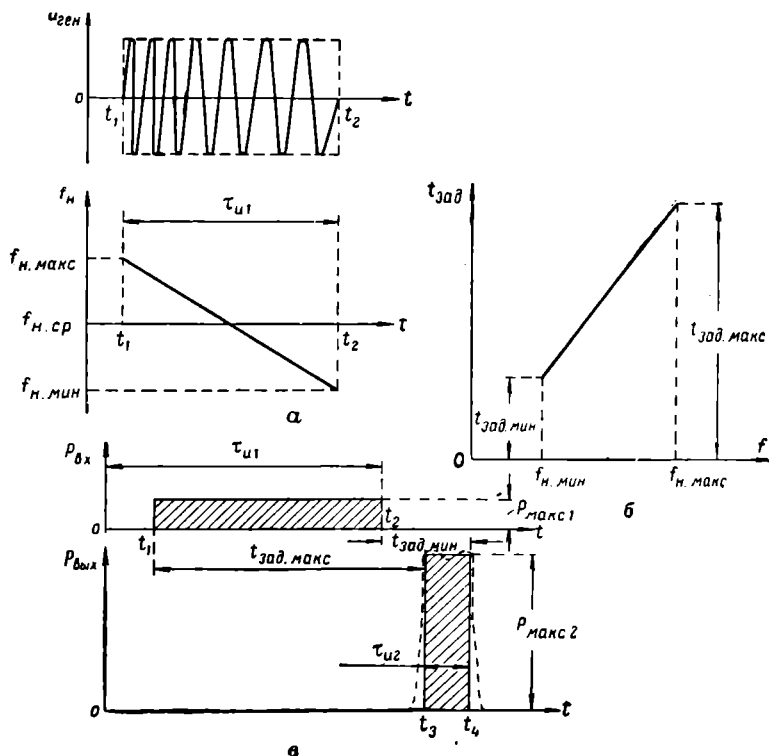


Рис. 1.20. Пояснение метода «сжатия импульсов»:

а — изменение частоты в импульсе передатчика; б — характеристика фильтра задержки; в — графики импульсов на входе и выходе фильтра задержки

При использовании метода «сжатия импульсов» передатчик генерирует импульс сравнительно большой длительности ( $\tau_{\text{и1}}$ ), модулированный по частоте или по фазе. Благодаря большой длительности импульса удается получить от ламп генератора СВЧ наибольшую допустимую среднюю мощность.

Затем происходит сжатие принимаемых импульсов до нужной длительности ( $\tau_{\text{и2}}$ ) с соответствующим увеличением максимальной мощности в импульсе.

Фильтр сжатия, на который поступает импульс длительностью  $\tau_{\text{и1}}$ , представляет собой схему задержки. На рис. 1.20 б

приведена требуемая зависимость времени задержки фильтра от частоты для случая частотной модуляции импульса передатчика. Время задержки фильтра изменяется прямо пропорционально генерируемой частоте. В результате передний фронт импульса, имеющий частоту  $f_{н.макс}$ , задерживается на время  $t_{зад.макс}$ , а задний фронт, имеющий частоту  $f_{н.мин}$ , задерживается на время  $t_{зад.мин}$ , т. е. на меньшее время. Импульс укорачивается на время  $\Delta t = t_{зад.макс} - t_{зад.мин}$ .

Полагая, что потери в фильтре отсутствуют, получаем прежнюю энергию в импульсе:

$$\tau_{и2} P_{макс2} = \tau_{и1} P_{макс1}.$$

Максимальная мощность «сжатого» импульса возрастает в  $\frac{\tau_{и1}}{\tau_{и2}}$  раз. Форма импульса на выходе фильтра в действительности отличается от прямоугольной (на рис. 1.20, в показана пунктиром).

Дальнейшее повышение чувствительности приемника может быть достигнуто применением новых типов усилителей с низким уровнем собственных шумов. Так, например, параметрические усилители, обладающие коэффициентом шума  $P_{ш} = 0,9 \div 3$  дБ, а при охлаждении до температуры жидкого азота еще более низким, позволяют повысить чувствительность приемника в 5—10 раз.

### 3. Влияние земли и атмосферы на максимальную дальность действия радиолокационной станции

Рассмотрим, как влияют на максимальную дальность действия радиолокационной станции земля и атмосфера.

Влияние земли проявляется двояко. Во-первых, вследствие отражения радиоволн от земной поверхности изменяется форма характеристики направленности антенны в вертикальной плоскости. Во-вторых, благодаря кривизне земной поверхности максимальная дальность действия ограничивается расстоянием прямой видимости.

Отражение радиоволн от земной поверхности сказывается в диапазоне метровых и дециметровых волн, поскольку в этих диапазонах происходит преимущественно зеркальное отражение. При зеркальном отражении к цели приходит, помимо прямого луча от станции, также луч, отраженный от земли (рис. 1.21).

Соотношения фаз прямого и отраженного лучей зависят от того, под каким углом места по отношению к станции находится цель. При некоторых углах места сигналы находятся в фазе и результирующий сигнал увеличивается. Дальность действия станции  $D_{макс}$  оказывается выше рассчитанной по формуле (1.9). При других углах места сигналы оказываются в противофазе. Результирующий сигнал уменьшается и соответственно уменьшается дальность действия станции  $D_{макс}$ .

С учетом отраженного от земли луча диаграмма направленности антенны в вертикальной плоскости приобретает лепестковый характер (рис. 1.22). Число лепестков, их расположение и глубина провалов зависят от высоты подъема антенны над землей (в длинах волн), поляризации волны и свойств почвы.

При идеально проводящей поверхности энергия отраженного от земли луча равна энергии падающего луча. Поэтому максимальные значения напряженности поля удваиваются, а минимальные падают до нуля. Примерно так происходит отражение от гладкой морской поверхности.

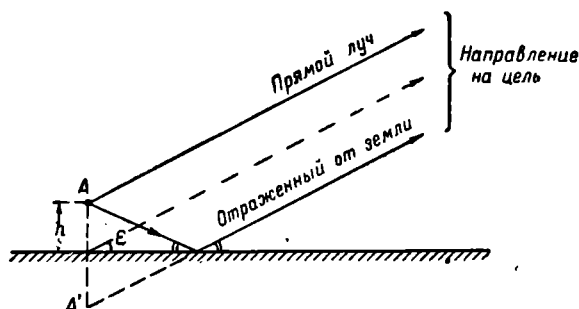


Рис. 1.21. Облучение цели при зеркальном отражении радиоволн от поверхности земли

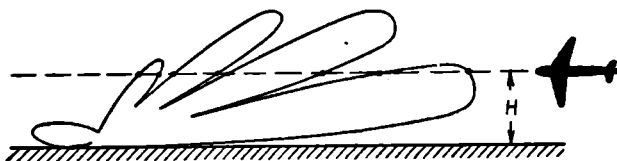


Рис. 1.22. Характеристика излучения антенны станции метрового диапазона с учетом влияния земли

Во всех других случаях электромагнитная энергия поглощается в земле и луч, отраженный от земли, имеет меньшую энергию, чем падающий луч (обычно  $E_{отр} = 0,8 \div 0,9 E_{пад}$ ). Вследствие этого в направлениях максимумов лепестков напряженность поля увеличивается менее чем вдвое, а в направлениях минимумов падает не до нуля.

Лепестковым характером диаграммы направленности обусловлены «провалы» при определенных углах места. В результате на некоторых дальностях отсутствует отраженный от цели сигнал и слежение за целью затрудняется.

При использовании радиоволн сантиметрового диапазона происходит диффузное отражение от земной поверхности. К цели

приходит только прямой луч от станции, что исключает различие в напряженности поля  $E$  для разных углов места. Кроме того, на сантиметровых волнах можно получить более узкие диаграммы направленности антенны и тем самым избежать облучения земли (за исключением случаев работы при углах места менее  $2-3^\circ$ ). Поэтому для радиолокационных станций сантиметрового диапазона выражение (1.9) не требует поправок, учитывающих отражение от земли.

Влияние кривизны земной поверхности на максимальную дальность действия поясняется рис. 1.23. Предполагая, что электромагнитная энергия распространяется прямолинейно, видим, что в принципе возможно обнаружение лишь тех целей, которые находятся выше линии горизонта (на рис. 1.23 прямая  $AC$ ).

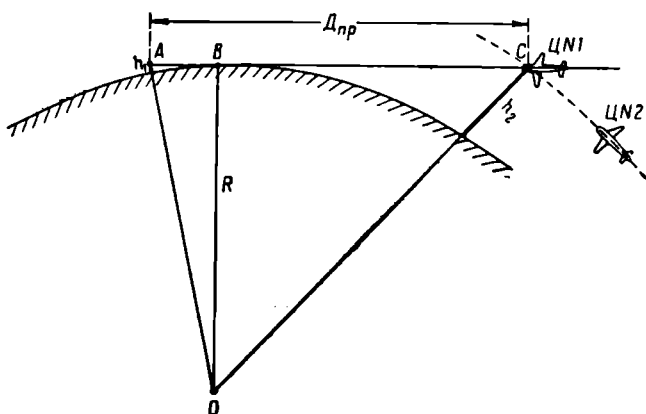


Рис. 1.23. К определению предельной дальности прямой видимости

В зависимости от высоты подъема антенны станции  $h_1$  и высоты полета цели  $h_2$  существует некоторая предельная дальность прямой видимости  $D_{пр}$ , при которой еще возможно облучение цели.

Если цель находится на большей дальности, то она оказывается ниже уровня горизонта (при той же высоте  $h_2$ ) и не облучается радиолокационной станцией (цель № 2).

Когда расчетная дальность действия станции  $D_{макс}$  больше ее предельной дальности  $D_{пр}$ , формулы (1.9) и (1.14) теряют смысл. В этом случае расчетная максимальная дальность  $D_{макс}$  оказывается соответствующей нереализуемым высотам полета цели.

Предельную дальность прямой видимости  $D_{пр}$  можно найти из рис. 1.23:

$$D_{пр} = AB + BC = \sqrt{(R + h_1)^2 - R^2} + \sqrt{(R + h_2)^2 - R^2},$$

где  $R$  — радиус земной поверхности.

Поскольку  $R$  во много раз больше  $h_1$  и  $h_2$ ,

$$D_{\text{пр}} = \sqrt{2Rh_1} + \sqrt{2Rh_2} = \sqrt{2R} (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}).$$

Подставив в эту формулу величину радиуса земной поверхности  $R=6370$  км, получим

$$D_{\text{пр}} = 110 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}). \quad (1.16)$$

Здесь  $D$ ,  $h_1$  и  $h_2$  выражены в километрах.

При работе наземной радиолокационной станции по воздушным целям  $h_2 \gg h_1$  и

$$D_{\text{пр}} = 110 \sqrt{h_2}. \quad (1.17)$$

Ограничение максимальной дальности действия расстоянием прямой видимости характерно для радиолокационных станций дальнего обнаружения.

Если, например, наземная радиолокационная станция производит поиск цели, находящейся на высоте  $h_2=7$  км, то согласно формуле (1.17)

$$D_{\text{пр}} = 110 \sqrt{7} = 291 \text{ км.}$$

Ясно, что низколетящие цели могут быть обнаружены на меньших дальностях. Наоборот, очень высоко летящие цели могут быть обнаружены на больших дальностях. Так, наибольшая дальность обнаружения самолетов, летящих на высоте  $h_2=20 \div 25$  км, не превосходит 500—550 км (с учетом описываемого ниже явления рефракции). В то же время межконтинентальные баллистические ракеты, высота полета которых достигает 1200 км и более, могут быть обнаружены на дальности 4500—4800 км. Поэтому максимальная дальность станций дальнего обнаружения, работающих в системе противосамолетной обороны, не превосходит 500—600 км. Станции же сверхдальнего обнаружения, предназначенные для системы противоракетной обороны, рассчитываются на дальность обнаружения до 5000 км.

Рассмотрим теперь влияние атмосферы. Оно проявляется, во-первых, в преломлении пути распространения радиоволн и, во-вторых, в поглощении и рассеянии энергии радиоволн на пути их распространения.

Радиоволна распространяется прямолинейно и с постоянной скоростью только в однородной среде, в частности в диэлектрике с постоянным коэффициентом диэлектрической проницаемости  $\epsilon$ .

Между тем по мере удаления от земли температура, влажность и давление воздуха меняются особенно в пределах первых десяти километров. В результате с увеличением высоты диэлектрическая проницаемость воздушного слоя  $\epsilon$  уменьшается. Это приводит к преломлению пути распространения радиоволн различными слоями атмосферы по направлению к земле (явление рефракции).

Благодаря рефракции максимальная дальность действия радиолокационной станции увеличивается; становится возможным наблюдение целей, находящихся ниже линии горизонта (цель № 2 на рис. 1.24).

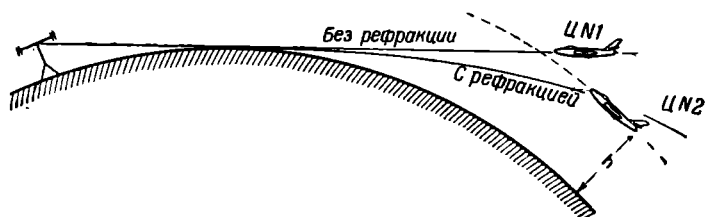


Рис. 1.24. Влияние рефракции на максимальную дальность действия радиолокационной станции

Увеличение предельной дальности  $D_{\text{пр}}$  можно учесть изменением коэффициента в формуле (1.16). С учетом рефракции дальность  $D_{\text{пр}}$  достаточно точно определяется по формуле

$$D_{\text{пр}} = 127 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}). \quad (1.18)$$

При резком уменьшении влажности и значительной разности температур и давления воздуха (по высоте) ультракороткие радиоволны огибают земную поверхность вследствие многократного отражения от нижних слоев атмосферы. Нижний слой атмосферы совместно с землей образует своеобразный волновод, направляющий поток электромагнитной энергии. Это явление носит название сверхрефракции.

При сверхрефракции дальность действия радиолокационной станции может возрасти в несколько и даже в десятки раз.

Однако атмосферные условия, вызывающие сверхрефракцию, создаются нерегулярно и сравнительно редко.

Поглощение и рассеяние энергии радиоволн в атмосфере возникает из-за наличия в ней кислорода и водяных паров. Вследствие поглощения и рассеяния энергия, переносимая радиоволной, непрерывно убывает вдоль пути ее распространения — происходит затухание радиоволн.

Различают два вида затухания:

- за счет резонансного поглощения и рассеяния электромагнитной энергии дипольными молекулами кислорода и паров воды;
- за счет поглощения и рассеяния электромагнитной энергии частицами конденсированной влаги (дождь, снег, облака, туман).

Затухание обоих видов возрастает с укорочением волны.

Резонансное поглощение и рассеяние приводят к тому, что на некоторых волнах дальность действия радиолокационной станции резко уменьшается. Кислород вносит особенно значительные затухания на волнах 0,25 и 0,5 см, водяные пары — на волнах 0,17 и 1,3 см.

Рассеяние энергии радиоволн мельчайшими капельками воды приводит к тому, что скопление капель (облака, дождь) создает отраженный сигнал, который можно наблюдать на экране индикатора станции. Так, отражения от облаков начинают появляться на волнах 10 см и короче. На волнах короче 3 см облака, дождь, снег создают сильные помехи, затрудняющие, а иногда делающие невозможным наблюдение за целью.

Поглощение электромагнитной энергии капельками воды обуславливает зависимость дальности действия станции от концентрации влаги в воздухе.

Затухание радиоволн в атмосфере сказывается в основном на волнах короче 30 см. На волне  $\lambda = 10$  см уменьшение дальности действия станции по сравнению с расчетной не превышает 3—4% даже при неблагоприятных атмосферных условиях.

На волне  $\lambda = 3$  см затухание, вносимое атмосферой при благоприятных условиях распространения радиоволн, также невелико. Однако с ухудшением метеорологических условий дальность  $D_{\text{макс}}$  заметно сокращается. Так, сильный ливень может привести к уменьшению максимальной дальности действия в 2—2,5 раза.

На волне  $\lambda = 1$  см при благоприятных метеорологических условиях станции дальность действия уменьшается по сравнению с расчетной, полученной из формулы (1.14), на 20—30%, а при увеличении осадков в воздухе — в десятки раз, так что станция перестает обнаруживать цели.

Затухание энергии электромагнитных волн в атмосфере ограничивает нижний предел длин волн, используемых в радиолокационных станциях.

#### 4. Помехоустойчивость

Ранее, при рассмотрении вопроса о максимальной дальности действия РЛС, учитывалось лишь наличие внутренних шумов приемника. В реальных условиях работы отраженный от цели сигнал приходит на станцию всегда совместно с некоторыми внешними помехами или шумами (рис. 1.25).

Источниками естественных внешних помех в диапазоне СВЧ могут быть шумы атмосферы, Солнца, Галактики, а в сантиметровом диапазоне и атмосферные осадки (град, капли дождя, снежинки).

Постоянным источником внешних шумов являются флуктуации отраженного сигнала, т. е. случайные колебания его амплитуды и фазы. Флуктуации вызваны изменениями величины эффективной отражающей поверхности цели. Существует два основных типа флуктуаций — мер-



Рис. 1.25. Отраженный сигнал с шумами



вание и фединговые. Мерцание представляет собой сравнительно быстрые колебания отраженного сигнала из-за быстрого изменения эквивалентной отражающей поверхности. Причиной этого является случайный характер наложения колебаний (интерференция), отраженных от отдельных элементов сложной цели (например, от самолета). Фединговые флюктуации, более медленные, вызываются изменениями эквивалентной отражающей поверхности из-за изменения ракурса цели при ее перемещении в пространстве.

Флюктуирующий сигнал можно представить в виде флюктуационного шума, накладываемого на стабильный отраженный сигнал.

При работе РЛС в боевых условиях возможно применение со стороны противника умышленных искусственных помех. Современные станции входят, как правило, в состав сложных автоматизированных комплексов, обеспечивая их исходной информацией. Поэтому нарушение нормальной работы РЛС парализует работу всего комплекса в целом. Создание искусственных помех является эффективным способом радиолокационного противодействия. Искусственные помехи подразделяются на пассивные и активные.

**Пассивные** помехи создаются при помощи специальных отражателей. Дополнительные сигналы от отражателей могут замаскировать реальную цель или дезориентировать оператора. Методы борьбы с пассивными помехами рассматриваются в § 14, посвященном селекции движущейся цели.

**Активные** помехи создаются при помощи специальных генераторов помех. По особенностям тактического применения они могут быть заградительными и прицельными.

Заградительные помехи предназначены для одновременного подавления ряда радиолокационных станций, работающих на различных несущих частотах (в диапазоне частот). Генераторы заградительных помех генерируют колебания, обладающие широким спектром частот.

Прицельные помехи предназначены для подавления одной определенной станции. Генераторы прицельной помехи настраиваются на частоту подавляемой станции. Генерируемые ими колебания обладают примерно такой же шириной частотного спектра, что и полоса пропускания приемника данной станции.

Активные помехи подразделяются на импульсные и непрерывные. Импульсные помехи применяются, как правило, в качестве прицельных помех. Они подразделяются в свою очередь на синхронные и несинхронные. Первые имеют частоту повторения подавляемого радиолокатора  $F_p$ . Частота повторения несинхронных помех не связана с частотой  $F_p$ .

Непрерывные помехи могут быть немодулированными и модулированными. Немодулированные и амплитудно-модулированные непрерывные помехи применяются в качестве прицельных помех; частотно-модулированные и шумовые помехи — в качестве загра-

дательных (или прицельно-заградительных). Последний вид помех (шумовые) обладает наибольшей эффективностью.

Слабые искусственные помехи затрудняют наблюдение отметок целей на экранах индикаторов, увеличивают ошибки измерений и приводят к ложным срабатываниям автоматических систем. Сильные помехи могут сделать вообще невозможной работу станции.

Создание радиолокационных станций с высокой помехоустойчивостью, т. е. таких, которые могут выполнять свои функции при воздействии как естественных, так и искусственных внешних помех, представляет сложную техническую задачу.

Важнейшим проявлением действия внешних помех является уменьшение реальной дальности действия станции  $D_{\text{макс}}$ . Поэтому количественно помехоустойчивость можно оценить уменьшением максимальной дальности действия под воздействием помех.

Существуют некоторые специальные методы борьбы с искусственными помехами. Так, для устранения влияния пассивных помех осуществляется селекция движущейся цели. Для борьбы с прицельными активными помехами применяется систематическая перестройка по частоте передатчика и приемника станции. В канале промежуточной частоты приемника создают линейно-логарифмическую амплитудную характеристику (см. рис. 1.203), устраняющую перегрузку приемника напряжением помех, вводят различные виды автоматических регулировок (МАРУ, ВАРУ и др.).

В борьбе с активными помехами применяются многоканальные станции с разносом частот каналов. На рис. 1.26 приведена упрощенная блок-схема трехканальной РЛС (каналы А, В и С), работающей на несущей частоте  $f_n = 3000 \text{ МГц}$ .

Три передатчика с разносом частот в  $10\text{--}100 \text{ МГц}$  работают на одну общую антенну. Полный цикл излучения состоит из трех импульсов, по одному от каждого передатчика, длительностью  $2 \text{ мксек}$  каждый, с интервалами  $1 \text{ мксек}$ .

Отраженные сигналы поступают в отдельные приемники. Видеоимпульсы с выходов приемников через линии задержки, осуществляющие синхронизацию во времени, подаются к коммутатору в устройству. Результирующий сигнал  $U_{\text{рез}}$  идет к индикатору и в системы выработки координат. При отсутствии активных помех производится непосредственное сложение отраженных сигналов:  $U_{\text{рез}} = U_A + U_B + U_C$ . При этом  $D_{\text{макс}}$  возрастет на 35%

( $\sqrt{3} = 1,35$ ). При наличии помех можно улучшить отношение сигнала к шуму использованием различных сочетаний сигналов разных каналов. Применение, например, сочетаний  $U_{\text{рез}} = (U_A U_B + U_B U_C + U_C U_A)$  или  $U_{\text{рез}} = (U_A + U_B)(U_B + U_C)(U_C + U_A)$  позволяет автоматически выявить и отсоединить канал с помехами.

Существуют и некоторые другие специальные методы борьбы с активными помехами. Вместе с тем следует отметить, что в

целом повышение помехоустойчивости достигается теми же методами, что и повышение максимальной дальности действия РЛС.

Иначе говоря, относительно большую помехоустойчивость будут иметь станции с большей энергией в импульсе, с более высокой чувствительностью приемника, с более узкой диаграммой направленности антенны,

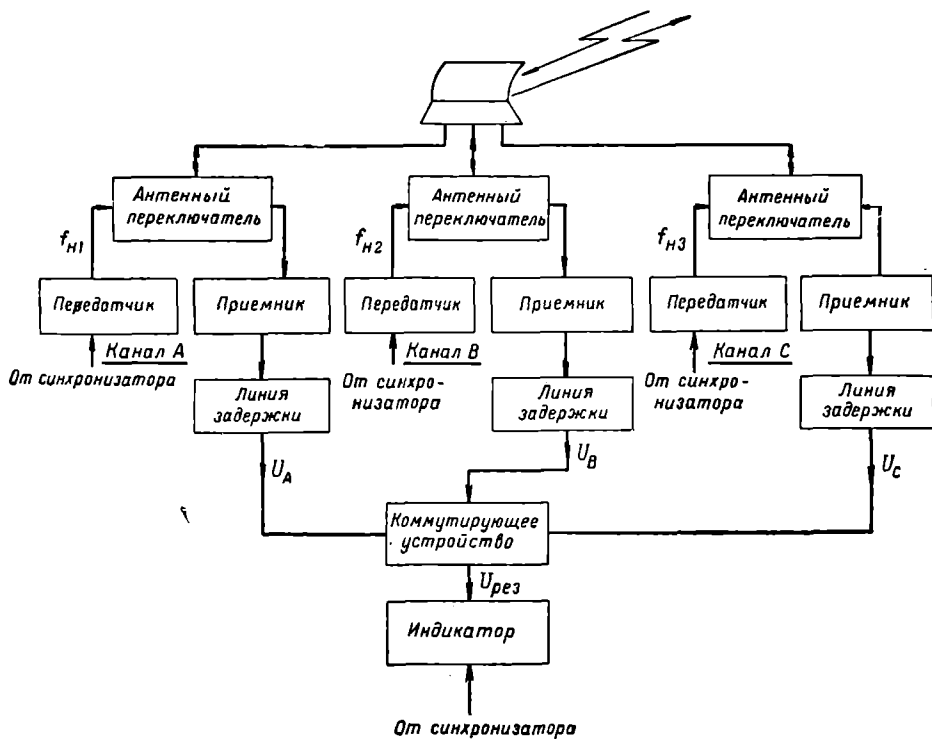


Рис. 1.26. Упрощенная блок-схема трехканальной РЛС с разномом частот каналов

Общность методов повышения максимальной дальности действия и помехоустойчивости объясняется сходством решаемых задач. В обоих случаях требуется обеспечить на выходе приемного тракта заданное превышение сигнала над шумами ( $M_p$ ). При этом в первом случае учитываются лишь внутренние флюктуационные шумы приемника, а во втором — к ним добавляются внешние флюктуационные шумы отраженного сигнала и другие помехи.

Влияние флюктуации отраженного сигнала заметно уменьшается в многоканальных станциях даже при одинаковой рабочей частоте всех каналов (общий передатчик). Это относится в особенности к моноимпульсным радиолокаторам (см. § 9). В по-

следнем случае ослабление влияния флюктуаций обеспечивает и повышение точности определения угловых координат.

Большая группа методов повышения помехоустойчивости (или  $D_{\text{макс}}$ ) основана на реализации идеи оптимальной фильтрации, позволяющей предельно снизить требуемый коэффициент различимости  $\gamma_p$ . Сущность этих методов сводится к конструированию приемного тракта, представляющего собой оптимальный фильтр, т. е. устройство, обеспечивающее на выходе наибольшее отношение сигнала к шуму.

Перед оптимальным фильтром не ставится задача сохранения формы полезного сигнала, а только лишь достижения наибольшего отношения амплитуды сигналов к уровню шумов. Поэтому независимо от фазовых соотношений между гармоническими составляющими входного сигнала на выходе фильтра все гармоники должны быть синфазны. Иначе говоря, гармонические составляющие выходного сигнала должны одновременно достигать амплитудных значений одной и той же полярности. Это возможно лишь в том случае, если фазочастотная характеристика оптимального фильтра будет повторять фазовую характеристику спектра передаваемого сигнала, но с противоположным знаком.

Одинаковым фазочастотным характеристикам реальных устройств (независимо от знака) соответствуют одинаковые амплитудно-частотные характеристики. Поэтому АЧХ оптимального фильтра повторяет форму амплитудной характеристики спектра сигнала  $S(\omega)$ . Очевидно, что оптимальный фильтр с определенными частотными характеристиками пригоден для передачи импульсов только одной формы.

Отраженные импульсы большей частью близки к прямоугольным. Оптимальный фильтр, предназначенный для передачи одиночного импульса прямоугольной формы, должен иметь непрерывную амплитудно-частотную характеристику, подобную спектру одиночного импульса (рис. 1,27, а).

Особый интерес представляет АЧХ фильтра, предназначенного для передачи небольшой серии (пачки) отраженных импульсов. На рис. 1,27, б приведен вид главных лепестков частотного спектра для пачки из  $N$  импульсов. Такую же форму должна иметь АЧХ фильтра. По форме частотной характеристики подобные фильтры называются гребенчатыми.

Пунктиром на рис. 1,27, б показан энергетический частотный спектр флюктуационных шумов. Из рисунка ясно видна причина подавления шумов при сравнительно малых искажениях сигнала. Спектр сигнала совпадает с полосами прозрачности фильтра. В то же время спектр шума, равномерно распределенный по частоте, в значительной своей части не попадает в узкие полосы прозрачности фильтра.

Степень подавления шумов определяется сужением суммарной полосы прозрачности данного фильтра по сравнению с полосой

пропускания обычного полосового фильтра. При ширине каждого зуба (кроме первого), равной  $\frac{2}{NT_n}$ , и числе зубьев (до первого перехода огибающей через нуль), равном скважности ( $Q = \frac{T_n}{\tau_u}$ ), получаем суммарную полосу пропускания оптимального фильтра  $\frac{2}{N\tau_u}$ .

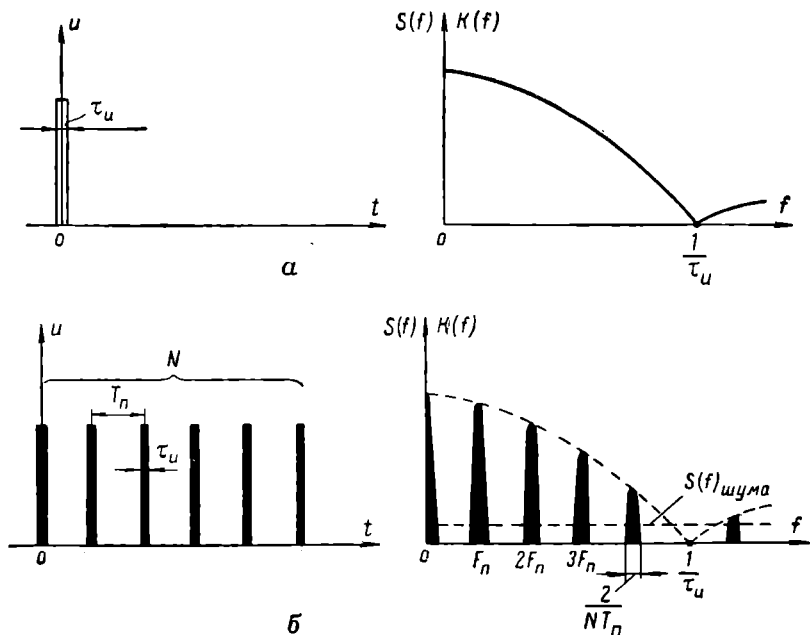


Рис. 1.27. Частотные характеристики оптимальных фильтров:

а — частотный спектр и АЧХ оптимального фильтра для одиночного импульса;  
 б — частотный спектр и АЧХ гребенчатого фильтра для пачки импульсов постоянной амплитуды

Поскольку полоса пропускания обычного полосового фильтра  $\Delta f = \frac{1}{\tau_u}$ , то видно, что применение гребенчатого фильтра позволяет ослабить шумы в  $\frac{N}{2}$  раз. Этим обеспечивается возможность выделения отраженных сигналов, лежащих ниже уровня шумов ( $\gamma_p < 1$ ).

Пусть, например, превышение сигнала над шумами на экране индикатора должно быть не менее чем в два раза ( $M_p = 2$ ). Полагая, что достигнутое приближение к оптимальному фильтру позволяет получить выигрыш в отношении сигнала к шуму только

в  $\sqrt{N}$  раз, находим коэффициент различимости  $\gamma_p$  для пачки из шестнадцати импульсов:

$$\gamma_p = \frac{M_p}{\sqrt{N}} = \frac{2}{\sqrt{16}} = 0,5.$$

Существуют различные технические методы построения приемных устройств, обеспечивающие фильтрацию полезных сигналов, близкую к оптимальной. К ним относятся корреляционный прием, оптимальная фильтрация одиночного импульса с последующим синхронным интегрированием, фильтрация с помощью гребенчатых фильтров, когерентный прием и др.

## § 4. ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

### 1. Параметры пилообразного напряжения

Для визуального наблюдения процессов в электрических цепях желательно иметь изображения на экране электронно-лучевой трубки в прямоугольной системе координат. Для этого в электронно-лучевой трубке с электростатическим управлением на одну пару отклоняющих пластин необходимо подать исследуемое напряжение, а на другую — напряжение временной развертки. Напряжение развертки должно при этом иметь пилообразную форму.

Пилообразное развертывающее напряжение характеризуется рядом параметров. Основные из них — время прямого и обратного ходов, период, амплитуда напряжения развертки, коэффициент нелинейности. Выбор параметров определяется назначением трубки.

За время прямого хода развертки  $t_n$  напряжение на развертывающих пластинах нарастает сравнительно медленно от нуля до максимального значения  $U_{pm}$  (рис. 1.28). При возрастании разности потенциалов между пластинами луч отклоняется от центра экрана в сторону пластины с более высоким потенциалом и при напряжении  $u_p = U_{pm}$  достигает края экрана.

За время обратного хода развертки  $t_{обр}$  напряжение развертки  $u_p$  быстро спадает до нуля. Луч возвращается в центр экрана трубки.

После окончания обратного хода луча — в осциллографах сразу, а в индикаторах радиолокационных станций после некоторой паузы — начинается новый прямой ход развертки, и процессы повторяются. Таким образом, электронный луч многократно пересекает экран.

При отсутствии напряжения на второй паре отклоняющих пластин луч прочерчивает прямую линию. Линия развертки является по существу осью времени, так как положение луча в каждой ее точке соответствует определенному интервалу времени с момента начала прямого хода.

Большей частью стремятся создать линию развертки с равномерным масштабом. Временная развертка с равномерным масштабом при использовании трубки в индикаторе дальности обеспечивает равномерный масштаб дальности, а при использовании в осциллографе — неискаженное изображение исследуемого процесса.

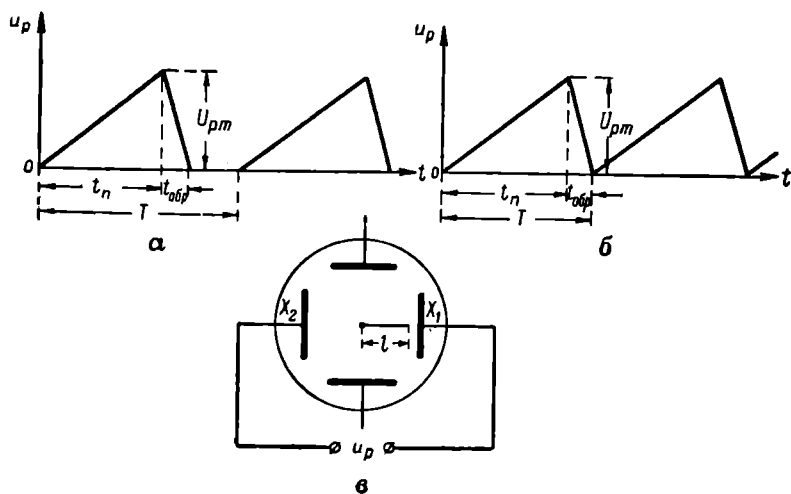


Рис. 1.28. Линейная временная развертка:

*а* — форма напряжения развертки индикатора дальности; *б* — форма напряжения развертки осциллографа; *в* — вид линии развертки на экране трубки

Для получения равномерной линейной развертки луч должен перемещаться вдоль линии развертки с постоянной скоростью. Отклонение луча на экране прямо пропорционально напряжению на отклоняющих пластинах. Поэтому луч перемещается по экрану трубки с постоянной скоростью при изменении напряжения на отклоняющих пластинах также с постоянной скоростью.

Отсюда вытекает основное требование к форме пилообразного развертывающего напряжения: за время прямого хода луча  $t_n$  напряжение развертки должно изменяться по линейному закону.

В реальных схемах развертки это требование выполняется с определенной степенью точности. Степень нелинейности развертывающего напряжения характеризуется коэффициентом нелинейности  $K_n$ , который представляет собой относительное изменение крутизны напряжения развертки за время прямого хода:

$$K_n = \frac{\left| \frac{du_p}{dt} \right|_н - \left| \frac{du_p}{dt} \right|_к}{\left| \frac{du_p}{dt} \right|_н}$$

В этом выражении  $\left| \frac{du_p}{dt} \right|_н$  — скорость изменения (крутизна) напряжения развертки в начале, а  $\left| \frac{du_p}{dt} \right|_к$  — в конце прямого хода.

В идеальном случае, если напряжение развертки изменяется точно по линейному закону,  $K_n = 0$ .

Сигнал, отраженный от цели, находящейся на расстоянии максимальной дальности действия станции, должен быть виден в конце линии развертки. Поэтому длительность прямого хода развертки индикатора дальности должна равняться времени распространения электромагнитной энергии до максимально удаленной цели и обратно.

Следовательно,

$$t_n = \frac{2D_{\text{макс}}}{v_0}. \quad (1.19)$$

За время обратного хода развертки  $t_{\text{обр}}$  напряжение  $u_p$  может изменяться и не по линейному закону. Однако длительность обратного хода должна быть по возможности малой. Это особенно важно для осциллографов, где из-за наличия обратного хода не полностью просматривается последний период исследуемого напряжения на осциллограмме. В радиолокации малая длительность обратного хода развертки имеет значение для станции с большой дальностью действия, так как при заданном периоде повторения импульсов  $T_n$  она лимитирует максимально возможную длительность прямого хода  $t_n$ .

Амплитуда напряжения развертки  $U_{pm}$  должна быть достаточной для получения требуемой длины линии развертки  $l$ . При заданной чувствительности трубки  $h'$

$$U_{pm} = \frac{l}{h'}. \quad (1.20)$$

Чем длиннее линия развертки, тем шире осциллограмма и тем крупнее временной масштаб изображения. Для удлинения линии развертки необходимо, чтобы луч пересекал весь экран от одного края до другого. Для этого, помимо переменного пилообразного напряжения, к развертывающим пластинам подводится некоторое постоянное напряжение  $U_0$ , смещающее луч в исходном положении к какому-нибудь краю экрана (рис. 1.29, а). Результирующее напряжение между отклоняющими пластинами, действующее в этом случае, изображено на рис. 1.29, б.

До момента времени  $t_1$  электронный луч удерживается у левого края экрана под действием постоянного напряжения  $U_0$ . С началом прямого хода развертки повышается потенциал правой отклоняющей пластины. Напряженность электрического поля между пластинами уменьшается. Луч движется к центру экрана.



В момент времени  $t_2$  напряжение  $u_p = U_0$  и потенциалы пластин равны. Напряженность электрического поля равна нулю, а луч находится в центре экрана.

После момента времени  $t_2$  потенциал правой пластины становится выше потенциала левой пластины. Направление силовых линий электрического поля изменяется, и луч отклоняется вправо от центра экрана.

После окончания прямого хода (момент времени  $t_3$ ) луч быстро возвращается к левому краю экрана.

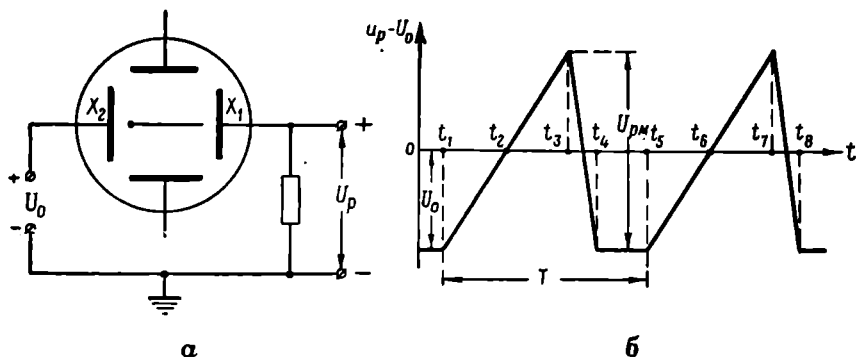


Рис. 1.29. Получение линейной развертки по диаметру экрана:  
а — схема питания отклоняющих пластин; б — напряжение между отклоняющими пластинами

Начало каждого хода развертки индикатора дальности совпадает с моментом посылки импульса передатчиком станции. Следовательно, период напряжения развертки  $T_p$  равен периоду повторения импульсов передатчика.

Сумма времени прямого и обратного ходов развертки индикатора может быть меньше длительности периода  $T_p$ . При этом возникает пауза между моментом окончания обратного хода данного периода и началом прямого хода следующего периода (на рис. 1.29, б интервал времени  $t_4 - t_5$ ).

В осциллографах период  $T_p$  должен быть равным или кратным периоду исследуемого напряжения. Только тогда изображение на экране осциллографа получится неподвижным.

Для создания напряжения развертки применяются специальные генераторы пилообразного напряжения. В основе их действия лежит использование процесса заряда или разряда конденсатора через активное сопротивление.

Генераторы развертки в индикаторах радиолокационных станций работают, как правило, в ждущем режиме, а в осциллографах либо в ждущем, либо в режиме синхронизации. В автоколебательном режиме генераторы развертки ни в индикаторах, ни в осциллографах обычно не работают.

## 2. Генератор пилообразного напряжения на тиратроне

Схема генератора развертки на тиратроне представлена на рис. 1.30, а. Конденсатор  $C$  заряжается от источника анодного напряжения  $E_a$  через сопротивление  $R_a$ . Тиратрон начинает проводить ток только с момента времени  $t_1$  (рис. 1.30, б), когда напряжение на аноде достигает величины напряжения зажигания  $U_{зж}$ . Поэтому до момента времени  $t_1$  тиратрон не оказывает влияния на процесс заряда конденсатора  $C$  и напряжение на нем растет по экспоненциальному закону.

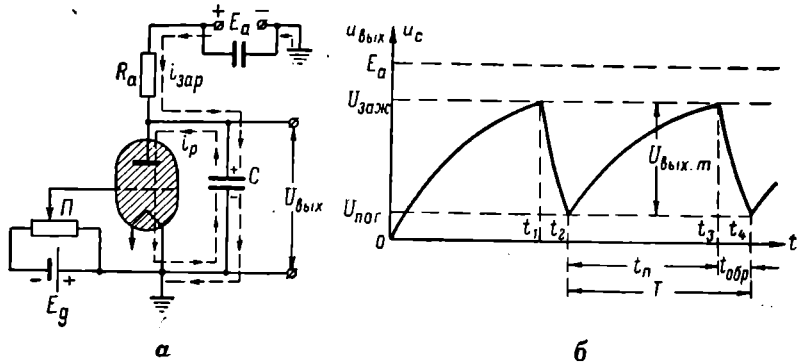


Рис. 1.30. Генератор пилообразного напряжения на тиратроне: а — схема генератора; б — график выходного напряжения

Когда тиратрон зажигается, его внутреннее сопротивление резко падает и конденсатор быстро разряжается. Это продолжается до тех пор, пока напряжение на конденсаторе не уменьшится до величины напряжения погасания тиратрона  $U_{пог}$ .

После этого тиратрон вновь перестает проводить ток и конденсатор опять начинает заряжаться. Выходное напряжение снимается с конденсатора  $C$  или, что то же самое, с анода тиратрона. Следовательно, генератор работает в автоколебательном режиме.

Амплитуда напряжения развертки определяется разностью потенциалов зажигания и погасания тиратрона. Регулируется она изменением потенциала управляющей сетки путем перемещения движка потенциометра  $\Pi$ . Чем ниже потенциал управляющей сетки, тем больше амплитуда выходного напряжения. Напряжение погасания тиратрона практически не зависит от напряжения на управляющей сетке и составляет 15—18 в.

На рис. 1.31 приведена типовая характеристика зажигания тиратрона. Из нее видно, что при изменении напряжения  $u_k$  от —5 до —25 в амплитуда выходного напряжения изменяется от 30 до 280 в.

Период колебания пилообразного напряжения, вырабатываемого генератором, зависит главным образом от постоянной времени цепи заряда конденсатора  $\tau_{зар} = CR_a$ , а также от напряжения источника  $E_a$  и напряжений зажигания и погасания тиратрона.

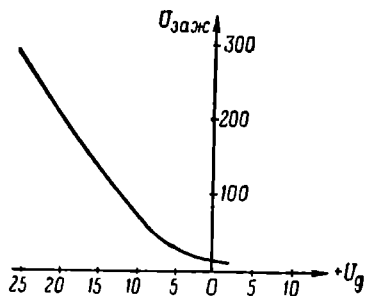


Рис. 1.31. Характеристика зажигания тиратрона

Внутреннее сопротивление зажженного тиратрона  $R_{i0}$  во много раз меньше сопротивления анодной нагрузки  $R_a$ . Поэтому постоянная времени цепи разряда конденсатора  $\tau_p = CR_{i0}$  значительно меньше постоянной времени цепи заряда. Следовательно, длительность обратного хода развертки значительно меньше длительности прямого хода и можно считать, что

$$T = t_n + t_{обр} \approx t_n.$$

Длительность прямого хода определяется временем нарастания экспоненциального напряжения, стремящегося к величине  $E_a$ , от значения  $U_{пог}$  до значения  $U_{заж}$ . Это время равно

$$T \approx t_n = CR_a \ln \frac{E_a - U_{пог}}{E_a - U_{заж}}. \quad (1.21)$$

Учитывая, что напряжение  $U_{пог} \ll E_a$ , эту формулу можно упростить:

$$T = CR_a \ln \frac{E_a}{E_a - U_{заж}}. \quad (1.22)$$

Из выражения (1.22) следует, что частоту колебаний тиратронного генератора можно регулировать изменением емкости

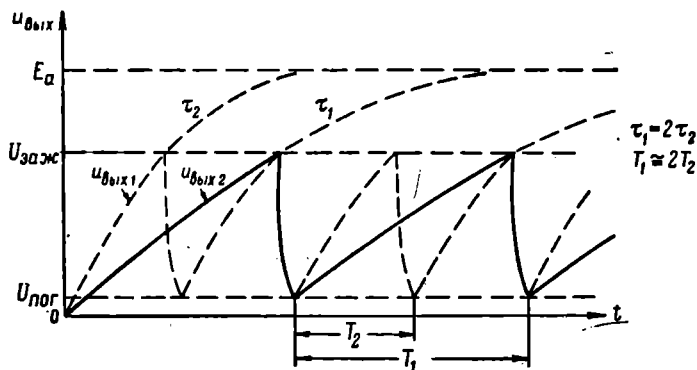


Рис. 1.32. Влияние постоянной времени цепи заряда конденсатора на период колебаний тиратронного генератора

конденсатора развертки  $C$  или величины анодного сопротивления  $R_a$ .

На рис. 1.32 показано влияние постоянной времени цепи заряда конденсатора  $\tau_{зар} = CR_a$  на период колебаний  $T$ . На рисунке приведены графики выходных напряжений для двух постоянных времени, причем  $\tau_1 = 2\tau_2$ . При постоянной времени  $\tau_1$  период колебания оказывается вдвое больше.

Схема тиратронного генератора, способного генерировать колебания в широком диапазоне частот, изображена на рис. 1.33. Для изменения в широких пределах частоты генерируемых колебаний используются сменные конденсаторы  $C_1—C_5$ , при помощи которых частота меняется скачком. Для плавной регулировки частоты внутри каждого диапазона служит переменное сопротивление  $R_a$ .

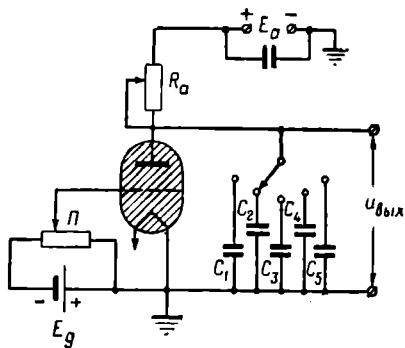


Рис. 1.33. Генератор пилообразного напряжения на тиратроне, работающий в широком диапазоне частот

Максимальная частота колебаний, вырабатываемых генератором, ограничивается инерционностью тиратрона и обычно не превышает 20 кГц.

Из выражения (1.22) видно, что частота колебаний будет изменяться и при регулировке амплитуды колебаний вследствие происходящего при этом изменения напряжения зажигания. Влияние напряжения зажигания на период выходного напряжения иллюстрируется графиками на рис. 1.34. При возрастании

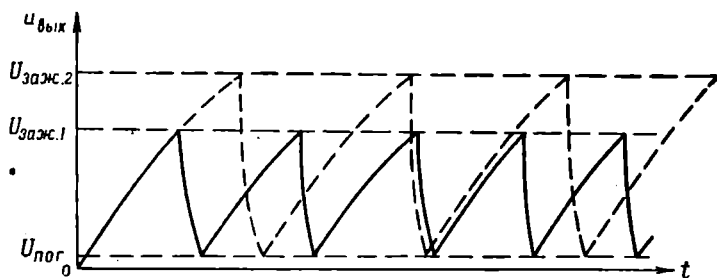


Рис. 1.34. Влияние напряжения зажигания на период колебаний тиратронного генератора

напряжения  $U_{заж}$  (т. е. при увеличении смещения на сетке тиратрона) период колебаний  $T$  становится больше. Одновременно возрастает амплитуда колебаний.

### 3. Синхронизация тиратронного генератора

Для получения неподвижного изображения на экране трубки необходимо, чтобы период напряжения развертки  $T_p$  был кратен периоду исследуемого напряжения  $T_c$ . Если это требование не выполняется, то создается впечатление, что изображение перемещается вдоль линии развертки. Скорость смещения изображения зависит от разности периодов  $T_p$  и  $T_c$ : она растет с увеличением последней.

Частоту колебаний тиратронного генератора  $f_T$  не всегда удается точно подогнать под частоту исследуемого напряжения  $f_c$ . К тому же всегда существует определенная нестабильность как частоты сигнала, так и частоты тиратронного генератора. Поэтому при непосредственном использовании рассмотренной ранее схемы в качестве генератора развертки изображение на экране трубки оказывается неустойчивым.

Для получения требуемой кратности периодов  $T_p$  и  $T_c$  тиратронный генератор синхронизируют напряжением частоты исследуемого сигнала  $f_c$ . Синхронизирующее напряжение  $u_{\text{синхр}}$  в принципе можно подавать как на сетку, так и на анод тиратрона. Однако выгоднее вводить его в цепь сетки, поскольку в этом случае тот же эффект достигается при меньшей амплитуде синхронизирующего напряжения.

Чтобы форма исследуемого напряжения не искажалась, необходимо установить минимальную амплитуду синхронизирующего напряжения, при которой остается неподвижным изображение на экране трубки. Для регулировки амплитуды напряжения  $u_{\text{синхр}}$  вводится потенциометр  $\Pi$  (рис. 1.35, а). Влияние амплитуды синхронизирующего напряжения на форму выходного напряжения показано на рис. 1.35, б и в.

На рис. 1.35, б приведены графики для случая синусоидального синхронизирующего напряжения малой амплитуды. В соответствии с изменением напряжения на сетке  $u_g$  меняется напряжение зажигания  $u_{\text{заж}}$ . Напряжение на аноде тиратрона нарастает по кривой  $ab$  и в точке  $b$  достигает напряжения зажигания. Конденсатор разряжается по кривой  $ba$ . Далее вновь происходит нарастание напряжения по кривой  $ab$  и т. д.

Иначе протекает процесс синхронизации при воздействии синусоидального напряжения большой амплитуды (рис. 1.35, в). В этом случае тиратрон зажигается раньше — в точке  $b'$ , а разряд конденсатора происходит по кривой  $b'v'$ . Затем опять начинается заряд, и в точке  $b''$  тиратрон зажигается вновь. Конденсатор  $C$ , не успевший зарядиться до первоначального значения, опять разряжается по кривой  $b''v''$ . Вслед за этим начинается новый заряд по кривой  $v''z''$  и т. д. При такой форме напряжения развертки изображение на экране искажается.

Генератор пилообразного напряжения на тиратроне применяется в измерительных осциллографах. Основное его достоин-

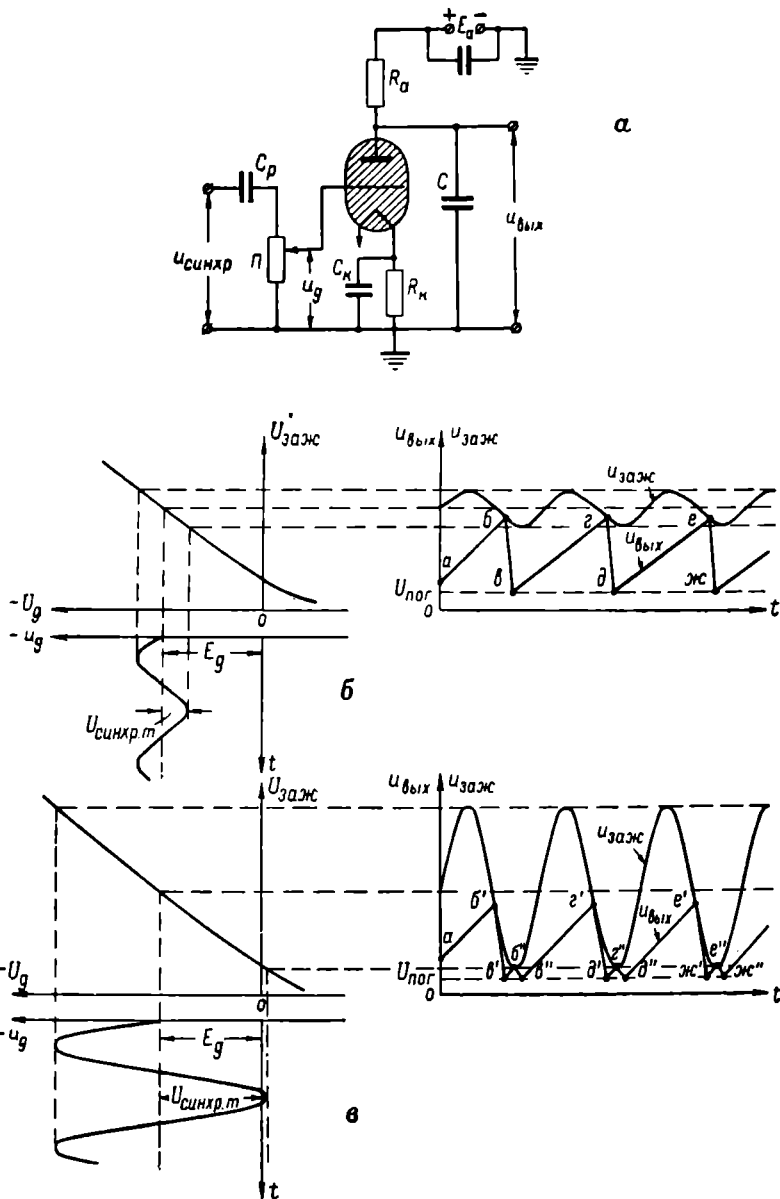


Рис. 1.35. Синхронизация тиратронного генератора:

*а* — схема генератора; *б* — графики напряжений для случая малой амплитуды синхронизирующего напряжения; *в* — графики напряжений для случая большой амплитуды синхронизирующего напряжения

ство — малое внутреннее сопротивление тиратрона (по сравнению с триодом), благодаря чему происходит быстрый разряд конденсатора  $C$  и удается получить весьма малое время обратного хода развертки.

#### 4. Генератор пилообразного напряжения на электронной лампе

В индикаторах радиолокационных станций применяются генераторы развертки на электронных лампах. Они дают возможность более точно фиксировать моменты начала и конца прямого хода развертки.

Простейшая схема генератора пилообразного напряжения на электронной лампе (схема с зарядным сопротивлением) изображена на рис. 1.36, *а*. Генератор работает в ждущем режиме, т. е. вырабатывает колебания только под действием входного напряжения.

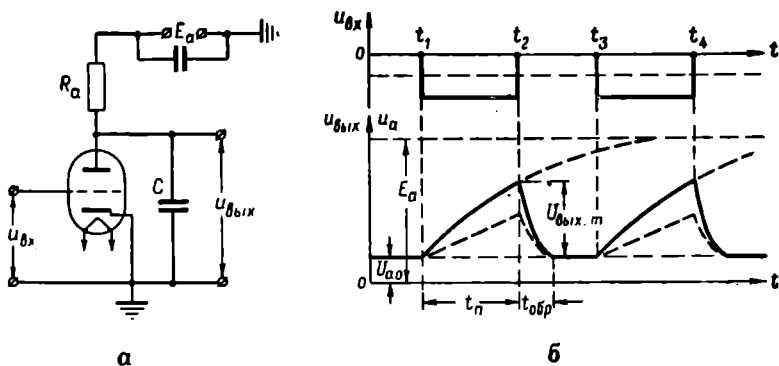


Рис. 1.36. Генератор пилообразного напряжения на электронной лампе: *а* — схема генератора; *б* — графики напряжений

На вход генератора подается напряжение прямоугольной формы, запирающее лампу на время прямого хода развертки  $t_n$ . В исходном режиме, до момента  $t_1$ , лампа открыта. Анодное сопротивление  $R_a$  значительно больше внутреннего сопротивления открытого триода  $R_{i0}$ . Поэтому большая часть напряжения источника  $E_a$  падает на сопротивлении  $R_a$ , а начальное напряжение на аноде лампы  $U_{a0}$  мало. Конденсатор  $C$  присоединен параллельно участку анод — катод лампы, и, следовательно, начальное напряжение на нем также невелико и равно  $U_{a0}$ .

В момент  $t_1$  лампа запирается отрицательным входным напряжением (рис. 1.36, *б*). Напряжение источника  $E_a$  оказывается приложенным к цепи из последовательно включенных сопротивлений  $R_a$  и конденсатора  $C$ . Начинается дозаряд конденсатора  $C$  через активное сопротивление  $R_a$ . Напряжение на конденсаторе растет по экспоненциальному закону. Процесс заряда протекает

сравнительно медленно, так как постоянная времени цепи  $\tau = CR_a$  велика.

В момент  $t_2$  входное напряжение скачком повышается и отпиряет лампу. Происходит быстрый разряд конденсатора через малое внутреннее сопротивление лампы  $R_{i0}$ . Напряжение на аноде лампы падает до исходного значения  $U_{a0}$ . С начала следующего периода входного напряжения процессы повторяются.

Схема генератора развертки на рис. 1.36, а весьма проста. Этим объясняется широкое применение рассмотренного генератора пилообразного напряжения. Однако во время прямого хода развертки выходное напряжение такого генератора меняется не по

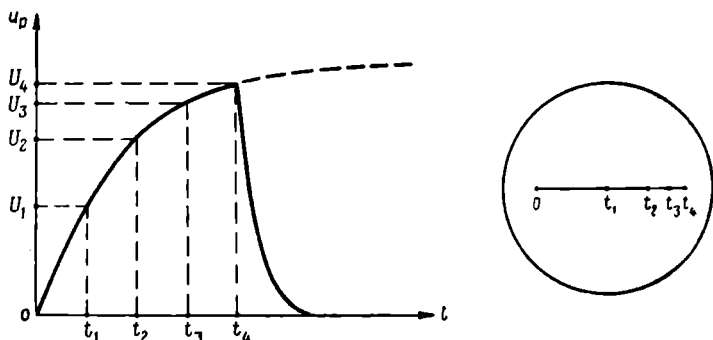


Рис. 1.37. Влияние нелинейности пилообразного напряжения на масштаб развертки

линейному, а по экспоненциальному закону. Это приводит к неравномерности временного масштаба. В начале прямого хода развертки скорость нарастания напряжения  $u_p$  больше, чем в конце. Поэтому луч перемещается вдоль линии развертки с убывающей скоростью. Временной масштаб в начале линии развертки получается более крупным, чем в конце (рис. 1.37).

Исходя из формы генерируемого напряжения, рассматриваемый генератор часто называют генератором экспоненциального напряжения.

Для уменьшения коэффициента нелинейности выходного напряжения приходится использовать лишь начальный участок экспоненциальной кривой, в пределах которого скорость нарастания напряжения  $u_p$  меняется сравнительно мало. Это осуществляется увеличением постоянной времени цепи заряда конденсатора  $\tau_{зар} = CR_a$ . Однако при увеличении  $\tau_{зар}$  напряжение на конденсаторе  $C$  нарастает до меньшей величины за то же время заряда  $t_{п}$ .

Следовательно, улучшение линейности достигается за счет уменьшения амплитуды напряжения  $u_p$  (см. пунктир на рис. 1.36, б). Степень использования анодного напряжения  $p$ ,



равная отношению амплитуды выходного напряжения  $U_{pm}$  к напряжению источника  $E_a$ , уменьшается.

Можно показать, что для экспоненциальной зависимости степень использования анодного напряжения  $p$  численно равна коэффициенту нелинейности  $K_n$ :

$$p = K_n. \quad (1.23)$$

Невозможность одновременного получения малого коэффициента нелинейности и высокой степени использования анодного напряжения — основной недостаток простейшего генератора пилообразного напряжения.

В ряде случаев для получения пилообразного напряжения требуемой амплитуды с малым коэффициентом нелинейности на генератор развертки подают очень высокое напряжение от источника  $E_a$ . Так, при допустимом коэффициенте  $K_n = 15\%$  согласно формуле (1.23)  $p = 15\%$ , и, следовательно, максимальное напряжение на конденсаторе  $U_{C \max} = U_{pm}$  не должно превышать  $0,15 E_a$ .

Если, например, надо получить напряжение  $U_{pm} = 300$  в, то требуется источник с напряжением  $E_a = \frac{300}{0,15} = 2000$  в.

Если же к форме выходного напряжения предъявляются более жесткие требования и допустимый коэффициент нелинейности  $K_n = 5\%$ , то необходим источник с напряжением  $E_a = \frac{300}{0,05} = 6000$  в.

Применение выпрямителей на такие высокие напряжения связано с рядом неудобств. Поэтому большей частью ограничиваются получением от генератора развертки напряжения малой амплитуды с допустимым коэффициентом нелинейности. Требуемая амплитуда достигается за счет включения дополнительного каскада — усилителя пилообразного напряжения.

## 5. Способы улучшения линейности пилообразного напряжения

Более совершенные генераторы пилообразного напряжения отличаются от простейшего наличием дополнительных элементов, повышающих линейность генерируемого напряжения. Благодаря этому удается получить пилообразное напряжение с малым коэффициентом нелинейности  $K_n$  при высоком коэффициенте использования анодного напряжения  $p$ .

Напряжение на конденсаторе  $u_C$  изменяется по линейному закону в том случае, когда количество электричества на его обкладках изменяется во времени также по линейному закону, так как

$$u_C = \frac{q}{C} = \frac{1}{C} \int i_C dt.$$

Количество электричества  $q$  меняется по линейному закону при постоянстве тока  $i_C$ , протекающего через конденсатор в процессе его заряда или разряда. Поэтому действие дополнительных эле-

ментов в генераторе сводится к стабилизации тока заряда или разряда конденсатора развертки.

При заряде конденсатора через активное сопротивление величина тока равна

$$i_c = \frac{E - u_c}{R}, \quad (1.24)$$

где  $E$  — напряжение источника.

Следовательно, по мере повышения напряжения на конденсаторе величина тока заряда  $i_c$  уменьшается.

То же происходит и при разряде конденсатора через активное сопротивление. В этом случае

$$i_c = \frac{u_c}{R}. \quad (1.25)$$

Анализ формул (1.24) и (1.25) показывает, что постоянство величины тока заряда или разряда конденсатора может быть достигнуто следующими двумя способами:

1. Зарядом или разрядом конденсатора через меняющееся (нелинейное) активное сопротивление. По мере увеличения напряжения  $u_c$  при заряде или уменьшения его при разряде сопротивление должно пропорционально уменьшаться.

В качестве нелинейного сопротивления чаще всего используется пентод. Внутреннее сопротивление пентода постоянному току  $R_{i0}$  меняется в широких пределах при изменении анодного напряжения  $u_a$ . Из анодной характеристики пентода (рис. 1.38) видно, что при изменении напряжения  $u_a$  в широких пределах от  $U_{a \text{ макс}}$  до  $U_{a \text{ мин}}$  величина анодного тока  $i_a$  остается почти неизменной. В этом проявляется токостабилизирующее действие пентода.

Внутреннее сопротивление пентода  $R_{i0}$  изменяется при этом примерно пропорционально изменению напряжения  $u_a$ . Действительно, при  $u_a = U_{a \text{ макс}}$

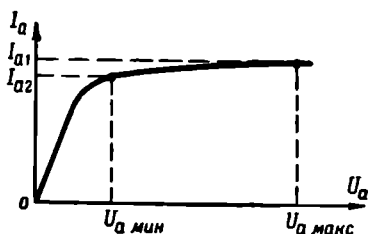


Рис. 1.38. Анодная характеристика пентода

$$R_{i01} = \frac{U_{a \text{ макс}}}{I_{a1}},$$

а при  $u_a = U_{a \text{ мин}}$

$$R_{i02} = \frac{U_{a \text{ мин}}}{I_{a2}}.$$

Полагая, что  $I_{a1} \approx I_{a2}$ , получаем

$$\frac{R_{i01}}{R_{i02}} \approx \frac{U_{a \text{ макс}}}{U_{a \text{ мин}}}.$$

2. Зарядом конденсатора через постоянное сопротивление  $R$  от источника с изменяющимся напряжением  $E$ . Напряжение источника  $E$  должно возрастать по мере заряда конденсатора развертки по тому же закону, что и напряжение на конденсаторе  $u_C$ . Разность напряжений  $E - u_C$  остается при этом неизменной, благодаря чему и достигается постоянство величины тока заряда конденсатора.

## 6. Генератор пилообразного напряжения с разрядным пентодом

Схема генератора изображена на рис. 1.39, а. Линейность выходного напряжения повышается за счет разряда конденсатора  $C_p$  через нелинейное сопротивление. Роль этого сопротивления выполняет пентод — лампа  $L_2$ . Лампа  $L_1$  — управляющая, к ней подводится входное напряжение прямоугольной формы.

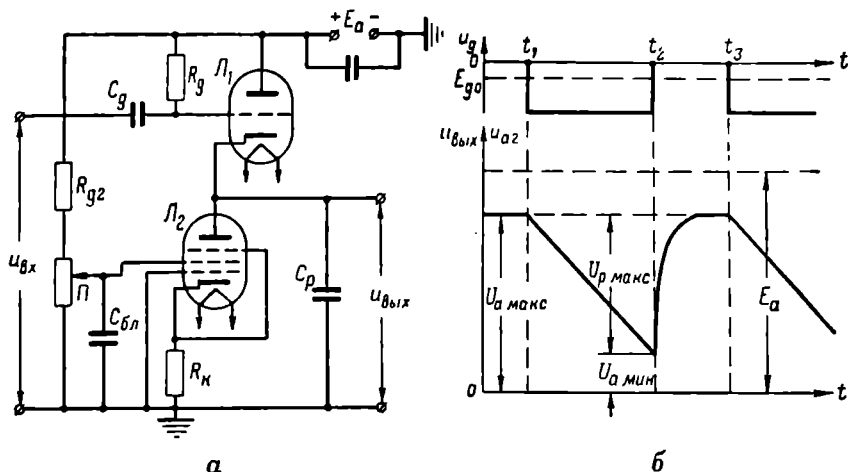


Рис. 1.39. Генератор пилообразного напряжения с разрядным пентодом: а — схема генератора; б — графики напряжений

Графики напряжений на сетке управляющей лампы и на выходе генератора изображены на рис. 1.39, б.

В исходном режиме (до начала прямого хода развертки) обе лампы отперты. Внутренние сопротивления ламп постоянному току  $R_{i01}$  и  $R_{i02}$  сильно различаются. Это объясняется различием не только типов ламп, но и режимов их работы. Лампа  $L_1$  — триод, лампа  $L_2$  — пентод. Лампа  $L_1$  работает по схеме с «положительной» сеткой и имеет практически нулевое смещение; лампа  $L_2$  работает со значительным смещением, создаваемым на катодном сопротивлении  $R_k$ . В результате  $R_{i01} < R_{i02}$  и большая часть напряжения анодного источника  $E_a$  падает на лампе  $L_2$ .

Начальное напряжение на конденсаторе  $C_p$  будет большим, поскольку он присоединен параллельно участку анод — катод лампы  $L_2$ .

В момент  $t_1$  управляющая лампа  $L_1$  запирается отрицательным входным напряжением. Начинается разряд конденсатора через пентод  $L_2$ . По мере разряда конденсатора  $C_p$  анодное напряжение пентода понижается и примерно пропорционально уменьшается его внутреннее сопротивление постоянному току  $R_{i02}$ . Анодный ток пентода в соответствии с характеристикой, приведенной на рис. 1.38, остается постоянным при уменьшении напряжения  $u_a$  до значения  $U_{a \text{ мин}}$ . Поскольку ток разряда примерно постоянен, напряжение на конденсаторе уменьшается по линейному закону (прямой ход развертки).

В момент  $t_2$  входное напряжение резко повышается и отпирает лампу  $L_1$ . Конденсатор  $C_p$  быстро дозарядается через лампу  $L_1$  до начального напряжения. С началом следующего периода входного напряжения (момент  $t_3$ ) процессы повторяются.

Из анодной характеристики пентода видно, что по мере уменьшения напряжения  $u_a$  анодный ток хотя и незначительно, но все же меняется от значения  $I_{a1}$  до значения  $I_{a2}$ .

Уменьшение тока разряда конденсатора снижает линейность пилообразного напряжения.

Для уменьшения спада тока  $I_a$  в схему введена отрицательная обратная связь по току за счет не заблокированного конденсатором сопротивления  $R_k$ . Уменьшение тока  $I_a$  приводит к понижению напряжения на сопротивлении  $R_k$ , т. е. к уменьшению смещения на сетке лампы  $L_2$ . В результате анодный ток спадает в меньших пределах, чем это следует из анодной характеристики пентода.

Амплитуда выходного напряжения регулируется изменением напряжения на экранирующей сетке лампы  $L_2$ . При перемещении движка потенциометра  $P$  вверх напряжение на экранирующей сетке  $U_{g2}$  возрастает. Это приводит к увеличению анодного тока пентода, т. е. к увеличению тока разряда конденсатора  $C_p$ . Поэтому за время прямого хода развертки  $t_1 - t_2$  конденсатор успевает разрядиться до меньшего конечного значения. Амплитуда выходного напряжения возрастает, так как

$$U_{p. \text{ макс}} = U_{a \text{ макс}} - U_{a \text{ мин}}$$

При перемещении движка потенциометра  $P$  вниз амплитуда выходного напряжения соответственно уменьшается.

Наибольшая амплитуда напряжения развертки ограничивается пределами рабочего участка анодной характеристики пентода.

От генератора с разрядным пентодом можно получить пилообразное напряжение значительной амплитуды при малом коэффициенте нелинейности. Однако необходимость изолировать от земли источник питания накала лампы  $L_1$  вследствие высокого потенциала ее катода усложняет схему генератора.

Амплитуда входного прямоугольного напряжения в данном генераторе должна быть в несколько раз больше, чем в простейшем (рис. 1.36, а) генераторе. Для запирания лампы  $L_1$  необходимо, чтобы потенциал сетки был ниже потенциала катода не менее чем на величину напряжения запирания лампы  $E_{g0}$ . По мере разряда конденсатора  $C_p$  потенциал катода лампы падает на величину, равную амплитуде входного напряжения. Поэтому для надежного запирания лампы  $L_1$  требуется, чтобы во время обратного хода амплитуда входного напряжения превышала амплитуду выходного напряжения по крайней мере на величину напряжения запирания лампы  $E_{g0}$ .

Схема генератора чувствительна к выбору нагрузки. В реальных условиях участок анод — катод лампы  $L_2$  шунтируется входным сопротивлением нагрузки, через которое ответвляется часть тока разряда конденсатора  $C_p$ ; это ухудшает линейность генерируемого пилообразного напряжения. Шунтирующее действие могут оказывать также паразитные емкости между анодом и катодом лампы  $L_2$ .

### 7. Генератор пилообразного напряжения с положительной обратной связью

Схема генератора изображена на рис. 1.40. Для повышения линейности выходного напряжения используется заряд конденсатора развертки  $C_1$  от источника  $E$ , напряжение на котором в процессе заряда

возрастает.

Управляющей лампой генератора является триод  $L_1$ . Диод  $L_2$  служит для отключения цепи разряда конденсатора  $C_1$  от источника анодного напряжения  $E_a$  на время прямого хода развертки. На лампе  $L_3$  собран катодный повторитель.

В исходном режиме через лампу  $L_2$ , сопротивление  $R$  и лампу  $L_1$  протекает постоянный ток от источника напряжения  $E_a$ . Наибольшим сопротивлением

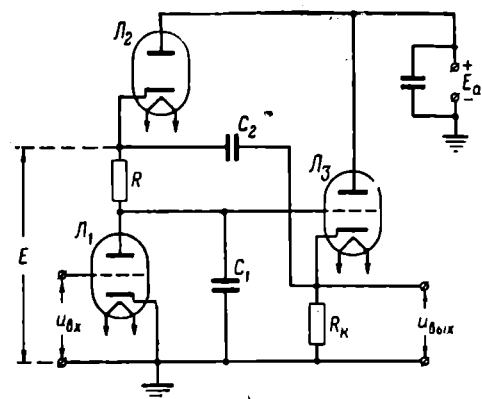


Рис. 1.40. Схема генератора пилообразного напряжения с положительной обратной связью

из трех элементов цепи обладает зарядное сопротивление  $R$ . На нем падает большая часть напряжения источника.

Падение напряжения на диоде  $L_2$  близко к нулю. Поэтому потенциал катода диода близок к потенциалу  $+E_a$ . Небольшим будет также и падение напряжения на лампе  $L_1$ , а следовательно, и начальное напряжение на конденсаторе развертки  $C_1$ .

Анодный ток лампы  $L_3$  создает на катодном сопротивлении  $R_k$  падение напряжения  $U_{Rk0}$ , превышающее по величине начальное анодное напряжение  $U_{a0}$  на лампе  $L_1$ . Поскольку сетка лампы  $L_3$  соединена с анодом лампы  $L_1$ , потенциал сетки оказывается ниже потенциала катода, и лампа работает со смещением.

Конденсатор  $C_2$  берет ся большой емкости. Потенциал его левой обкладки равен потенциалу катода диода  $L_2$ , а потенциал правой обкладки — потенциалу катода лампы  $L_3$ . Поэтому начальное напряжение на нем  $U_{oc2}$  равно  $E_a - U_{Rk0}$  (если пренебречь падением напряжения на диоде  $L_2$ ). Графики, иллюстрирующие процессы в генераторе, приведены на рис. 1.41.

В момент  $t_1$  на вход генератора подается отрицательный прямоугольный импульс, запирающий лампу  $L_1$ . Начинается дозаряд конденсатора  $C_1$ . Ток заряда протекает по цепи: плюс источника  $E_a$ , диод  $L_2$ , зарядное сопротивление  $R$ , конденсатор  $C_1$ , минус источника  $E_a$ .

С увеличением напряжения на конденсаторе  $C_1$  возрастает потенциал сетки лампы  $L_3$ , увеличивается анодный ток лампы и, следовательно, повышается потенциал правой обкладки конденсатора  $C_2$ . Поскольку напряжение между обкладками конденсатора мгновенно измениться не может, повышается и потенциал его левой обкладки. Как только он достигает уровня  $+E_a$  (что происходит очень скоро, так как в исходном режиме он близок к  $+E_a$ ), диод  $L_2$  перестает проводить ток.

В дальнейшем источником для заряда конденсатора  $C_1$  служат конденсатор  $C_2$  и напряжение на нагрузке катодного повторителя (выходное напряжение). На рис. 1.40 напряжение между катодом диода  $L_2$  и землей обозначено через  $E$ . Оно равно сумме напряжений на конденсаторе  $C_2$  и на выходе генератора:  $E = u_{c2} + u_{вых}$ .

Напряжение  $E$  и будет приложено к цепи из последовательно соединенных сопротивления  $R$  и конденсатора развертки  $C_1$ .

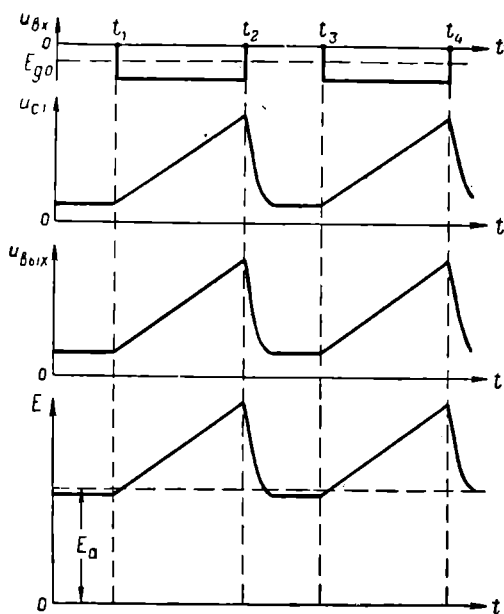


Рис. 1.41. Графики напряжений в характерных точках генератора, приведенного на рис. 1.40

Дальнейшее увеличение напряжения на конденсаторе  $C_1$ , повышающее потенциал сетки лампы  $L_3$ , вызывает примерно такое же повышение потенциала ее катода (коэффициент усиления катодного повторителя можно считать равным единице). Последнее через конденсатор  $C_2$  передается на катод диода  $L_2$ .

Таким образом, увеличение напряжения  $u_{C1}$  приводит примерно к такому же возрастанию напряжения  $E$ , приложенного к цепи из  $R$  и  $C_1$ . Этим достигается постоянство тока заряда конденсатора  $C_1$  и, следовательно, нарастание напряжения на конденсаторе по линейному закону.

Более точно это можно показать из следующих соотношений. Ток заряда конденсатора  $C_1$  равен

$$i_{C1} = \frac{E - u_{C1}}{R}.$$

Но  $E = u_{C2} + u_{\text{вых}}$ , следовательно,

$$i_{C1} = \frac{u_{C2} + u_{\text{вых}} - u_{C1}}{R}. \quad (1.26)$$

При коэффициенте усиления катодного повторителя  $K_{к.п} \approx 1$   $\Delta u_{\text{вых}} \approx \Delta u_{C1}$ , откуда  $u_{\text{вых}} - u_{C1} \approx \text{const}$ .

Емкость конденсатора  $C_2$  значительно больше емкости конденсатора  $C_1$ . Зарядное сопротивление  $R$  также велико. Поэтому за время прямого хода развертки напряжение  $u_{C2}$  остается примерно постоянным. В таком случае  $u_{C2} + (u_{\text{вых}} - u_{C1}) \approx \text{const}$  и ток заряда конденсатора  $i_{C1}$  в соответствии с формулой (1.26) также будет постоянным.

В момент  $t_2$  оканчивается отрицательный импульс на входе и лампа  $L_1$  отпирается. Конденсатор  $C_1$  быстро разряжается через нее до исходного напряжения. Напряжение на сопротивлении  $R_k$  уменьшается. Потенциал катода диода  $L_2$  понижается, и диод вновь начинает проводить ток. Генератор возвращается в исходное состояние.

Генератор пилообразного напряжения с положительной обратной связью обладает несколько худшей линейностью по сравнению с предыдущим. Однако в отличие от генератора с разрядным пентодом он мало чувствителен к выбору нагрузки. Выходное сопротивление катодного повторителя мало, поэтому нагрузка почти не оказывает шунтирующего действия.

## § 5. УСИЛИТЕЛИ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ (парафазные усилители)

### 1. Назначение усилителей пилообразного напряжения

Амплитуда пилообразного напряжения, снимаемого с выхода генератора напряжения развертки, часто оказывается недостаточной для получения требуемой длины линии развертки, и поэтому напряжение приходится усиливать. Для этого можно использо-

вать обычные усилители на сопротивлениях, имеющие достаточно широкую полосу пропускания. Однако в ряде случаев для усиления пилообразного напряжения применяются так называемые парафазные усилители. Они имеют два выхода, с которых снимаются симметричные напряжения (т. е. напряжения одинаковой формы и амплитуды, но различной полярности).

Симметричные пилообразные напряжения используются:

- для создания симметричной развертки в трубках с электростатическим управлением;
- для питания двухтактных усилителей пилообразного тока, применяемых для создания разверток в трубках с магнитным управлением.

## 2. Несимметричная и симметричная развертки

При несимметричной развертке (рис. 1.42, а) входное пилообразное напряжение  $u_{вх}$  подается через переходную цепь  $C_n R_n$  лишь на одну отклоняющую пластину трубки и действует между этой пластиной и землей. Потенциал второй пластины  $u_2$  остается постоянным.

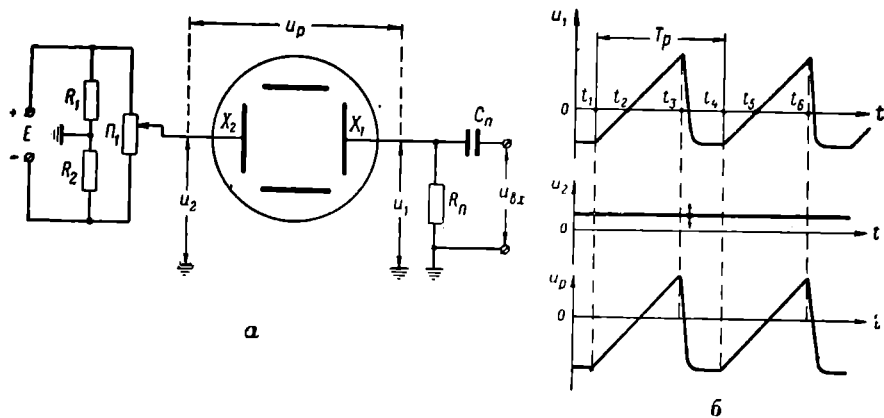


Рис. 1.42. Несимметричная развертка:

а — схема питания отклоняющих пластин; б — графики напряжений

Напряжение развертки  $u_p$ , равное разности потенциалов отклоняющих пластин, изменяется по пилообразному закону. Вместе с тем непрерывно изменяется и средний потенциал пластин.

Графики напряжений представлены на рис. 1.42, б. До момента  $t_2$  пластина  $X_1$  имеет отрицательный по отношению к земле потенциал, после момента  $t_2$  — положительный. Величину и знак потенциала пластины  $X_2$  можно менять потенциометром  $\Pi_1$  и изменять этим положение начальной точки линии развертки (центровка развертки). В дальнейшем для простоты будем полагать, что потенциал  $u_2$  равен нулю.



На электроны, пролетевшие сквозь диафрагмы второго анода, действует электрическое поле, схематически изображенное на рис. 1.43 в виде суммы двух независимых полей. Одно из них ( $E_1$ ) образуется за счет разности потенциалов между развертывающими пластинами, другое ( $E_2$ ) — за счет разности потенциалов верхней (незаземленной) пластины  $X_1$  и второго анода.

Электрическое поле  $E_1$  поперечное. Под его воздействием электронный луч перемещается вдоль линии развертки. Электрическое поле  $E_2$  имеет продольную (осевую) составляющую; влиянием этого поля определяются особенности несимметричной развертки.

Разложим вектор напряженности этого поля в точке  $a$  на две составляющие: продольную  $E_2'$  и поперечную  $E_2''$ . Под действием продольной составляющей  $E_2'$  изменяется осевая скорость электронов. Для случая, приведенного на рис. 1.43, она уменьшается. Чем больше отрицательный потенциал пластины  $X_1$ , тем сильнее рассматриваемое поле и больше величина его продольной составляющей.

После момента  $t_2$  потенциал пластины  $X_2$  становится положительным (рис. 1.42, б). Направление силовых линий как первого, так и второго поля меняется на обратное. Продольная составляющая второго поля  $E_2'$  уже не уменьшает, а увеличивает осевую скорость электронов. Таким образом, при изменении потенциала пластины  $X_1$  от наибольшего отрицательного до наибольшего положительного значения происходит непрерывное изменение осевой скорости электронов. Минимальной скоростью электроны обладают в момент  $t_1$ , максимальной — в момент  $t_3$ .

Изменение осевой скорости электронов приводит к изменению положения точки фокуса относительно экрана трубки при перемещении луча вдоль линии развертки. Если луч был сфокусирован в середине линии развертки, то при удалении луча от пластины  $X_1$  точка фокуса оказывается ближе поверхности экрана (осевая скорость электронов меньше). При приближении луча к пластине  $X_1$  точка фокуса оказывается за поверхностью экрана (осевая скорость электронов выше, чем в средней точке линии развертки).

Положение точек фокуса при перемещении луча вдоль линии развертки показано пунктиром на рис. 1.43. Линия развертки приобретает вид, изображенный на рис. 1.44, а. Чем дальше от центра, тем толще линия развертки из-за большей дефокусировки луча.

Изменением напряжения на первом аноде трубки (при помощи потенциометра «Фокус») можно добиться хорошей фокусировки только в одной точке линии развертки, но получить фокусировку одновременно во всех точках линии развертки невозможно (линия, изображающая положение точек фокуса на рис. 1.43, перемещается параллельно самой себе).

Дефокусировка луча, а следовательно, и размазывание изображения, особенно у краев экрана, — недостаток несимметричной развертки.

Изменение осевой скорости электронов приводит также к различию в чувствительности трубки в разных точках линии развертки. По мере перемещения луча от пластины  $X_2$  к пластине  $X_1$  осевая скорость электронов повышается, а чувствительность понижается. В точках развертки с более высокой чувствительностью масштаб изображения получается крупнее.

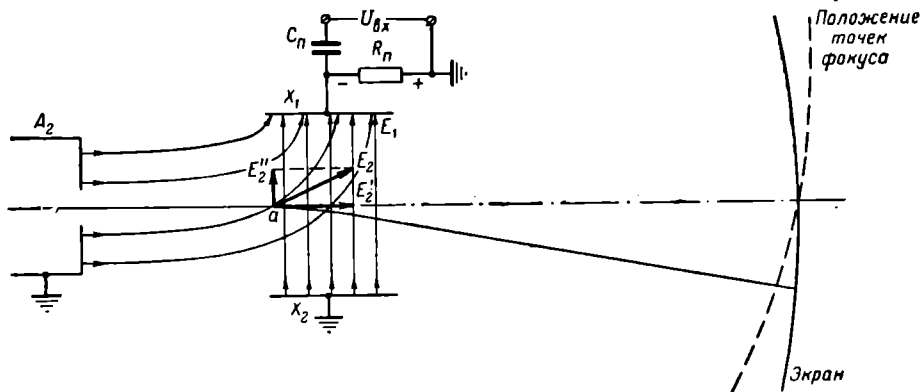


Рис. 1.43. Электрическое поле на участке второй анод — отклоняющие пластины при несимметричной развертке

Если подать на сигнальные пластины прямоугольное напряжение постоянной амплитуды, то изображение на экране будет иметь неравномерный масштаб и амплитуда его будет меняться (рис. 1.44, б). Получающиеся искажения называют трапецидальными. С ними приходится считаться главным образом в измерительных осциллографах и в меньшей степени в индикаторах радиолокационных станций.

Причиной отмеченных недостатков несимметричной развертки является наличие продольной составляющей электрического поля на участке между вторым анодом и отклоняющими пластинами. Для устранения этой составляющей применяют симметричную развертку.

При симметричной развертке к отклоняющим пластинам трубки подводятся два симметричных пилообразных напряжения:  $u_{вх1}$  и  $u_{вх2}$  (рис. 1.45, а). Каждое из них действует между одной из пластин и землей. Это позволяет добиться

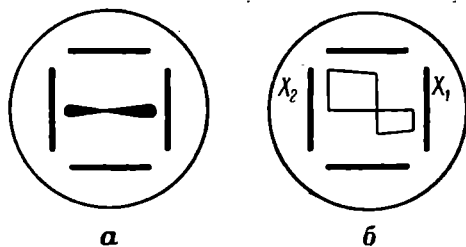


Рис. 1.44. Недостатки несимметричной развертки:

а — дефокусировка линии развертки; б — трапецидальные искажения

того, чтобы потенциалы пластин  $u_1$  и  $u_2$  в любой момент были равны друг другу по величине и противоположны по знаку (рис. 1.45, б).

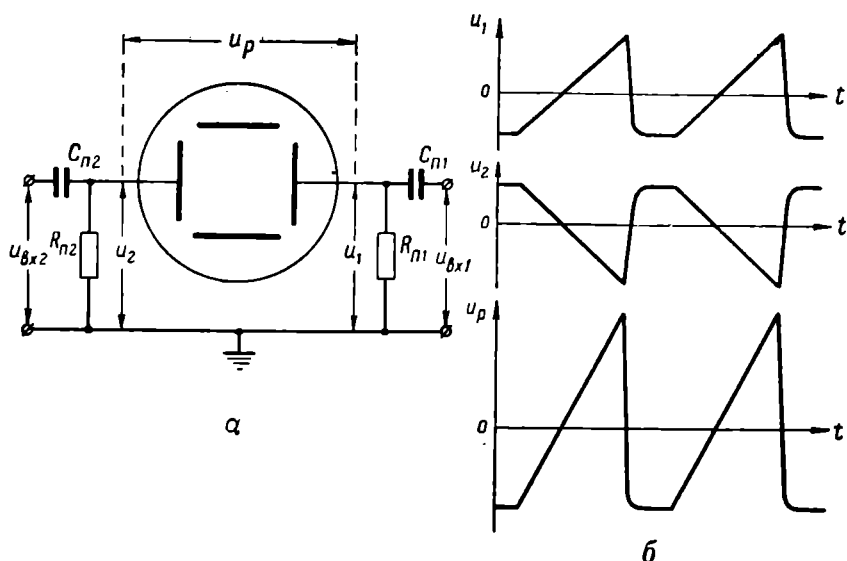


Рис. 1.45. Симметричная развертка:  
а — схема питания отклоняющих пластин; б — графики напряжений

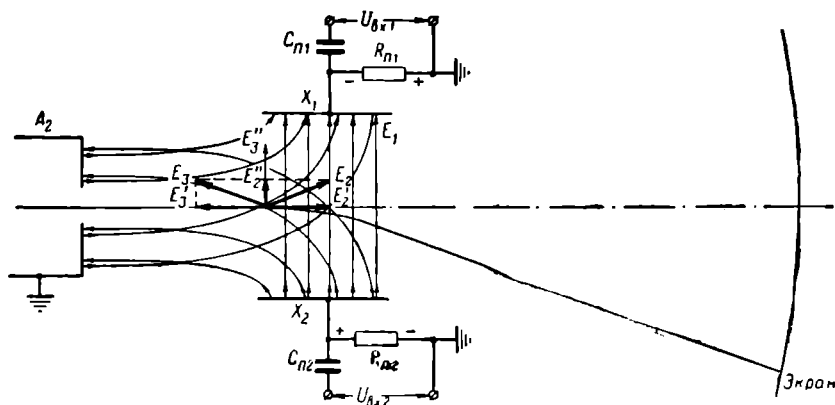


Рис. 1.46. Электрическое поле на участке второй анод — отклоняющие пластины при симметричной развертке

Напряжение развертки  $u_p$  (напряжение между пластинами) также изменяется по пилообразному закону. Однако средний потенциал пластин остается неизменным. В частности, его можно сделать равным нулю, т. е. равным потенциалу второго анода.

На рис. 1.46 изображена картина электрического поля на уча-

стке второй анод — отклоняющие пластины для случая симметричной развертки. Помимо поперечного поля  $E_1$ , действующего между отклоняющими пластинами, результирующее поле включает в себя еще два поля —  $E_2$  и  $E_3$ , образующиеся между заземленным вторым анодом и каждой из пластин. Эти два поля симметричны относительно оси трубки, но направление силовых линий у них противоположно.

Поперечные составляющие обоих полей ( $E_2''$  и  $E_3''$ ) направлены в одну и ту же сторону, а продольные ( $E_2'$  и  $E_3'$ ) — встречно. Результирующая продольная составляющая равна нулю. Поэтому осевая скорость электронов при перемещении луча вдоль линии развертки не изменяется.

### 3. Одноламповый парафазный усилитель

Схема однолампового парафазного усилителя изображена на рис. 1.47. Это реостатный усилитель с нагрузкой как в аноде, так и в катode лампы. Сопротивления нагрузки  $R_a$  и  $R_k$  одинаковы, вследствие чего анодный ток создает на них равные падения напряжения и выходные напряжения усилителя  $u_1$  и  $u_2$  имеют одинаковые амплитуды.

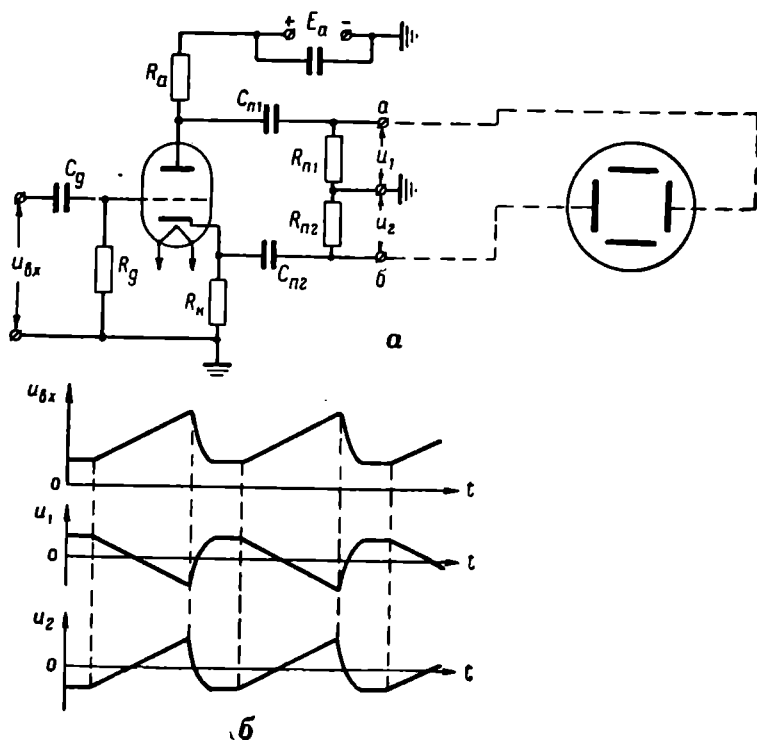


Рис. 1.47. Одноламповый парафазный усилитель

Полярность напряжения  $u_1$ , снимаемого с анода лампы, противоположна полярности входного напряжения. Напряжение  $u_2$ , снимаемое с катода лампы, имеет ту же полярность, что и входное напряжение. Поэтому при воздействии на вход усилителя напряжения пилообразной формы с точек  $a$  и  $b$  снимаются два пилообразных напряжения одинаковой амплитуды и различной полярности.

Напряжение  $u_2$ , снимаемое с катодной нагрузки, является вместе с тем напряжением отрицательной обратной связи.

Усиление каскада по катодной нагрузке  $K_{кн}$  из-за отрицательной обратной связи получается меньше единицы. При  $R_a = R_k$  усиления по анодной и катодной нагрузкам равны, поскольку через оба сопротивления протекает последовательно одна и та же переменная составляющая анодного тока. Следовательно, усиление по анодной нагрузке  $K_{ан}$  также меньше единицы. Общее усиление (по обоим выходам) не может превышать двух. При  $SR_k \gg 1$   $K_{кн} \approx 1$  и общее усиление примерно равно двум. Сильная отрицательная обратная связь способствует расширению полосы пропускания усилителя и уменьшению нелинейных искажений. Благодаря этому форма усиливаемого пилообразного напряжения искажается незначительно.

#### 4. Двухламповый парафазный усилитель с фазоинверсным каскадом

Схема усилителя изображена на рис. 1.48, *а*, графики, поясняющие процессы в усилителе, — на рис. 1.48, *б*.

На лампе  $L_1$  собран первый каскад усилителя на сопротивлениях. При подаче пилообразного напряжения малой амплитуды

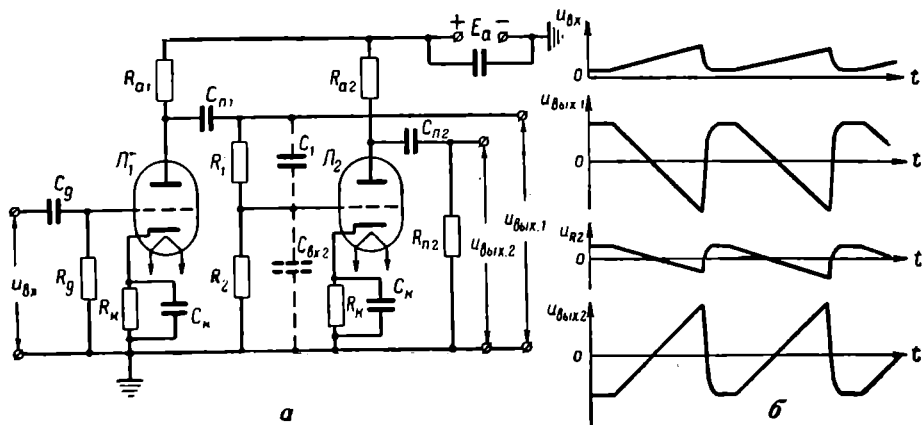


Рис. 1.48. Двухламповый парафазный усилитель с фазоинверсным каскадом:

*а* — схема усилителя; *б* — графики напряжений

на вход усилителя на его выходе создается напряжение той же формы, усиленное в  $K$  раз, но противоположной полярности. Оно подается на одну из отклоняющих пластин ( $u_{\text{вх1}}$ ) и одновременно подводится к делителю напряжения, состоящему из сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ . С сопротивления  $R_2$  напряжение снимается на сетку лампы  $L_2$ , на которой собран второй каскад усилителя на сопротивлениях.

Сопротивления делителя  $R_1$  и  $R_2$  выбирают так, чтобы выполнялось условие

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{K_1},$$

где  $K_1$  — коэффициент усиления первого каскада.

В этом случае на вход второго каскада будет поступать пилообразное напряжение той же амплитуды, что и на вход первого каскада, но противоположной полярности.

Параметры обоих усилительных каскадов и ламп  $L_1$ ,  $L_2$  совершенно одинаковы. Поэтому коэффициенты усиления каскадов равны и напряжение, снимаемое со второго каскада ( $u_{\text{вх2}}$ ), имеет ту же амплитуду, что и напряжение на выходе первого каскада. Напряжение с выхода второго каскада подается на вторую отклоняющую пластину трубки. Общее усиление (по обоим выходам) равно  $2K$  (где  $K = K_1 = K_2$ ).

Амплитуда напряжения развертки, равная наибольшему изменению разности потенциалов отклоняющих пластин, равна  $2KU_{\text{т вх}}$ .

Недостаток усилителя — заметные искажения формы усиленного напряжения вследствие недостаточной ширины полосы пропускания обоих каскадов, нелинейности характеристик ламп и наличия входной емкости второй лампы  $C_{\text{вх2}}$ , шунтирующей сопротивление  $R_2$ .

Для расширения полосы пропускания усилителя приходится уменьшать сопротивления анодных нагрузок  $R_{a1}$  и  $R_{a2}$ , что уменьшает коэффициент усиления.

Влияние емкости  $C_{\text{вх2}}$  сказывается в том, что для различных гармонических составляющих усиленного пилообразного напряжения коэффициент деления при передаче напряжения на второй каскад оказывается различным и не равным отношению  $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ .

Чтобы устранить эту причину искажения, иногда параллельно сопротивлению  $R_1$  присоединяют конденсатор небольшой емкости  $C_1$ . Этот конденсатор образует с входной емкостью  $C_{\text{вх2}}$  емкостный делитель с тем же коэффициентом деления, что и основной делитель из активных сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ . Благодаря этому сохраняется одинаковый коэффициент деления как для низших, так и для высших гармонических составляющих усиленного пилообразного напряжения.

## 5. Двухламповый парафазный усилитель с катодной связью

Схема данного усилителя (рис. 1.49) обычно бывает симметричной: параметры одной ее половины соответственно равны параметрам другой половины. Графики напряжений и токов в усилителе приведены на рис. 1.50.

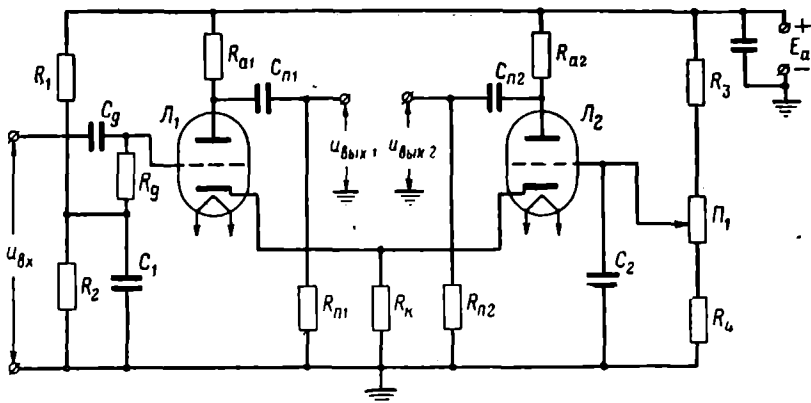


Рис. 1.49. Двухламповый парафазный усилитель с катодной связью

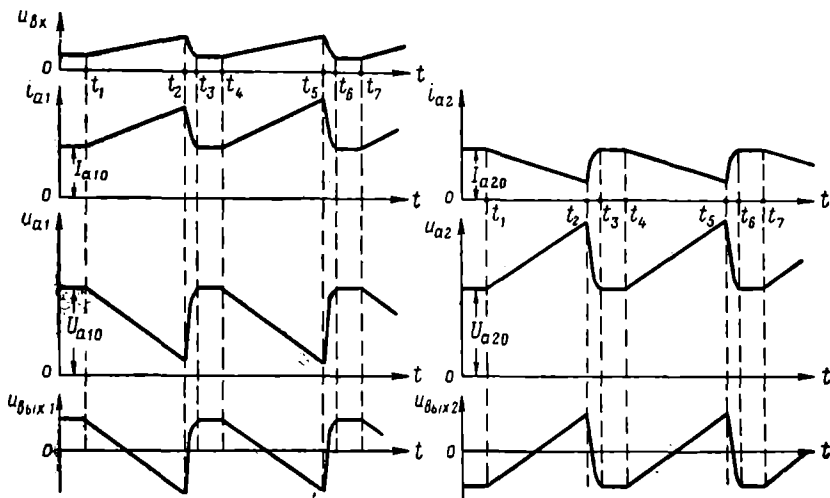


Рис. 1.50. Графики напряжений и токов в двухламповом парафазном усилителе с катодной связью

В исходном режиме (до начала прямого хода развертки) обе лампы отперты. Анодные токи ламп  $i_{a10}$  и  $i_{a20}$  примерно одинаковы. Они протекают через общее катодное сопротивление  $R_k$ , создавая

на нём значительное падение напряжения. Поэтому катоды обеих ламп имеют сравнительно высокий потенциал по отношению к земле.

Так, при  $i_{a10} = i_{a20} = 3 \text{ ма}$  и  $R_k = 25 \text{ ком}$   $u_{Rk0} = (i_{a10} + i_{a20})R_k = 150 \text{ в}$ .

Для того чтобы лампы работали с нормальным смещением, потенциалы сеток должны быть ниже потенциала катода всего на несколько вольт. Поэтому на сетку лампы  $L_1$  подается постоянное положительное по отношению к земле напряжение с сопротивления  $R_2$ , входящего в делитель напряжения  $R_1, R_2$ , а на сетку лампы  $L_2$  — с сопротивления  $R_4$  и части потенциометра  $P_1$ , входящих в делитель напряжения  $R_3, P_1, R_4$ .

Конденсаторы большой емкости  $C_1$  и  $C_2$  служат для стабилизации потенциалов сеток ламп при колебаниях напряжения источника  $E_a$ . Если входное пилообразное напряжение, например положительное, через переходную цепь  $C_g R_g$  подается на сетку лампы  $L_1$ , то анодный ток лампы  $L_1$  с момента  $t_1$  (начало прямого хода луча) возрастает по линейному закону. Это увеличивает падение напряжения на сопротивлении  $R_{a2}$ , в результате чего понижается потенциал анода лампы  $L_1$ . Увеличение анодного тока лампы  $L_1$  приводит также к возрастанию падения напряжения на катодном сопротивлении  $R_k$ .

Потенциалы катодов обеих ламп повышаются. Повышение потенциала катода лампы  $L_2$  приводит к увеличению отрицательного напряжения между сеткой и катодом, поскольку потенциал сетки этой лампы не меняется. Следовательно, изменение напряжения на сопротивлении  $R_k$  является входным напряжением для лампы  $L_2$ . Понижение напряжения на сетке лампы  $L_2$  вызывает уменьшение анодного тока  $i_{a2}$ . С уменьшением анодного тока  $i_{a2}$  уменьшается падение напряжения на сопротивлении  $R_{a2}$  и потенциал анода лампы  $L_2$  возрастает.

Таким образом, с анода лампы  $L_1$  через переходную цепь  $C_{п1} R_{п1}$  на одну отклоняющую пластину трубки подается усиленное пилообразное напряжение отрицательной полярности  $u_{вых1}$ . С анода лампы  $L_2$  через переходную цепь  $C_{п2} R_{п2}$  к другой отклоняющей пластине подводится усиленное пилообразное напряжение положительной полярности  $u_{вых2}$ .

Если изменить полярность входного напряжения, то соответственно изменятся и полярности обоих выходных напряжений усилителя.

Следует отметить, что анодный ток лампы  $L_2$  всегда изменяется на несколько меньшую величину, чем анодный ток лампы  $L_1$ .

Действительно, изменение напряжения на сетке лампы  $L_2$  равно по величине и противоположно по знаку изменению потенциала катода обеих ламп. Однако потенциал катода обеих ламп меняется не только вследствие изменения (увеличения) тока  $i_{a1}$ , но и вследствие изменения (уменьшения) тока  $i_{a2}$ . Следовательно,

$$\Delta u_{Rk} = (\Delta i_{a1} + \Delta i_{a2}) R_k$$



и

$$\Delta u_{g2} = -\Delta u_{Rk} = -(\Delta i_{a1} + \Delta i_{a2}) R_k.$$

Изменение анодного тока лампы  $\mathcal{L}_2$  равно

$$\Delta i_{a2} = S_2 \Delta u_{g2},$$

где  $S_2$  — крутизна динамической характеристики лампы  $\mathcal{L}_2$ .

Подставив в эту формулу значение  $\Delta u_{g2}$ , получим

$$\Delta i_{a2} = S_2 \Delta u_{g2} = -S_2 (\Delta i_{a1} + \Delta i_{a2}) R_k.$$

Раскрыв скобки в правой части уравнения и сгруппировав члены с  $\Delta i_{a2}$ , найдем соотношение между изменениями токов обеих ламп:

$$\Delta i_{a2} = -\frac{S_2 R_k}{1 + S_2 R_k} \Delta i_{a1}.$$

Поскольку  $\frac{S_2 R_k}{1 + S_2 R_k} < 1$ ,  $|\Delta i_{a2}| < |\Delta i_{a1}|$ .

Полученный результат очевиден из физических соображений; только при этом условии изменяется напряжение на сопротивлении  $R_k$ , представляющее собой входное напряжение для лампы  $\mathcal{L}_2$ . Если допустить, что изменения анодных токов ламп одинаковы, то падение напряжения на сопротивлении  $R_k$  останется неизменным и исчезнет причина, вызвавшая изменение анодного тока лампы  $\mathcal{L}_2$ .

Вместе с тем при  $S_2 R_k \gg 1$ , что обычно имеет место в данной схеме,  $\Delta i_{a1} \approx \Delta i_{a2}$  и различие в амплитудах токов обеих ламп получается незначительным.

Некоторое различие в амплитудах анодных токов ламп при симметричных параметрах усилителя приводит к различию в амплитудах выходных напряжений.

В тех случаях, когда требуется строгая симметрия выходных напряжений, на переходную цепь  $C_{\text{пл}} R_{\text{пл}}$  подают часть анодного напряжения лампы  $\mathcal{L}_1$ . Иногда берут  $R_{a2} > R_{a1}$ , чтобы при неодинаковых амплитудах анодных токов ламп анодные напряжения  $u_{a1}$  и  $u_{a2}$  изменялись в одинаковых пределах.

Характерная особенность рассмотренного усилителя — наличие сильной отрицательной обратной связи. Из схемы усилителя видно, что напряжения на сетках обеих ламп изменяются следующим образом:

$$\Delta u_{g1} = \Delta u_{\text{вх}} - \Delta u_{Rk};$$

$$\Delta u_{g2} = -\Delta u_{Rk}.$$

Следовательно, изменение потенциала катодов ламп  $\Delta u_{Rk}$ , являющееся входным напряжением для лампы  $\mathcal{L}_2$ , представляет собой напряжение отрицательной обратной связи для лампы  $\mathcal{L}_1$ . Входное пилообразное напряжение делится между обоими каска-

дами усилителя. Изменение напряжения на сетке лампы  $L_1$  меньше амплитуды входного напряжения на величину изменения напряжения на сетке лампы  $L_2$ .

При  $S_2 R_k \gg 1$

$$|\Delta u_{g1}| \approx |\Delta u_{g2}| \approx \frac{1}{2} \Delta u_{вх}$$

В результате амплитуды анодных напряжений первой и второй ламп примерно равны, так как

$$U_{a1m} \approx \frac{1}{2} K_1 U_{вх m}$$

и

$$U_{a2m} \approx \frac{1}{2} K_2 U_{вх m}$$

где  $K_1$  и  $K_2$  — коэффициенты усиления соответственно первого и второго каскадов при заземленном катоде.

Амплитуда напряжения развертки, равная суммарному значению амплитуд обоих выходных напряжений, получается равной

$$U_{pm} = K U_{вх m}$$

где  $K = K_1 = K_2$ .

Таким образом, полное усиление получается в два раза меньше, чем в предыдущем усилителе.

Наличие отрицательной обратной связи приводит к расширению полосы пропускания обоих каскадов и к уменьшению нелинейных искажений. Поэтому пилообразное напряжение усиливается почти без искажений.

Иногда при использовании данного усилителя для создания симметричной развертки напряжение на отклоняющие пластины трубки подают непосредственно с анодов ламп, без переходных цепей. Положение начальной точки линии развертки определяется при этом разностью потенциалов анодов ламп, существующей к началу прямого хода луча (моменты  $t_1, t_4, t_7 \dots$ ). Начало линии развертки перемещается по экрану индикатора по-прежнему при помощи потенциометра  $\Pi_1$ .

## § 6. КОЛЬЦЕВАЯ РАЗВЕРТКА

### 1. Принцип создания кольцевой развертки

При кольцевой развертке электронный луч, перемещаясь с постоянной скоростью, описывает на экране трубки окружность. Такая развертка (иногда ее называют круговой) широко применяется в индикаторах радиолокационных станций.

Для получения кольцевой развертки используются, как правило, электронно-лучевые трубки с электростатическим управлением, на горизонтально и вертикально отклоняющие пластины ко-

торых одновременно подаются синусоидальные напряжения одинаковой частоты, сдвинутые по фазе одно относительно другого на  $90^\circ$  (рис. 1.51).

Под действием напряжения  $u_y$  луч отклоняется в вертикальном направлении, под действием напряжения  $u_x$  — в горизонтальном. Для простоты рисунка чувствительность трубки по обеим парам пластин принята одинаковой.

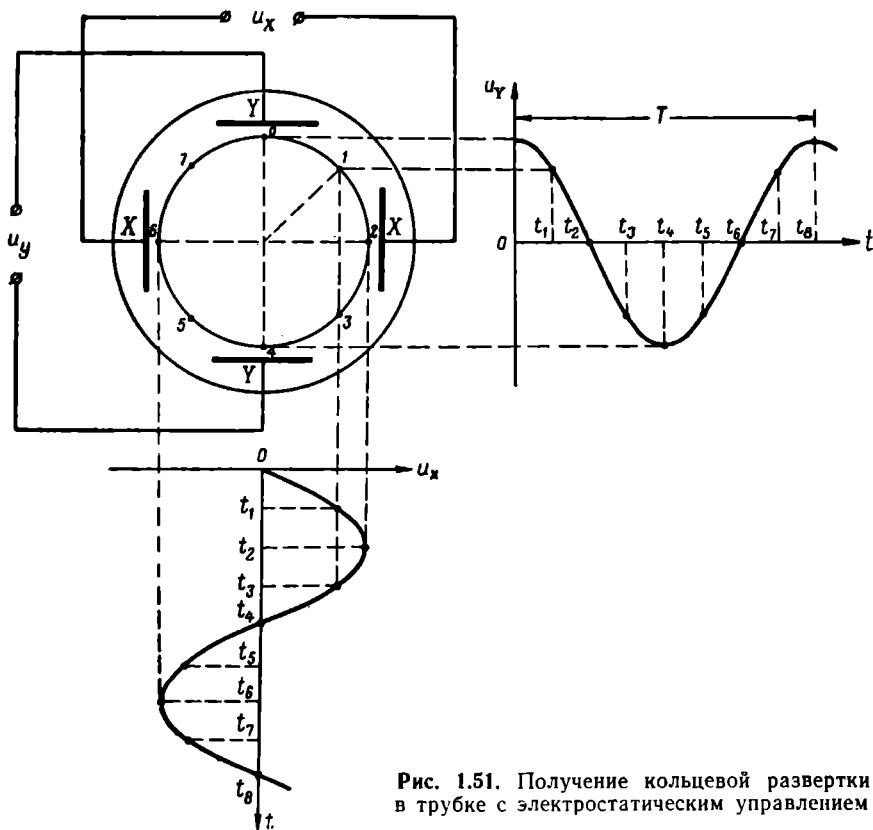


Рис. 1.51. Получение кольцевой развертки в трубке с электростатическим управлением

В момент  $t=0$   $u_x=0$ , а  $u_y=U_{ym}$ , т. е. отклонение луча в горизонтальном направлении равно нулю, а в вертикальном — максимально. Затем напряжение  $u_x$  увеличивается, а  $u_y$  уменьшается — луч отклоняется вправо; отклонение луча в вертикальном направлении уменьшается.

В момент  $t_1 = \frac{T}{8}$  электронный луч оказывается в точке 1, находящейся под углом  $45^\circ$  относительно первоначального положения.

В момент  $t_2 = \frac{T}{4}$   $u_x = U_{xm}$  и  $u_y = 0$  — луч максимально отклоняется в горизонтальном направлении (вправо), а отклонение в

вертикальном направлении равно нулю. Далее напряжение  $u_x$  уменьшается, следовательно уменьшается отклонение луча в горизонтальном направлении, а напряжение  $u_y$  становится отрицательным — луч отклоняется вниз и т. д.

За один период синусоидального напряжения электронный луч описывает на экране трубки полную окружность.

То, что луч движется с постоянной скоростью и описывает окружность, видно из следующего. Если взять на окружности точку, перемещающуюся с постоянной скоростью, то проекции ее радиуса-вектора на две взаимно перпендикулярные оси будут изменяться во времени вдоль одной оси по синусоидальному,

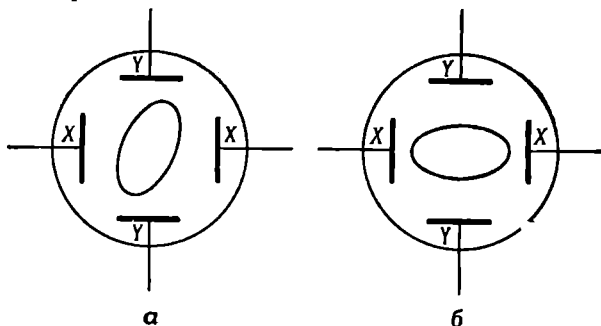


Рис. 1.52. Искажение формы кольцевой развертки:  
 а — при фазовом сдвиге между формирующими напряжениями, отличным от  $90^\circ$ ; б — при неправильном соотношении амплитуд формирующих напряжений

а вдоль другой — по косинусоидальному законам. Очевидно, справедливо будет и обратное положение: если точка перемещается вдоль одной оси по закону синуса, а вдоль другой, перпендикулярной к ней оси, — по закону косинуса, то вычерчиваемая ею траектория является окружностью.

Электронный луч будет описывать на экране трубки окружности правильной формы только в том случае, если выполняются следующие условия:

1. Сдвиг по фазе между напряжениями  $u_x$  и  $u_y$  точно равен  $90^\circ$ . Если сдвиг отличается от  $90^\circ$ , то луч будет двигаться по эллипсу, оси которого наклонены относительно вертикальной и горизонтальной осей экрана (рис. 1.52, а).

2. Максимальные отклонения луча вдоль обеих осей одинаковы, т. е.

$$h'_x U_{xm} = h'_y U_{ym}, \quad (1.27)$$

где  $h'_x$  и  $h'_y$  — чувствительность горизонтально и вертикально отклоняющих пластин трубки;

$U_{xm}$  и  $U_{ym}$  — амплитуды напряжений, приложенных соответственно к горизонтально отклоняющим и вертикально отклоняющим пластинам трубки.

Поскольку чувствительность пластин горизонтального и вертикального отклонений разная, амплитуды напряжений  $U_{хт}$  и  $U_{ут}$  должны быть также различными, иначе луч будет описывать эллипс, оси которого совпадают с горизонтальной и вертикальной осями экрана (рис. 1.52, б).

3. Напряжения  $u_x$  и  $u_y$  имеют чисто синусоидальную форму, т. е. не имеют в своем составе высших гармоник. Если это условие не выполняется, форма окружности будет искажена, так как скорость перемещения луча на разных участках линии развертки получается неодинаковой.

## 2. Простейшая схема создания кольцевой развертки

Для создания кольцевой развертки используются генератор синусоидального напряжения и фазосдвигающая цепь. Последняя служит для получения двух синусоидальных напряжений со взаимным сдвигом по фазе в  $90^\circ$ .

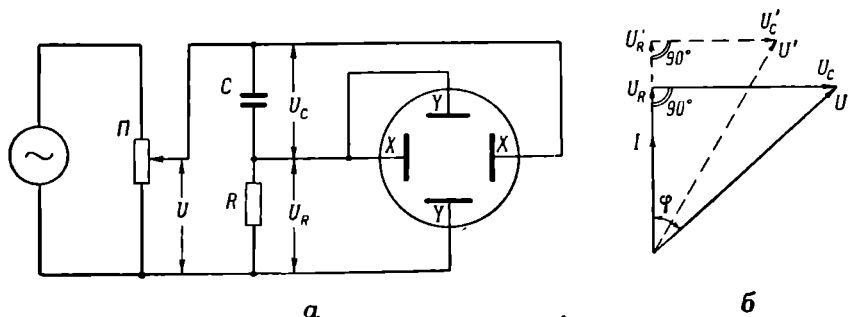


Рис. 1.53. Простейшая схема создания кольцевой развертки:

а — схема фазосдвигающей цепи; б — векторная диаграмма тока и напряжений в фазосдвигающей цепи

На рис. 1.53, а приведена простейшая схема создания кольцевой развертки. От генератора синусоидальных колебаний напряжение  $u$  подается на фазосдвигающую цепь, состоящую из сопротивления  $R$  и конденсатора  $C$ .

Векторная диаграмма для этой цепи приведена на рис. 1.53, б. Под действием напряжения  $U$  в цепи течет ток  $I$ , опережающий напряжение на угол  $\varphi$ . Падение напряжения на сопротивлении  $R$  совпадает по фазе с током, а на конденсаторе  $C$  отстает от него по фазе на  $90^\circ$ . Следовательно, между напряжениями  $U_R$  и  $U_C$  всегда будет сдвиг по фазе в  $90^\circ$ .

Для получения окружности необходимо выполнить также второе условие — добиться равенства максимальных отклонений вдоль обеих осей.

Поскольку  $U_C = I \frac{1}{\omega C}$ , а  $U_R = IR$ , условие (1.27) приобретает вид

$$h'_x \frac{1}{\omega C} = h'_y R.$$

Для выполнения этого равенства один из элементов фазосдвигающей цепи (чаще всего сопротивление  $R$ ) делается переменным. На рис. 1.53, б пунктирными линиями показаны векторы  $U'$ ,  $U_R'$  и  $U_C'$  для большего значения сопротивления  $R$ .

Диаметр развертки регулируется потенциометром  $\Pi$ .

К недостаткам схемы относятся влияние паразитных емкостей на работу фазосдвигающей цепи, особенно при более высоких частотах  $\omega$ , и отсутствие фильтрации гармоник.

Схема применяется в тех случаях, когда не требуется высокая точность работы индикатора.

### 3. Схема создания кольцевой развертки с кварцевым генератором

Схема состоит из генератора синусоидальных колебаний с электронной связью и фазосдвигающей цепи, содержащей два контура (рис. 1.54). Генератор совмещает в себе возбудитель, стабилизированный кварцем, и усилитель.

Возбудитель собран по схеме с автотрансформаторной обратной связью и заземленным по высокой частоте анодом. Его эквивалентная схема изображена на рис. 1.55.

Роль анода в возбудителе выполняет экранирующая сетка пентода, заземленная по высокой частоте при помощи конденсатора  $C_{g2}$ . Между экранирующей и управляющей сетками лампы существует междуэлектродная емкость  $C_{g1, g2}$ . Для выполнения фазового условия самовозбуждения между управляющей сеткой и катодом, а также между экранирующей сеткой и катодом должны в этом случае находиться индуктивности. Одной из них является индуктивность  $L_h$  в катоде лампы, другой — кварц, эквивалент-

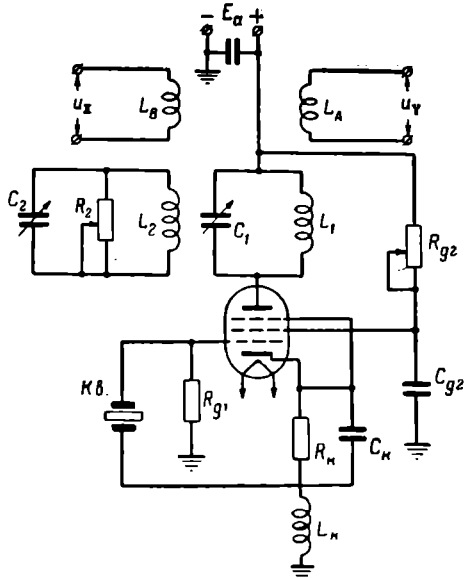


Рис. 1.54. Схема создания кольцевой развертки с кварцевым генератором

ное сопротивление которого на генерируемой частоте имеет индуктивный характер ( $L_{кв.э}$ ). Частота генерируемых колебаний близка к частоте собственных колебаний кварца.

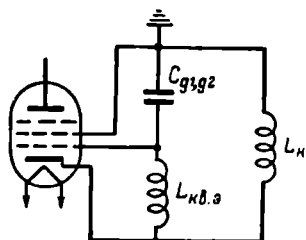


Рис. 1.55. Эквивалентная схема возбудителя

Под влиянием переменного напряжения на управляющей сетке в анодной цепи пентода протекает пульсирующий ток. Его переменная составляющая создает напряжение на анодном контуре, настроенном в резонанс с частотой возбудителя. Резонансное сопротивление анодного контура в несколько раз выше, чем у контура возбудителя. Поэтому амплитуда переменного напряжения на анодном контуре больше, чем на контуре возбудителя. В этом проявляются усилительные свойства генератора с электронной связью.

Анодный контур генератора  $L_1C_1$  является первичным контуром фазосдвигающей цепи. С ним индуктивно связана катушка  $L_A$ , в которой наводится ЭДС взаимоиндукции  $E_A$ , отстающая от тока в первичном контуре ( $I_1 = I_a$ ) на  $90^\circ$  (векторная диаграмма на рис. 1.56). От катушки  $L_A$  питается одна пара отклоняющих пластин трубки.

С первичным контуром  $L_1C_1$  индуктивно связан вторичный контур фазосдвигающей цепи  $L_2C_2$ . Связь между контурами берется слабой для уменьшения взаимной расстройки. ЭДС взаимоиндукции  $E_2$ , наводимая во вторичном контуре, отстает по фазе от тока  $I_1$  на  $90^\circ$ . Вторичный контур также настроен в резонанс с частотой генератора, поэтому ток этого контура  $I_2$  совпадает по фазе с ЭДС  $E_2$ .

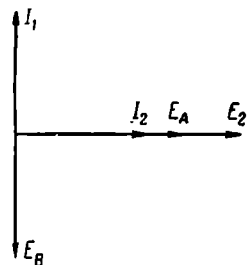


Рис. 1.56. Векторная диаграмма, поясняющая процессы в фазосдвигающей цепи схемы, приведенной на рис. 1.54

Со вторичным контуром индуктивно связана катушка  $L_B$ . Наводимая в ней ЭДС взаимоиндукции  $E_B$  отстает по фазе на  $90^\circ$  от тока  $I_2$ . От катушки  $L_B$  питается вторая пара отклоняющих пластин трубки.

Таким образом, создаются два синусоидальных напряжения  $u_x$  и  $u_y$ , сдвинутых между собой по фазе на  $90^\circ$ .

Для правильной работы схемы необходимо, чтобы катушка  $L_A$  не была связана со вторичным, а катушка  $L_B$  — с первичным контуром фазосдвигающей цепи.

В схеме предусмотрен ряд регулировок:

1. При помощи конденсатора  $C_1$  первичный контур настраивается в резонанс с частотой возбудителя, чтобы получить максимальный диаметр развертки на экране трубки.

2. Изменением величины сопротивления  $R_{g2}$  устанавливается требуемый диаметр развертки на экране. Чем меньше сопротивление  $R_{g2}$ , тем больше напряжение на экранирующей сетке и амплитуда колебаний генератора.

3. Изменением емкости конденсатора  $C_2$  настраивается в резонанс вторичный контур. При этом сдвиг по фазе между напряжениями  $u_x$  и  $u_y$  получается равным  $90^\circ$ . Развертка принимает форму эллипса, оси которого совпадают с горизонтальной и вертикальной осями экрана.

4. Изменением величины сопротивления  $R_2$ , шунтирующего вторичный контур фазосдвигающей цепи, подбирается требуемая амплитуда напряжения  $U_x$ , снимаемого с катушки  $L_B$ . Чем больше сопротивление  $R_2$ , тем слабее шунтируется контур  $L_2C_2$ , тем больше амплитуда напряжения  $U_x$ . При достижении требуемой амплитуды напряжения  $U_x$  (соотношение 1.27) развертка приобретает форму окружности.

#### 4. Применение кольцевой развертки в индикаторах

Кольцевая развертка применяется в индикаторах дальности радиолокационных станций. Линия развертки используется при этом (как и при линейной развертке) для измерения интервала времени между моментом посылки импульса передатчиком и моментом прихода отраженного сигнала.

В индикаторах дальности с кольцевой разверткой используется амплитудная отметка цели. Она получается при помощи специальных электронно-лучевых трубок с дополнительным, центральным, электродом (рис. 1.57), представляющим собой конусообразный металлический стержень, расположенный вдоль оси трубки и закрепленный в центре экрана.

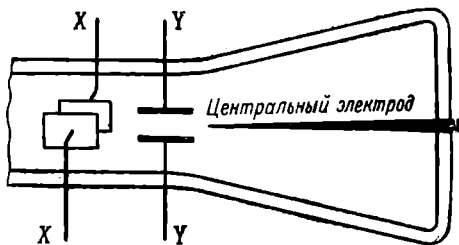


Рис. 1.57. Устройство трубки с центральным электродом

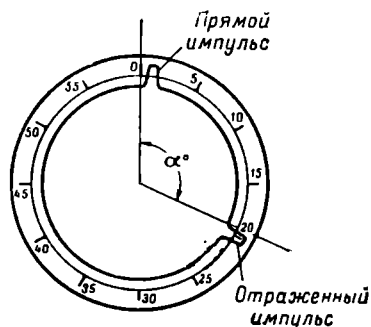
Центральный электрод немного не доходит до отклоняющей системы. Контакт с ним осуществляется со стороны лицевой части трубки через ввод в центре экрана.

На центральный электрод с выхода приемника подаются отрицательные импульсы напряжения, под действием которых луч отклоняется от центра экрана в радиальном направлении.

В момент генерирования передатчиком часть энергии попадает через антенный переключатель на вход приемника. В результате на линии развертки виден «прямой» импульс пере-



датчика. Поэтому на экране индикатора одновременно наблюдаются прямой и отраженный от цели импульсы (рис. 1.58). Центральный угол между направлениями на эти импульсы пропорционален дальности цели.



Действительно, луч движется по экрану с постоянной скоростью и описывает полную окружность за время  $T$ . Если луч перемещается на угол  $\alpha$  за время  $t$ , то

$$\frac{t}{T} = \frac{\alpha^\circ}{360^\circ}.$$

Отсюда

$$t = \frac{\alpha^\circ}{360^\circ} T.$$

Рис. 1.58. Измерение дальности цели при помощи кольцевой развертки

Дальность цели  $D$  равна

$$D = \frac{v_0 t}{2} = \frac{v_0 T}{2 \cdot 360} \alpha^\circ.$$

Поскольку  $\frac{v_0 T}{2 \cdot 360} = \text{const} = K$ , получаем

$$D = K\alpha.$$

Таким образом, между центральным углом и дальностью цели существует линейная зависимость. Масштаб развертки получается равномерный.

Период синусоидальных напряжений, формирующих развертку, выбирают исходя из максимальной дальности, измеряемой индикатором:

$$T = \frac{2D_{\text{макс}}}{v_0}.$$

На рис. 1.58 показана градуировка линии развертки для случая, когда  $T=400$  мсек, что соответствует наибольшей измеряемой дальности 60 км.

Для точного измерения дальности необходимо строгое постоянство скорости перемещения луча по экрану трубки. Последнее условие зависит от стабильности частоты синусоидальных напряжений. Поэтому в генераторах кольцевой развертки точных станций применяются генераторы синусоидальных колебаний, стабилизированные кварцем.

Для получения на экране трубки устойчивого изображения прямой и отраженного импульсов работа передатчика радиолокационной станции должна быть строго синхронизирована с работой индикатора. Так, для случая, изображенного на рис. 1.58, момент излучения импульса передатчиком должен совпадать с моментом прохождения лучом верхней точки окружности.

В индикаторе с кольцевой разверткой применяется генератор синусоидальных колебаний, стабилизированный кварцем, который не поддается синхронизации. Поэтому в отличие от индикаторов с линейной разверткой в данных индикаторах синхронизация осуществляется от индикатора к передатчику.

В тех случаях, когда требуется повысить точность отсчета дальности, применяют две электронно-лучевые трубки с кольцевой разверткой. Одна из них служит для измерения дальности в пределах всего радиуса действия радиолокационной станции, другая — для более точного измерения дальности — в пределах небольшого участка дальности. Работа обеих трубок взаимно связана.

## 5. Сравнение кольцевой и линейной разверток

Кольцевая развертка обладает следующими преимуществами перед линейной:

- при одинаковых размерах экрана трубки длина линии кольцевой развертки в  $\pi$  раз больше, чем линейной, благодаря чему достигается более крупный масштаб развертки, а следовательно, и более высокая точность измерения дальности;
- проще добиться равномерности масштаба развертки;
- отсутствует обратный ход развертки.

Недостатки кольцевой развертки следующие:

- необходимость применения специальных типов трубок, имеющих центральный электрод;
- синхронизация передатчика от индикатора, усложняющая схему станции;
- неудобство анализа формы сигнала, так как форма напряжения, подаваемого на центральный электрод, получается на экране трубки искаженной.

## 6. Спиральная развертка

При спиральной развертке электронный луч, движущийся с постоянной угловой скоростью вокруг центра трубки, одновременно медленно перемещается в радиальном направлении.

Для создания спиральной развертки в трубке с электростатическим управлением также используются два синусоидальных напряжения, сдвинутых между собой по фазе на  $90^\circ$ . Однако в отличие от случая кольцевой развертки амплитуда обоих синусоидальных напряжений должна непрерывно изменяться за период развертки  $T_r$ . Иначе говоря, необходимо иметь два синусоидальных напряжения, сдвинутых по фазе на  $90^\circ$  и модулированных по амплитуде.

Период модулированного напряжения  $T_{\text{мод}}$  определяет период развертки. Для получения неподвижного изображения на экране

он должен быть кратен периоду формирующих синусоидальных напряжений  $T_0$ . Отсюда

$$T_p = T_{\text{мод}} = nT_0,$$

где  $n=1, 2, 3 \dots k$  — целые числа.

Полное число витков спирали определяется числом периодов  $T_0$ , укладываемых за период развертки  $T_p$ , т. е. равно  $n$ . Однако число видимых витков спирали меньше  $n$  из-за наличия обратного хода. Во время обратного хода луч быстро возвращается от конца спирали к ее началу. На время обратного хода трубка запирается.

Для получения правильной формы витков амплитуды обоих синусоидальных напряжений должны изменяться по одному и тому же закону. Для любого  $k$ -го периода синусоидального напряжения (витка спирали) должно выполняться равенство, аналогичное соотношению (1.27), а именно:

$$h'_x U_{xmk} = h'_y U_{ymk}.$$

Закон изменения амплитуды синусоидальных напряжений определяет взаимное расположение витков спирали. Для получения спиральной развертки с постоянным шагом амплитуды обоих синусоидальных напряжений должны изменяться по линейному закону. В качестве генератора модулирующего напряжения в этом случае применяется генератор пилообразного (линейно изменяющегося) напряжения.

На рис. 1.59 приведены графики для случая  $T_p=6T_0$ . Графики соответствуют созданию спирали с постоянным шагом. Поскольку в процессе формирования спирали происходит уменьшение амплитуды напряжений, луч за время прямого хода постепенно перемещается от края экрана к центру. Начальной точкой развертки является точка  $A$ , конечной — точка  $B$ .

На экране трубки видны пять полных витков спирали и часть шестого витка. Остальная часть шестого витка не видна из-за обратного хода развертки (на рис. 1.59 показана пунктиром).

Из принципа создания спиральной развертки следует, что генератор развертки должен включать в себя следующие элементы:

- генератор синусоидальных колебаний стабильной частоты;
- фазосдвигающую цепь;
- генератор модулирующего напряжения;
- модулятор.

Если спиральная развертка создается в трубке с магнитным управлением, все сказанное выше о форме развертывающих напряжений будет относиться к токам развертки.

Спиральная развертка находит разнообразное применение в РЛС. Она может использоваться в одномерных индикаторах для определения любой координаты цели наряду с кольцевой и линейной развертками. Преимуществом спиральной развертки является значительно бóльшая линия развертки и, следовательно, более

крупный масштаб изображения. К ее недостаткам относятся неравномерность масштаба (чем меньше радиус витка, тем меньше скорость движения луча), меньшая наглядность индикации и сложность формирования развертки.

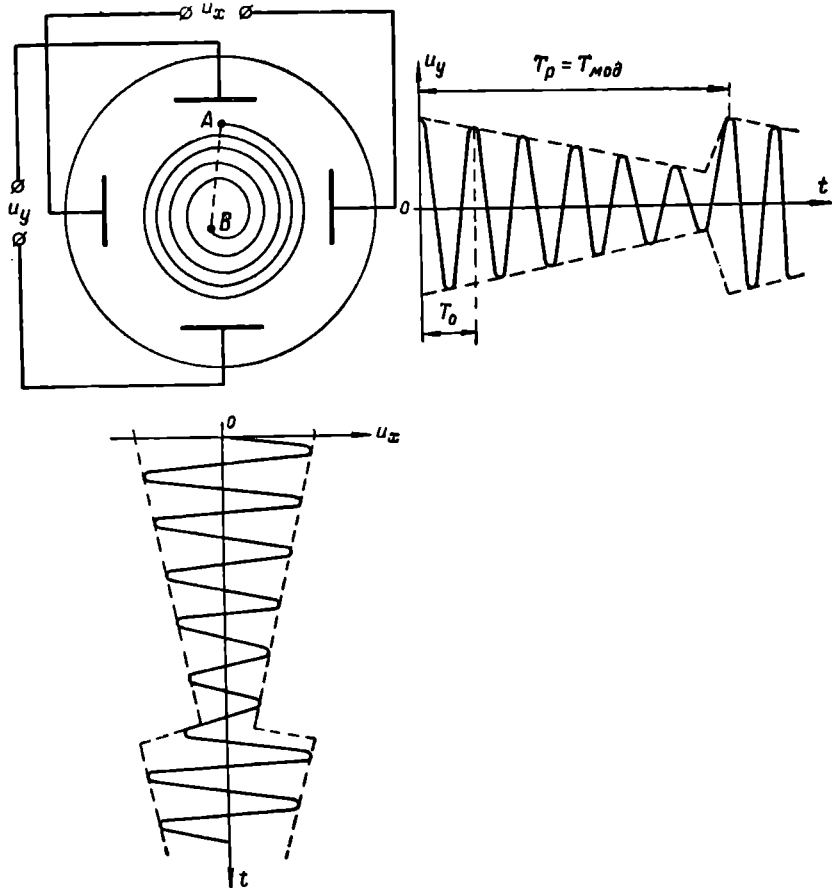


Рис. 1.59. Формирование спиральной развертки в трубке с электростатическим управлением

Специфической особенностью спиральной развертки является то обстоятельство, что при большом числе витков она сплошь покрывает часть экрана трубки, уподобляясь двумерным разверткам. Поэтому наряду с растровой разверткой она широко применяется в тех случаях, когда луч должен обегать по заданному закону все точки определенной части экрана. К этому случаю относится применение спиральной развертки в трубках с использованием потенциального рельефа, в частности в потенциалоскопах.

## § 7. ОДНОМЕРНЫЕ ИНДИКАТОРЫ ДАЛЬНОСТИ

### 1. Синхронизирующие цепи

При импульсном методе определения дальности в состав радиолокационной станции обязательно входят синхронизирующие устройства. Основное их назначение — координация во времени (синхронизация) работы основных элементов станции: передатчика, приемника, индикатора и антенного устройства.

Поскольку измерение дальности цели сводится к измерению времени запаздывания отраженного сигнала относительно импульса передатчика, то наиболее жесткие требования предъявляются к взаимной синхронизации работы передающего устрой-

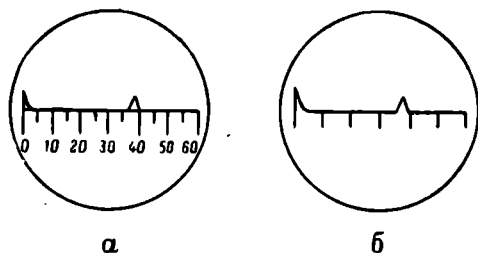


Рис. 1.60. Считывание дальности с экрана одномерного индикатора дальности с линейной разверткой:

а — по неподвижной наружной шкале; б — с помощью электронного масштаба

ства и индикатора дальности. Это объясняется тем, что именно в индикаторе дальности решается задача определения временного запаздывания отраженных импульсов относительно прямого импульса, генерируемого передатчиком. Поэтому моменты запуска передатчика и индикатора должны либо точно совпадать, либо быть сдвинутыми во времени на определенную известную величину.

От того, насколько строго выполняется последнее требование, в значительной степени зависит точность определения дальности.

Другим источником ошибок измерения дальности может явиться неточность отсчета дальности. При считывании дальности непосредственно с экрана индикатора (рис. 1.60, а) нулевое деление шкалы совмещается с началом линии развертки, а отсчет дальности производится по делению шкалы, совпадающему с началом отметки цели. Во избежание ошибок измерения дальности, возникающих вследствие непостоянства скорости развертки, необходима периодическая проверка соответствия шкалы и развертки (калибровка развертки). Для этой цели служат специальные схемы калибраторов, вырабатывающие серии кратковременных масштабных импульсов, калибрующих развертку. Иногда эти импульсы используются для создания так называемого электронного масштаба дальности на экране индикатора (рис. 1.60, б). Поэтому в синхронизирующих цепях должно быть предусмотрено генерирование импульсов запуска калибраторов или непосредственное создание калибративных и масштабных импульсов. Кроме этих основных задач, синхронизирующие цепи выполняют и ряд дополнительных, в частности следующие:

— создание селекторных импульсов, управляющих работой различных каналов приемного устройства;

— формирование импульсов подсвета прямого хода развертки на экранах электронно-лучевых трубок индикаторных устройств;

— синхронизация положения луча антенны в пространстве с положением линии развертки на экране индикатора, а в ряде случаев и с моментом запуска передатчика.

Способы синхронизации работы основных элементов станции различны.

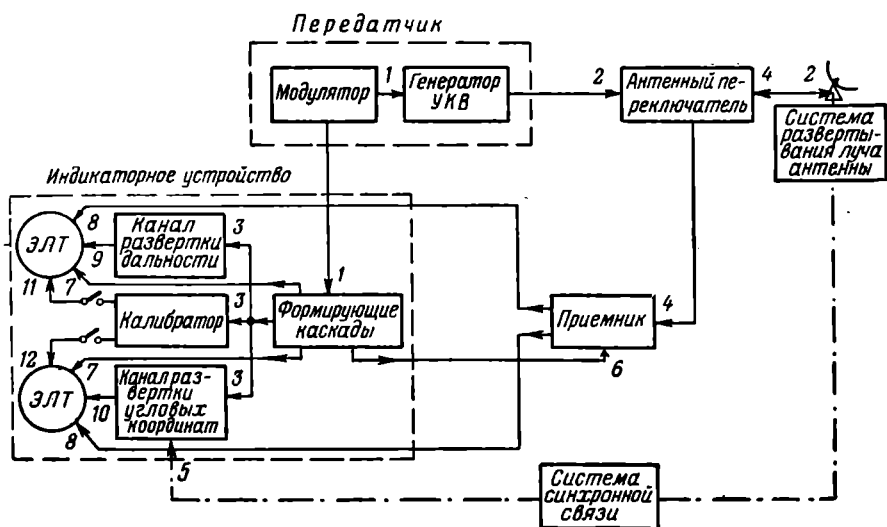


Рис. 1.61. Блок-схема радиолокационной станции с синхронизацией от передатчика:

1 — модулирующие импульсы, запускающие генератор и индикаторные устройства; 2 — радиоимпульсы передатчика; 3 — импульсы, запускающие временные развертки и калибратор; 4 — сигналы, отраженные от цели; 5 — синхронная связь с антенной; 6 — селекторные импульсы; 7 — импульсы подсвета прямого хода разверток; 8 — сигналы цели на выходе приемника; 9 и 10 — развертывающие напряжения (токи); 11 и 12 — масштабные (калибрационные) импульсы

В настоящее время чаще всего используются следующие основные разновидности синхронизирующих систем.

1. Системы с синхронизацией от передатчика (точнее, от модулятора) к индикатору (рис. 1.61).

В таких системах модулирующий импульс передатчика используется также для запуска временных разверток индикатора и для формирования селекторных импульсов и импульсов подсвета. Обычно запускающие селекторные импульсы и импульсы подсвета образуются в специальных формирующих каскадах индикатора (на рис. 1.61, 1.62 и 1.64 эти каскады выделены в отдельные блоки, не входящие непосредственно в каналы создания разверток или в канал создания масштабных импульсов — калибратор).

Достоинство способа синхронизации от передатчика то, что нестабильность частоты повторения импульсов передатчика не сказывается на точности измерения координат. Это особенно важно при использовании импульсных модуляторов с коммутирующим устройством на тиратронах или искровых разрядниках, для которых характерен большой разброс момента зажигания.

Однако от систем с таким способом синхронизации требуется особая стабильность момента запуска временной развертки относительно момента генерирования прямого импульса. Даже сравнительно небольшая нестабильность вызывает значительную ошибку в определении дальности. Так, при нестабильности момента запуска  $\Delta t$  в десятую долю микросекунды ошибка в определении дальности составляет 15 м:

$$\Delta D [\text{км}] = 0,15 \Delta t = 0,15 \cdot 0,1 = 0,015 \text{ км.}$$

Полностью устранить нестабильность момента запуска временной развертки трудно: пришлось бы значительно усложнять конструкцию элементов, связывающих модулятор с генератором УКВ и индикаторным устройством, а также индикаторное устройство с приемником. Поэтому таким системам свойственны значительные ошибки в определении дальности, вследствие чего область их использования ограничивается станциями малой и средней точности.

2. Системы с синхронизацией от индикатора к передатчику (рис. 1.62). Обычно они используются в станциях, к которым

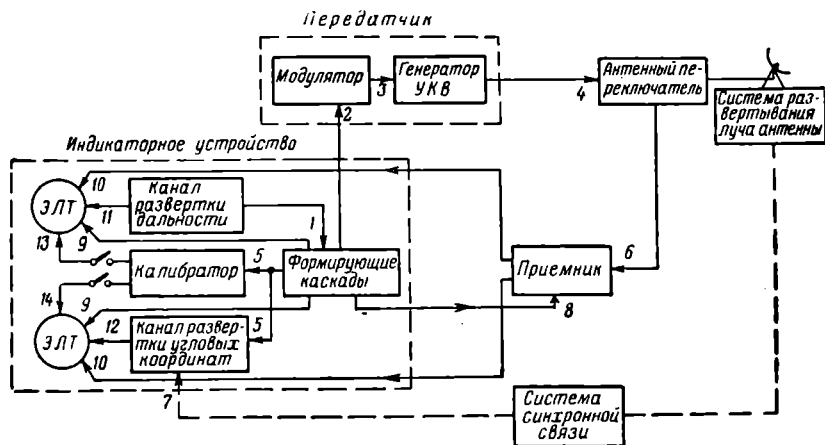


Рис. 1.62. Блок-схема радиолокационной станции с синхронизацией от индикатора:

1 — исходное синхронизирующее напряжение; 2 — импульсы запуска передатчика; 3 — модулирующие импульсы, запускающие генератор; 4 — радиопulses передатчика; 5 — импульсы, запускающие развертки и калибратор; 6 — сигналы, отраженные от цели; 7 — синхронная связь с антенной; 8 — селекторные импульсы; 9 — импульсы подсвета прямого хода развертки; 10 — сигналы целей, поступающие с выхода приемника; 11 и 12 — развертывающие напряжения (токи); 13 и 14 — масштабные (калибрационные) отметки

предъявляют высокие требования в отношении точности определения дальности.

При таком методе синхронизации источником исходного синхронизирующего напряжения, синхронизатором, как правило, служит генератор синусоидальных колебаний, стабилизированный кварцем. Одновременно он служит и для создания кольцевой временной развертки и входит в состав канала развертки дальности. Модулятор запускается импульсами, получаемыми в результате деления частоты синусоидального напряжения в каскадах формирования.

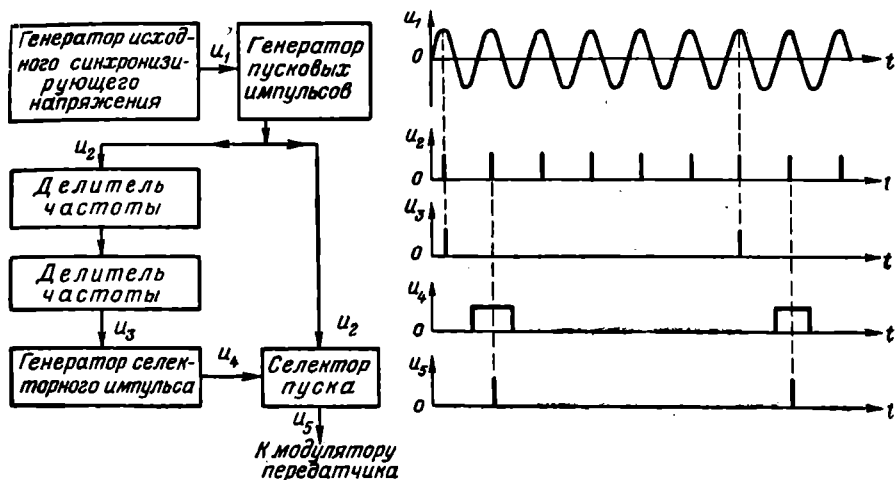


Рис. 1.63. Блок-схема системы формирования пусковых импульсов передатчика в станциях с синхронизацией от индикатора

При этом способе синхронизации наибольшую ошибку в измерении дальности вызывает нестабильность момента запуска передатчика, в связи с чем требуются меры, повышающие стабильность момента запуска передатчика.

Одна из причин нестабильности запуска — запаздывание фронта пускового импульса относительно фронта (или фазы) исходного синхронизирующего напряжения. Такая нестабильность может достигать единиц микросекунд. Поэтому на выходе делителей частоты включают селектор пуска передатчика (рис. 1.63) и подводят к нему серию пусковых импульсов  $u_2$ , жестко связанных с фазой исходного синхронизирующего напряжения, а также селекторные импульсы  $u_4$ , формируемые под действием выходного напряжения делителя частоты.

Длительность селекторных импульсов несколько меньше периода синхронизирующего напряжения. Поэтому момент возникновения пускового импульса передатчика  $u_5$  определяется одним из серии пусковых импульсов  $u_2$ . Селекторный импульс обычно

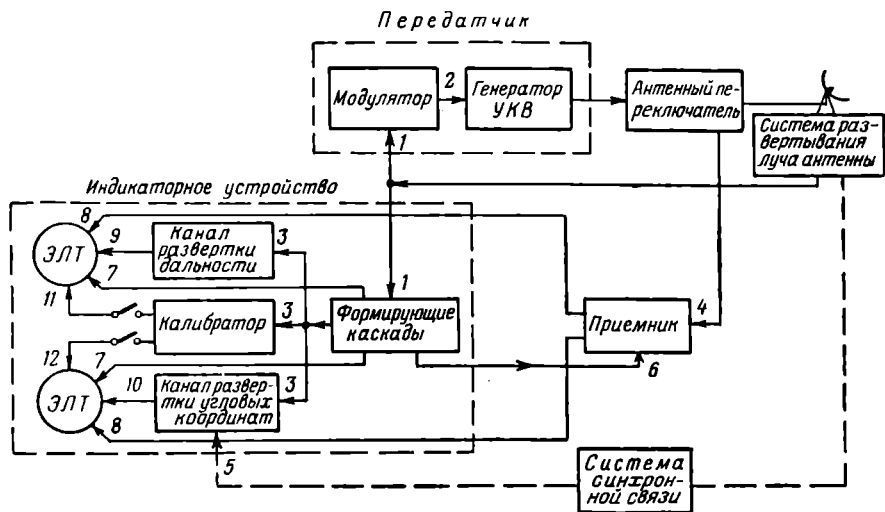


совмещается со вторым (или третьим) пусковым импульсом (первым считается импульс, синхронизирующий делители частоты).

Второй причиной нестабильности момента запуска передатчика может явиться нестабильность, создаваемая коммутирующими схемами. Поэтому в станциях с синхронизацией от индикатора коммутирующее устройство модулятора выполняется либо на электронных лампах, либо на водородных тиатронах. По той же причине импульсы запуска передатчика должны иметь возможно более крутой передний фронт.

Основное достоинство систем с синхронизацией от индикатора — возможность использования высокостабильного источника исходного синхронизирующего напряжения, благодаря чему достигается высокая точность измерения дальности. Недостаток таких систем — невозможность изменения частоты повторения.

3. Системы, в которых исходное синхронизирующее напряжение, запускающее передатчик и индикатор, создается отдельным устройством, не входящим в состав передатчика или индикатора. Этот способ синхронизации целесообразно применять в станциях, предусматривающих изменение частоты повторения. Кроме того, такую систему синхронизации можно использовать в том случае, если необходимо согласовать во времени момент запуска передатчика с положением луча антенны в простран-



**Рис. 1.64.** Блок-схема радиолокационной станции с синхронизацией от системы развертывания луча антенны:

1 — синхронизирующее напряжение, запускающее модулятор и индикаторные устройства; 2 — модулирующие импульсы, запускающие генератор; 3 — импульсы, запускающие временные развертки и калибратор; 4 — сигналы, отраженные от цели; 5 — синхронная связь с антенной; 6 — селекторные импульсы; 7 — импульсы подсвета прямого хода разверток; 8 — сигналы цели на выходе приемника; 9 и 10 — развертывающие напряжения (токи); 11 и 12 — масштабные (калибрационные) импульсы

стве (т. е. включать передатчик только при определенных положениях луча в пространстве). Тогда целесообразно применить синхронизацию передатчика и индикатора от системы развертывания луча антенны (рис. 1.64).

При таком методе синхронизации предъявляются одинаково жесткие требования к стабильности как момента запуска передатчика, так и момента начала временной развертки.

## 2. Калибраторы дальности

Как указывалось выше, при отсчете дальности непосредственно с экрана ЭЛТ индикатора необходимо либо периодически калибровать развертку дальности, либо создавать на экране индикатора электронный масштаб дальности. Импульсы, создающие масштабные или калибрационные метки дальности на экране индикатора, формируются в цепях синхронизации индикатора дальности или специальными схемами, называемыми генераторами масштабных импульсов дальности или калибраторами дальности.

Для точного отсчета дальности или точной калибровки развертки необходимо, чтобы масштабные импульсы имели малую длительность (десятые доли микросекунды), крутые фронты и высокую стабильность периода повторения. Допустимая нестабильность периода повторения масштабных импульсов должна быть по крайней мере в десять раз меньше относительной точности индикатора. Если, например, относительная точность индикатора составляет 1%, то нестабильность должна быть не больше 0,1%.

Из-за низкой стабильности периода повторения блокинг-генераторы и другие схемы генераторов несинусоидальных колебаний не используются для непосредственного генерирования масштабных импульсов. Последние обычно формируются из синусоидального напряжения, генерируемого устройствами, содержащими колебательные контуры.

На рис. 1.65 приведена типовая блок-схема калибратора дальности для индикатора малой или средней точности.

Принципиальная схема калибратора дальности и графики напряжений в его узловых точках приведены на рис. 1.66.

От модулятора или синхронизатора станции на индикатор поступают кратковременные импульсы, запускающие расширитель канала формирования развертки дальности. Расширитель (например, ждущий мультивибратор) генерирует отрицательный прямоугольный импульс, длительность которого определяется длительностью прямого хода развертки.

Этот импульс подается на схему формирования напряжения развертки и на калибратор дальности, первым каскадом которого является генератор с контуром ударного возбуждения в цепи катода (лампа  $L_1$ ). Отрицательный импульс расширителя запи-

рает лампу генератора, и в контуре, образованном катушкой индуктивности  $L_1$  и конденсатором  $C_2$ , возникают затухающие колебания.

Затухание контура выбирают малым; колебания в контуре сужаются до тех пор, пока на сетку лампы  $L_1$  не перестает действовать отрицательный импульс расширителя. После окончания импульса лампа отпирается и колебания в контуре срываются. Таким образом, синусоидальные колебания генерируются в течение всего прямого хода развертки дальности, а возникновение колебаний во времени совпадает с началом прямого хода развертки.

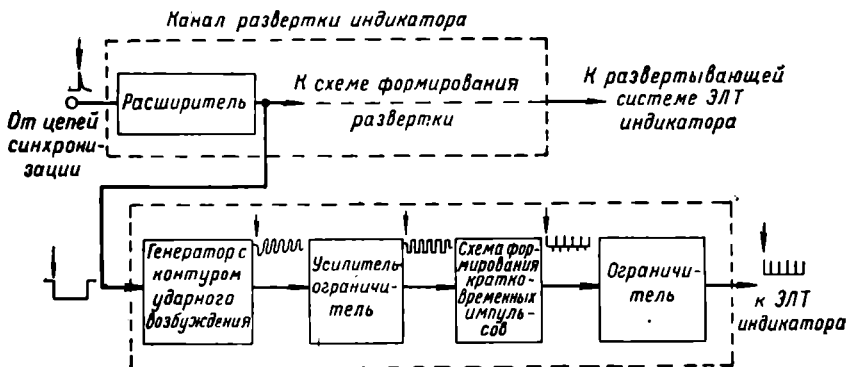


Рис. 1.65. Блок-схема калибратора дальности

Последующие каскады формируют из синусоидального напряжения кратковременные импульсы масштабных меток, имеющие ту же частоту повторения, что и частота колебаний контура. Поэтому параметры контура подбирают так, чтобы получить требуемую цену деления электронной шкалы дальности. Для повышения стабильности частоты синусоидальных колебаний в контуре иногда применяется термокомпенсация.

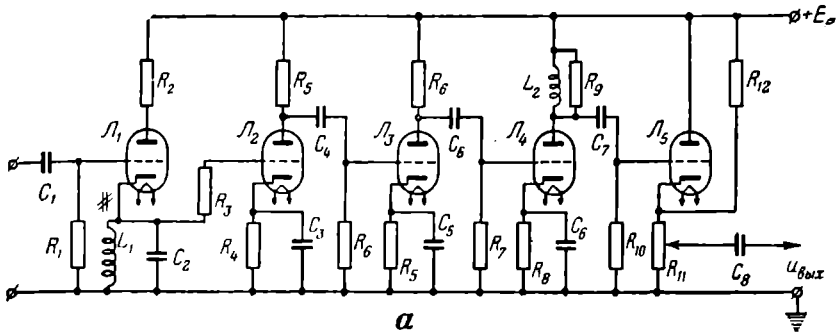
На основании соотношения (1.1) легко найти зависимость между параметрами контура и ценой деления шкалы  $D_M$ :

$$T_M = 2\pi \sqrt{L_1 C_2} = \frac{2D_M}{v_0},$$

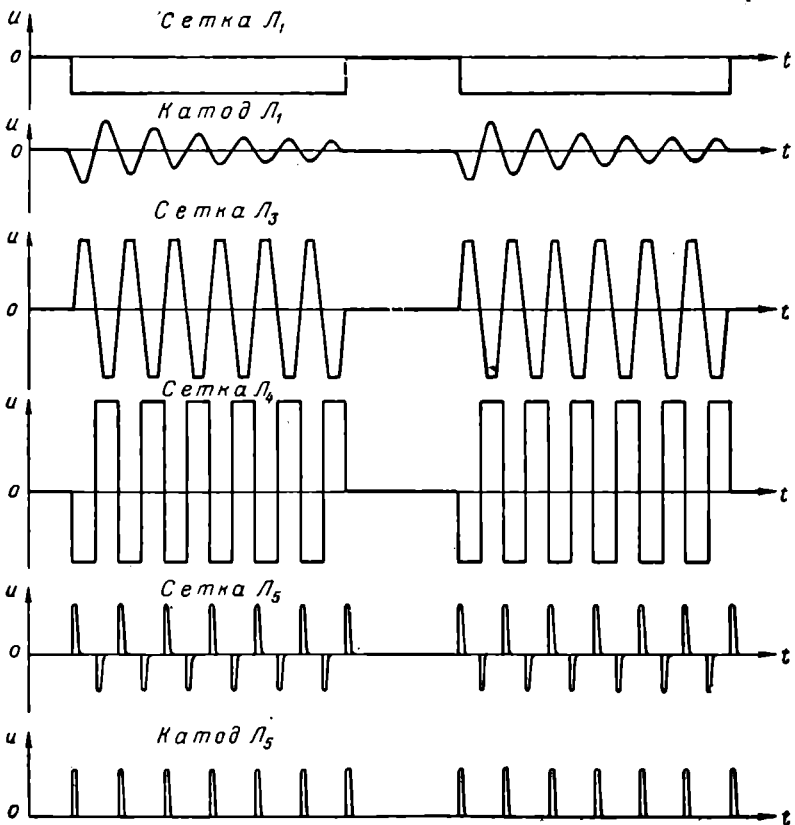
откуда

$$\sqrt{L_1 C_2} = \frac{D_M}{\pi v_0}.$$

В тех случаях, когда длительность прямого хода развертки велика и требуется получить значительное число масштабных меток (больше 10—15), для уменьшения затухания колебаний в контуре применяют более сложные схемы генераторов с ударным возбуждением, имеющих положительную обратную связь.



**а**



**б**

**Рис. 1.66.** Калибратор дальности индикатора малой точности:  
**а** — принципиальная схема; **б** — графики напряжений

Синусоидальные колебания, генерируемые первым каскадом, подаются на двухкаскадный усилитель-ограничитель (лампы  $L_2$ ,  $L_3$ ), который формирует из них прямоугольное напряжение, имеющее ту же частоту. Это напряжение поступает на сетку лампы  $L_4$  схемы формирования кратковременных импульсов. В анодную цепь лампы включен колебательный контур, образованный катушкой индуктивности  $L_2$ , ее междувитковой емкостью и выходной емкостью лампы  $L_4$ . Для получения критического режима колебаний контур зашунтирован сопротивлением  $R_0$ . Под действием прямоугольного напряжения лампа  $L_4$  периодически запирается и отпирается, при этом в ее анодной цепи формируются кратковременные положительные и отрицательные импульсы с крутыми фронтами. Величина индуктивности  $L_2$  выбрана так, что собственная частота колебаний анодного контура равна 0,5—5 МГц, благодаря чему формируются импульсы длительностью 1—0,1 мксек. Иногда импульсы формируются при помощи дифференцирующей цепи  $RC$ .

Последний каскад генератора масштабных импульсов — ограничитель, с выхода которого снимаются импульсы положительной полярности. В приведенной на рис. 1.66 схеме ограничителем служит катодный повторитель, лампа которого  $L_5$  в исходном режиме заперта напряжением, снимаемым с сопротивления  $R_{11}$ .

Лампа  $L_5$  отпирается только положительными импульсами, которые «повторяются» на катодной нагрузке. Потенциометром  $R_{11}$  регулируется амплитуда выходных импульсов, подаваемых на трубку.

Если масштабные импульсы дальности используются для калибровки шкал отсчетных устройств индикаторов высокой точности, нестабильность периода повторения этих импульсов не должна превышать 0,01%. Это вызывает необходимость использовать в качестве генераторов синусоидальных колебаний генераторы с кварцевой стабилизацией. Поскольку ударное возбуждение генератора с кварцевой стабилизацией осуществить довольно сложно, используются кварцевые генераторы, работающие в режиме непрерывных колебаний. При калибровке индикатора развертку дальности синхронизируют с кварцевым генератором.

### 3. Индикаторы дальности малой точности

В основу классификации индикаторных устройств могут быть положены различные признаки, однако один из наиболее важных из них — точность определения координат цели.

В данном разделе будут рассмотрены индикаторы дальности малой точности (50—500 м), характерные для станций обнаружения и целеуказания. Из индикаторов малой точности наиболее распространены индикаторы с линейной временной, радиально-круговой и растровой развертками. Две последние разновидности нельзя назвать одномерными индикаторами дальности, так как

они определяют, кроме дальности, одну из угловых координат цели (чаще всего азимут). Это двухмерные индикаторы. Принципу работы таких индикаторов посвящены § 11 и 12.

Ниже будет рассмотрен индикатор с линейной разверткой. Его блок-схема приведена на рис. 1.67. Как и в большинстве подобных индикаторов, в нем применена электронно-лучевая трубка с электростатическим управлением. Индикатор синхронизируется от передатчика. Пусковые импульсы передатчика используются также для запуска индикатора дальности. Они синхронизируют работу канала развертки дальности, канала формирования масштабных импульсов и схемы формирования импульсов подсвета.

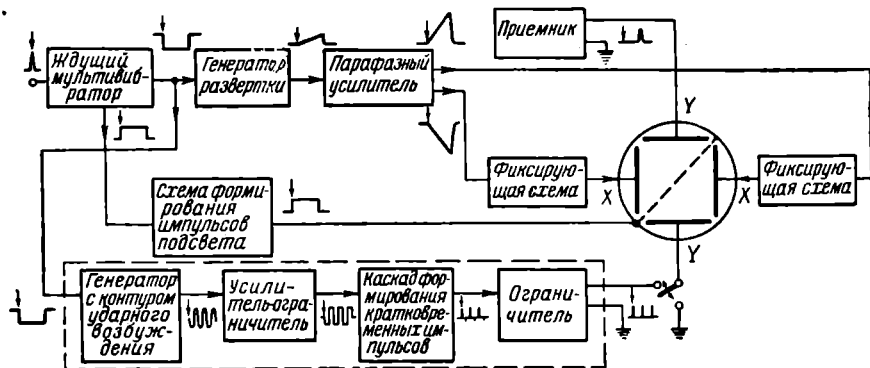


Рис. 1.67. Блок-схема индикатора дальности с линейной разверткой

Эюры напряжения на выходе отдельных блоков индикатора приведены непосредственно на схеме.

На рис. 1.68 показана принципиальная схема индикатора с линейной разверткой, соответствующая схеме, изображенной на рис. 1.67, а на рис. 1.69 представлены графики напряжений в отдельных узлах канала развертки индикатора.

Входной пусковой импульс передатчика (рис. 1.69, а) поступает на сетку левого триода лампы  $L_1$ , на которой собран ждущий мультивибратор с катодной связью. Под действием этого импульса мультивибратор генерирует прямоугольный импульс, длительность которого определяется параметрами мультивибратора.

Индикатор может работать в двух диапазонах измерения дальности — 40 и 80 км. В первом диапазоне длительность импульсов, формируемых мультивибратором, равна 267 мксек, во втором — 533 мксек. Эти значения соответствуют промежуткам времени, необходимым для возвращения сигналов, отраженных от целей, находящихся на указанных максимальных дальностях.

Для перехода с одного диапазона на другой используется переключатель, присоединяющий к аноду лампы  $L_{1A}$  либо конденсатор  $C_2$  (при работе в первом диапазоне), либо конденсатор  $C_3$  (при работе во втором диапазоне).

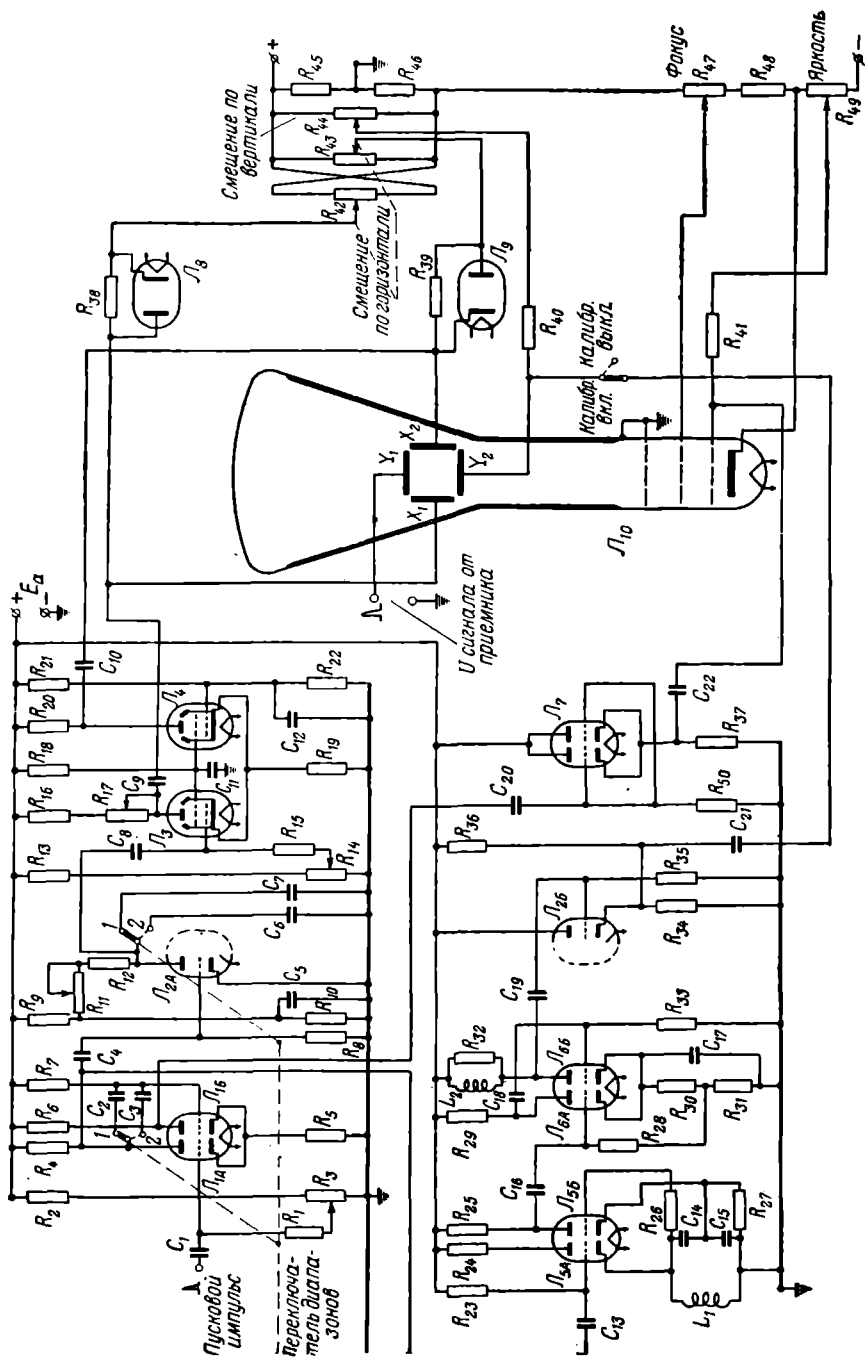


Рис. 1.68. Принципиальная схема индикатора дальности с линейной разверткой

В мультивибраторе возможна также плавная регулировка (в небольших пределах) длительности формируемых импульсов при помощи потенциометра  $R_3$ .

Отрицательные прямоугольные импульсы, снимаемые с анода лампы  $L_{1A}$  (рис. 1.69, б), используются для запуска калибратора  $L_5$ ,  $L_6$ ,  $L_{2B}$  и генератора напряжения развертки на лампе  $L_{2A}$ . Положительные прямоугольные импульсы той же длительности, снимаемые с анода второй лампы мультивибратора ( $L_{1B}$ ), подаются на схему формирования импульсов подсвета, собранную на лампе  $L_7$ .

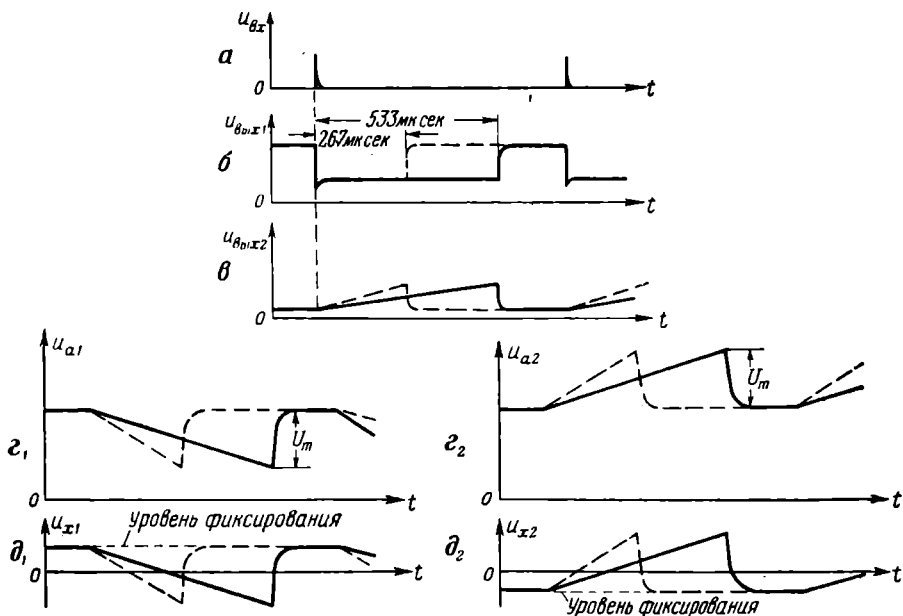


Рис. 1.69. Графики напряжений в канале развертки индикаторов дальности с линейной разверткой

Отрицательные импульсы, поступающие через переходную цепь  $R_8C_4$  на сетку лампы  $L_{2A}$  генератора пилообразного напряжения, запирают эту лампу, после чего конденсатор  $C_6$  или  $C_7$  (в зависимости от диапазона) начинает заряжаться и напряжение на нем увеличивается.

Вследствие большой постоянной времени цепи заряда (сопротивление  $R$  велико) напряжение на конденсаторе возрастает медленно, почти по линейному закону. По окончании отрицательного импульса триод  $L_{2A}$  отпирается и конденсатор быстро разряжается через малое внутреннее сопротивление триода. При работе в диапазоне 80 км напряжение развертки должно изменяться медленнее, чем в диапазоне 40 км, поэтому емкость



конденсатора  $C_3$ , предназначенного для работы в диапазоне 80 км, должна быть в два раза больше емкости конденсатора  $C_2$ .

Амплитуду пилообразного напряжения развертки, а следовательно, и длину линии развертки на экране индикатора можно регулировать в небольших пределах переменным сопротивлением  $R_{11}$ .

Пилообразное напряжение (рис. 1.69, в), снимаемое с анода лампы  $L_{2A}$ , подается на парафазный усилитель с катодной связью, собранный на лучевых тетрадах  $L_3$  и  $L_4$ . С анодных нагрузок этих ламп снимаются два пилообразных напряжения противоположных полярностей (рис. 1.69,  $z_1$  и  $z_2$ ) с амплитудой  $U_m$ , равной 150—200 в. Переменное сопротивление  $R_{17}$  предназначено для уравнивания амплитуд выходных напряжений парафазного усилителя.

Выходные напряжения парафазного усилителя являются развертывающими напряжениями электронно-лучевой трубки. Через переходные цепи  $R_{38}C_9$  и  $R_{39}C_{10}$  они подводятся в противофазе к развертывающим пластинам трубки. Таким образом, создается так называемая «симметричная» временная развертка. Как было показано в § 5, при такой развертке луч более равномерно фокусируется вдоль линии развертки, благодаря чему повышается разрешающая способность индикатора.

В индикаторе возможно диодное фиксирование развертывающих напряжений. Фиксирование обеспечивает постоянство положения начала линейной развертки на экране индикатора при переключении диапазонов, а также при случайных изменениях амплитуды напряжения развертки.

Фиксирующие диоды  $L_8$ ,  $L_9$  подключены параллельно сопротивлениям переходных цепей  $R_{38}$ ,  $R_{39}$ . Диод  $L_8$  фиксирует напряжение развертки  $u_{x1}$  сверху на положительном уровне, а диод  $L_9$  фиксирует напряжение  $u_{x2}$  снизу на отрицательном уровне (рис. 1.69,  $d_1$  и  $d_2$ ). Величина уровней фиксирования определяется положением движков потенциометров  $R_{42}$  и  $R_{43}$ . Перемещая движки, можно изменять уровень фиксирования и, следовательно, перемещать начало линии развертки влево и вправо по экрану трубки.

Так, если перемещать движок потенциометра  $R_{42}$  вниз, то будет увеличиваться положительный уровень фиксирования напряжения  $u_{x1}$  и точка начала линии развертки будет перемещаться влево, ближе к пластине  $X_1$ . Такой же результат получится, если перемещать вниз движок потенциометра  $R_{43}$ : будет увеличиваться (по абсолютной величине) отрицательный уровень фиксирования напряжения  $u_{x2}$ . Обычно перемещение линии развертки (а следовательно, и всего изображения на экране индикатора) осуществляется одновременно перемещением движков обоих потенциометров. При этом изменение положения движков, т. е. перемещение изображения в горизонтальном направлении, осуществляется одной ручкой, расположенной на передней панели индикатора.

Для перемещения изображения в вертикальном направлении используется потенциометр  $R_{44}$ . Он регулирует исходный потенциал нижней вертикально отклоняющей пластины. Верхняя же пластина подключается ко входу приемника, с которого снимаются положительные видеосигналы. В момент поступления видеопульса на линейной развертке индикатора появляется амплитудная отметка цели (рис. 1.60).

Электроды трубки питаются по типовой схеме от общего делителя напряжения  $R_{45}—R_{49}$ , к которому подводится напряжение 1—5 кВ в зависимости от типа трубки. Для фокусировки изображения служит потенциометр  $R_{47}$ , для регулировки яркости — потенциометр  $R_{49}$ .

Схема калибратора, собранного на лампах  $L_5$ ,  $L_6$  и  $L_{2Б}$ , соответствует ранее рассмотренной схеме (рис. 1.66). С катодной нагрузки лампы  $L_{2Б}$ , т. е. с выхода калибратора, снимаются положительные калибрационные импульсы, имеющие период повторения 53,3 мксек, что соответствует участку дальности 8 км. При калибровке масштаба развертки эти импульсы подаются на нижнюю вертикально отклоняющую пластину  $Y_2$  и создают на линии развертки отрицательные масштабные отметки (рис. 1.60, б).

После прочерчивания каждого хода линейной развертки на экране трубки электронный луч возвращается в исходное положение — совершает обратный ход. Чтобы в это время на экране не появлялись импульсы с выхода приемника, необходимо трубку запереть на это время.

Чаще всего для этого используют такой режим работы трубки, при котором отрицательное напряжение, подаваемое на управляющий электрод с делителя  $R_{45}—R_{49}$ , по абсолютной величине больше напряжения запирающего трубки. Тогда трубка отпирается лишь при поступлении на управляющий электрод некоторого положительного напряжения.

Обычно это напряжение подается на управляющий электрод в виде импульсов. Передний фронт каждого из них совпадает с моментом возникновения очередного хода развертки, а длительность импульсов равняется длительности прямого хода развертки, так что трубка отпирается только на время прямого хода луча. Поэтому такие импульсы называются импульсами подсвета прямого хода развертки или просто импульсами подсвета.

Для формирования импульсов подсвета в данной схеме используются положительные прямоугольные импульсы, снимаемые с анода лампы  $L_{1Б}$  ждущего мультивибратора. Чтобы устранить возможное влияние цепей питания трубки на режим мультивибратора, эти импульсы с выхода мультивибратора подают на управляющий электрод трубки не непосредственно, а через буферный каскад с катодной нагрузкой, собранной на лампе  $L_7$ .

Основное достоинство рассмотренного индикатора — его простота. Однако точность определения дальности таким индикато-

ром невысока. Это объясняется тем, что, кроме ошибок, общих для всех индикаторов дальности (за счет неточности синхронизации, нестабильности времени запаздывания сигнала в приемнике и нестабильности скорости распространения электромагнитной энергии), данному индикатору присущи дополнительные ошибки. К ним относятся ошибки за счет нестабильности величин  $R$  и  $C$ , непостоянства чувствительности трубки вдоль экрана, нестабильности питающих напряжений и неточности отсчета дальности с экрана индикатора. В результате относительная ошибка в измерении дальности  $\frac{\Delta D}{D}$  получается довольно значительной — до нескольких процентов.

#### 4. Индикаторы дальности высокой точности

Для точного измерения дальности необходим индикатор с высокой скоростью временной развертки, позволяющей получить крупный масштаб изображения на экране трубки. Однако при этом на экране индикатора виден только небольшой рабочий участок дальности.

Принципиально возможны два способа использования высокоскоростных разверток — способ электронной линзы и способ последовательного измерения дальности.

При первом способе на экране одной и той же трубки одновременно видны вся дистанция в малом масштабе и рабочий участок дальности (например, 1—2 км), на котором находится интересующая нас цель, в увеличенном масштабе. Недостаток этого способа — трудность определения начала выделенного рабочего участка на общей линии временной развертки и снижение масштаба дальности вне выделенного рабочего участка. Последнее обстоятельство не позволяет осуществить в подобных индикаторах значительное укрупнение масштаба выделенного рабочего участка.

При втором способе также выделяется рабочий участок, однако точное значение измеряемой дальности определяется по показаниям нескольких (чаще всего двух) жестко связанных между собой шкал дальности. Отсчет дальности осуществляется обычно по шкале специального отсчетного устройства с использованием механических или электронных визиров, а также специальных меток дальности, совмещаемых на экране трубки с отметкой цели.

#### Схема последовательного измерения дальности с использованием линейной развертки

Один из вариантов двухшкального индикатора с последовательным измерением дальности приведен на рис. 1.70.

В индикаторе имеются две трубки — грубого и точного отсчета. В обеих ЭЛТ используется линейная развертка.

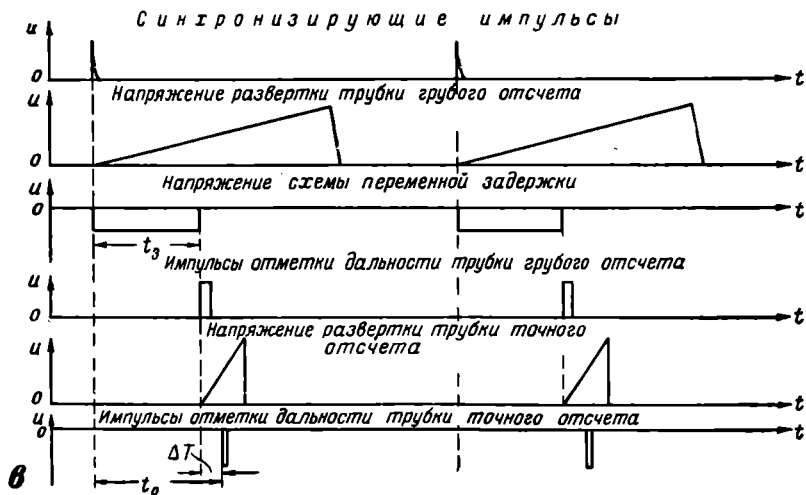
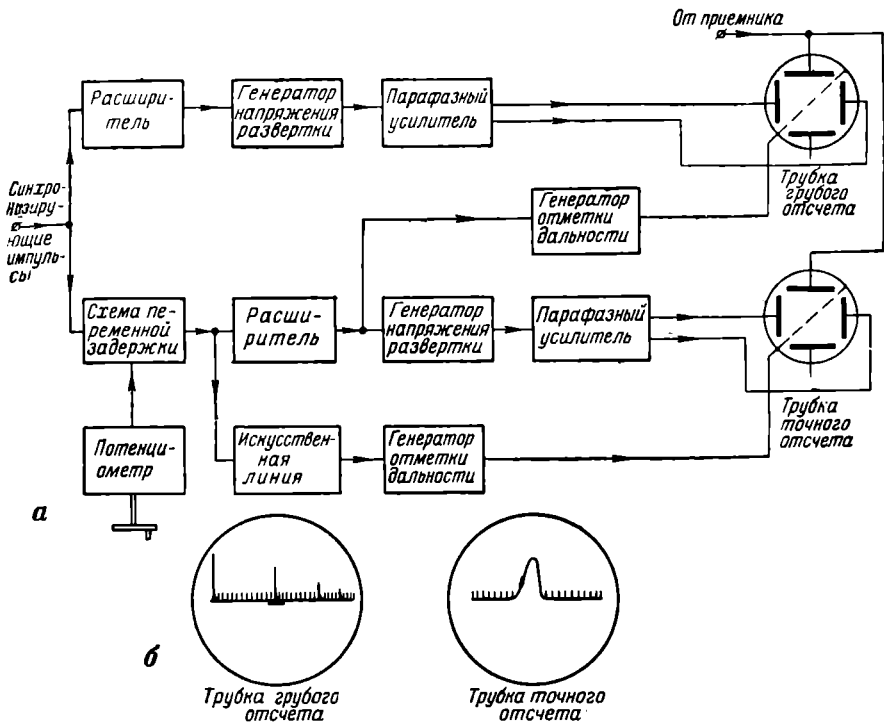


Рис. 1.70. Последовательный отсчет дальности:

а — блок-схема индикатора; б — импульсы на экранах трубок грубого и точного отсчета; в — графики напряжений

Развертка трубки грубого отсчета запускается синхронизирующим импульсом и имеет мелкий масштаб. На экране трубки одновременно просматривается весь диапазон дальности индикатора.

Синхронизирующий импульс запускает также схему задержки, длительность импульса которой  $t_3$  пропорциональна углу поворота штурвала дальности. Задним фронтом импульса схемы задержки запускаются схема формирования отметки дальности трубки грубого отсчета и расширитель канала развертки трубки точного отсчета. Благодаря этому начало развертки трубки точного отсчета запаздывает относительно синхронизирующего импульса на время  $t_3$ , пропорциональное углу поворота штурвала дальности.

Масштаб развертки трубки точного отсчета крупный, так что на экране одновременно просматривается лишь небольшой участок дальности, примерно 1—2 км. Положение этого участка относительно начала отсчета, так же как и положение отметки дальности на трубке грубого отсчета, зависит от угла поворота штурвала.

Генератор отметки дальности трубки точного отсчета запускается задним фронтом импульса, поступающего со схемы переменной задержки через искусственную линию задержки. Благодаря этому отметка дальности на экране трубки точного отсчета неподвижна и запаздывает относительно начала развертки на строго фиксированное время задержки  $\Delta T$ , определяемое параметрами искусственной линии и обычно равное нескольким микросекундам.

Длительность импульса отметки дальности трубки точного отсчета в несколько раз меньше длительности импульса передатчика.

Отраженные от цели импульсы поступают одновременно на обе трубки. При совмещении отметки дальности трубки грубого отсчета с отраженным от выбранной цели импульсом последний будет также виден и на экране трубки точного отсчета (рис. 1.70, б). Дальнейшее измерение дальности сводится к совмещению переднего фронта отраженного импульса с отметкой дальности трубки точного отсчета.

Благодаря тому что отметка дальности запаздывает относительно начала развертки, передний фронт отраженного импульса отчетливо виден на экране, а крупный масштаб развертки позволяет осуществить совмещение с высокой точностью.

Время запаздывания отметки дальности трубки точного отсчета относительно синхронизирующего импульса определяется выражением  $t_0 = t_3 + \Delta T$ . Если отметка совмещена с передним фронтом отраженного импульса, это время пропорционально дальности цели.

Так как время  $\Delta T$  постоянно, а время  $t_3$  пропорционально углу поворота штурвала, со штурвалом можно механически связать

шкалы дальности и датчики синхронной передачи грубого и точного отсчета. Со шкалы грубого отсчета считывается приближенное значение дальности в километрах, а со шкалы точного отсчета — точное значение дальности в пределах рабочего участка в метрах.

Сумма отсчетов по обоим шкалам дает полное значение измеряемой дальности.

Способ последовательного измерения дальности дает наиболее высокую точность при одновременном использовании высокостабильного генератора синхронизирующего напряжения (например, генератора, стабилизированного кварцем). Колебания этого генератора могут служить как для создания кольцевой развертки на экране трубки грубого и точного отсчета, так и для запуска передатчика.

### Схема последовательного измерения дальности с использованием кольцевой развертки

Рассмотрим другую типовую схему двухшкального индикатора дальности, характерную для точных станций. Блок-схема такого индикатора и графики напряжений на выходе основных его блоков приведены на рис. 1.71.

Для измерения дальности используются две электронно-лучевые трубки  $T_1$  и  $T_2$  с кольцевой разверткой. Синусоидальное напряжение развертки  $u_1$  для трубки точного отсчета создается генератором синусоидального напряжения, стабилизированного кварцем. На одну пару отклоняющих пластин этой трубки напряжение  $u_1$  подается непосредственно с нагрузки кварцевого генератора, на другую — через фазосдвигающую цепь, осуществляющую сдвиг по фазе в  $90^\circ$ .

Один период кольцевой развертки на трубке точного отсчета соответствует, таким образом, одному периоду колебаний  $T$  кварцевого генератора.

На трубке грубого отсчета кольцевая развертка создается синусоидальным напряжением  $u_4$ , период которого в  $N$  раз больше периода точной развертки.

Напряжение  $u_4$  образуется в результате двукратного деления исходного синусоидального напряжения при помощи двух мультивибраторов. Для деления частоты используются пусковые импульсы  $u_2$ , формируемые в генераторе пусковых импульсов и подаваемые на вход первого мультивибратора. Напряжение  $u_3$  на выходе второго мультивибратора имеет частоту, в  $N$  раз меньшую, чем частота исходного синусоидального напряжения ( $N$  — произведение коэффициентов деления частоты первого и второго мультивибраторов).

Резонансный усилитель, на который поступает это напряжение, выделяет его первую гармонику — напряжение развертки  $u_4$  для трубки грубого отсчета дальности.

В рассматриваемой системе синхронизация осуществляется от индикатора к передатчику. В качестве исходного синхронизирующего напряжения применяется синусоидальное напряжение кварцевого генератора. Формируемые из этого напряжения пусковые импульсы  $u_2$  после селектирования используются для запуска модулятора передатчика. Запуск передатчика производится с частотой, в несколько раз меньшей частоты напряжения развертки трубки грубого отсчета, причем засвечивается только первый период развертки после излучения каждого импульса передатчика. Этим устраняется многозначность результатов измерения, которая может возникнуть при появлении сигналов от целей, находящихся на дальностях, превышающих максимальную.

Если бы развертка засвечивалась во все периоды, то импульс, отраженный от цели, находящейся, например, на расстоянии  $1,2 D_{\text{макс}}$ , был бы виден на экране трубки грубого отсчета на отметке, соответствующей  $0,2 D_{\text{макс}}$ , а импульс от цели, находящейся на расстоянии  $1,5 D_{\text{макс}}$ , — на отметке, соответствующей  $0,5 D_{\text{макс}}$ , и т. д.

Для необходимого при запуске передатчика понижения частоты напряжения применяется третий мультивибратор — делитель

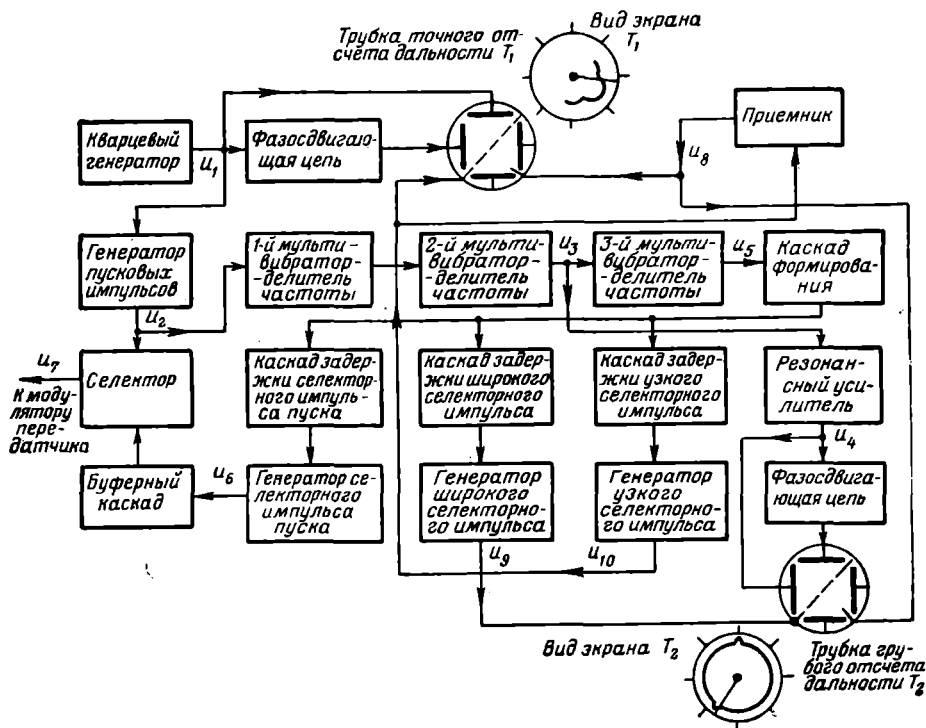
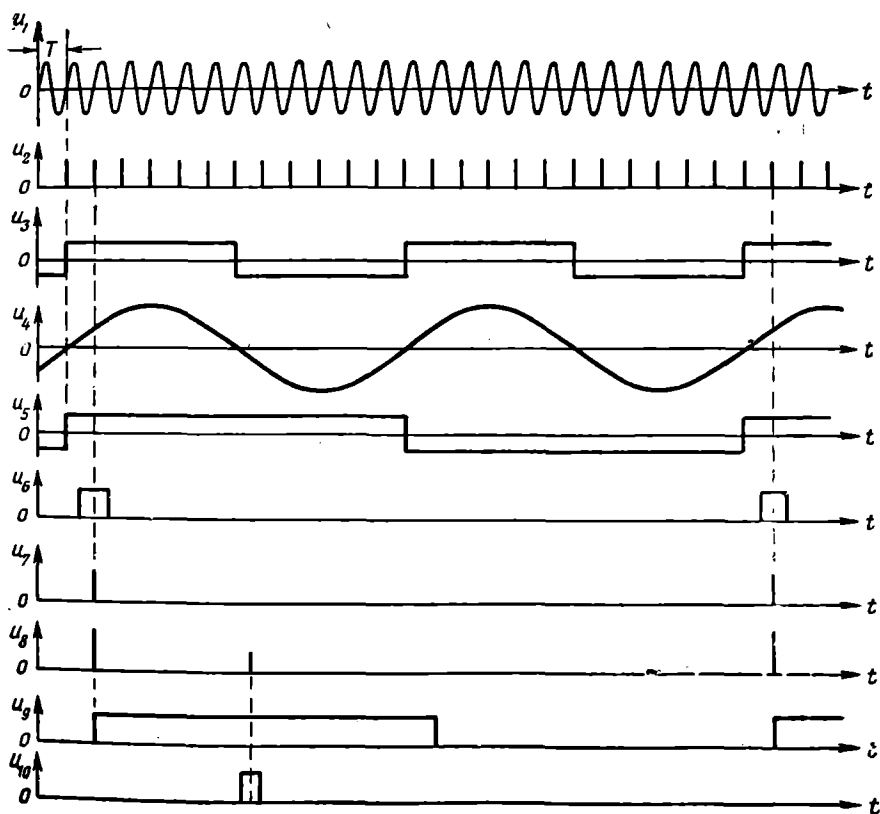


Рис. 1.71. Блок-схема точного индикатора дальности с кольцевой

частоты. Его входным синхронизирующим напряжением служит напряжение  $u_3$ , снимаемое с предыдущего каскада делителя частоты. Из выходного напряжения  $u_5$  после усиления в специальном каскаде формируются кратковременные импульсы, используемые затем для создания селекторных импульсов  $u_6$ , пуска передатчика, широких селекторных импульсов  $u_9$ , засвечивающих полное кольцо развертки на трубке грубого отсчета, и узких селекторных импульсов  $u_{10}$ , засвечивающих участок развертки на трубке точного отсчета дальности. Импульс  $u_{10}$  используется также в приемнике в канале управления антенной для селекции принимаемых сигналов по дальности.

Временная задержка каждого селекторного импульса относительно переднего фронта напряжения  $u_5$  регулируется соответствующими каскадами задержки.

Каскад задержки селекторного импульса пуска передатчика регулируется так, чтобы селекторный импульс пуска совпадал по



разверткой и графики напряжений в основных его блоках



времени со вторым или третьим периодом исходного синхронизирующего напряжения. С выхода генератора селекторного импульса пуска этот импульс через буферный каскад подается на селектор пуска. Туда же поступает серия пусковых импульсов  $u_2$  с выхода генератора пусковых импульсов. Поскольку длительность селекторных импульсов несколько меньше периода исходного синхронизирующего напряжения, импульс  $u_6$  совпадает по времени лишь с одним из пусковых импульсов  $u_2$ .

Таким образом, момент возникновения пускового импульса передатчика  $u_7$  точно определяется одним из серии пусковых импульсов, каждый из которых жестко связан с фазой исходного синхронизирующего напряжения.

Каскад задержки широкого селекторного импульса регулируется так, что передний фронт импульса засвета трубки грубого отсчета  $u_9$  совпадает с моментом запуска передатчика. Длительность этого импульса равна периоду развертки грубого отсчета; следовательно, этот импульс обеспечивает засвет одного (первого после каждого запуска передатчика) периода кольцевой развертки на трубке грубого отсчета дальности.

Время задержки узкого селекторного импульса устанавливается штурвалом дальности, с которым механически связан каскад задержки этого импульса. Таким образом, подсвет участка развертки точной дальности и момент отпирания канала управления антенной приемника соответствуют дальности, установленной на шкалах индикаторов.

При вращении штурвала дальности визир и подсвеченный участок развертки одновременно перемещаются по окружности на экране индикатора. Дальность отсчитывается по положению визиров на кольцевых шкалах трубок грубого и точного отсчета дальности. Эти визиры, установленные против экранов трубок, поворачиваются одновременно через механическую передачу с коэффициентом передачи  $N$ .

Устанавливая отсчетный визир на трубке грубого отсчета, оператор тем самым выделяет рабочий участок измерения дальности, т. е. подсвечивает соответствующий положению этого визира период развертки точного отсчета дальности.

Передавать полученные данные в счетно-решающее устройство можно при помощи двух сельсинных передач: грубого отсчета, связанной с визиром трубки грубого отсчета дальности, и точного отсчета, связанной с визиром трубки точного отсчета дальности.

На рис. 1.72 представлена принципиальная схема индикатора дальности, соответствующая рассмотренной выше блок-схеме. На рис. 1.73 приведены графики напряжений в отдельных каскадах принципиальной схемы индикатора.

Исходное синхронизирующее напряжение и напряжение развертки точной дальности вырабатываются генератором, стабилизированным кварцем. Генератор собран на пентоде  $L_1$  по схеме с электронной связью и генерирует колебания с частотой

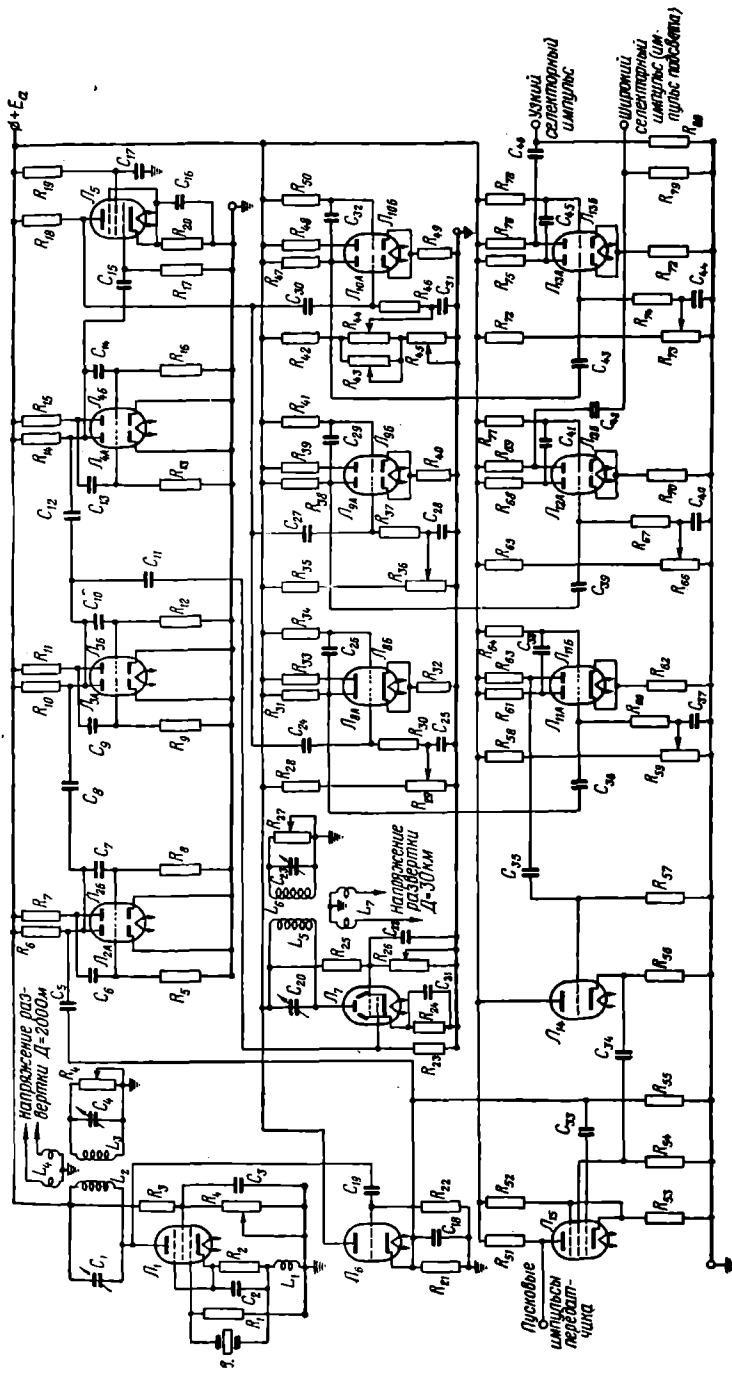


Рис. 1.72. Принципиальная схема точного индикатора дальности

$f_k = 75$  кГц. Физические процессы в подобном генераторе были рассмотрены в § 6.

В анодную цепь лампы  $L_1$  включена первичная обмотка  $L_2$  двухконтурного фазосдвигающего трансформатора. Вторичная его обмотка  $L_3$  настраивается на частоту кварца при помощи конденсатора  $C_4$ . В третьей, заземленной обмотке  $L_4$ , индуктивно связанной с двумя другими, наводятся два напряжения, взаимно сдвинутые по фазе на  $90^\circ$ . Переменное сопротивление  $R_4$ , подключенное параллельно вторичной обмотке, позволяет выравнять амплитуды напряжений в обеих фазах.

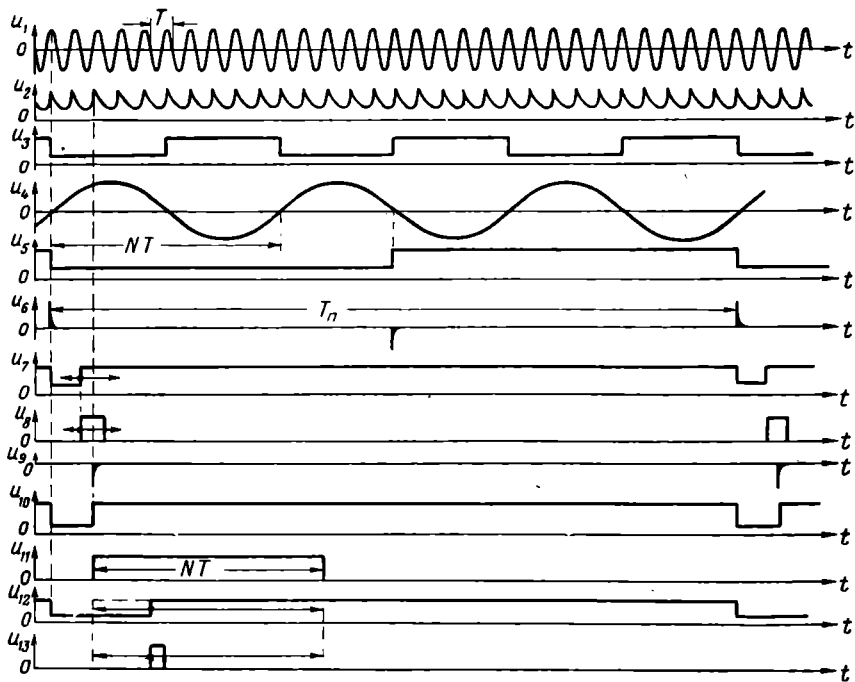


Рис. 1.73. Графики напряжений в схеме точного индикатора дальности

Получаемые при помощи фазосдвигающего трансформатора два синусоидальных напряжения служат для создания кольцевой развертки на трубке точного отсчета дальности. Частота собственных колебаний кварцевого генератора  $f_k = 75$  кГц обуславливает период колебаний  $T_k$ , равный  $13,3$  мксек. Следовательно, кольцо временной развертки на трубке точного отсчета соответствует дальности  $2000$  м.

Анодная цепь кварцевого генератора через переходный конденсатор  $C_{19}$  подсоединена к сетке лампы  $L_6$ , на которой собран генератор пусковых импульсов. В катодную цепь лампы включены

параллельно сопротивлению  $R_{21}$  и конденсатор  $C_{18}$ . Постоянная времени цепи  $R_{21}C_{18}$  невелика — примерно 4 мксек. В течение первой четверти периода синусоидального напряжения  $u_1$  в катодной цепи лампы  $L_6$  проходит нарастающий ток. Когда напряжение  $u_1$  начинает уменьшаться (во вторую четверть периода напряжения  $u_1$ ), напряжение в цепи катода уменьшается не сразу, так как конденсатор  $C_{18}$  заряжен и мгновенно разрядиться не может. В результате этого лампа  $L_6$  запирается (напряжение на катоде становится значительно больше напряжения на сетке). Она остается запертой до начала следующего положительного полупериода, после чего процессы повторяются.

Форма напряжения на конденсаторе  $C_{18}$ , т. е. выходного напряжения каскада, показана на рис. 1.73 (график напряжения  $u_2$ ). Это напряжение имеет сложную пилообразную форму с крутым передним фронтом. Оно используется для формирования кратковременных импульсов и синхронизации последующих каскадов.

Три симметричных мультивибратора, собранных на лампах  $L_2$ ,  $L_3$ ,  $L_4$ , работают в режиме синхронизации и образуют тракт деления частоты.

Пусковые синхронизирующие импульсы подаются на сетку триода  $L_{2Б}$  первого мультивибратора. Параметры мультивибратора подбираются так, чтобы собственная частота его была несколько меньше 15 кГц. В этом случае каждый пятый синхронизирующий импульс поступает на сетку правого триода в момент, когда напряжение на ней уже близко к напряжению запираания. Этот импульс отпирает лампу  $L_{2Б}$  и «опрокидывает» мультивибратор. В анодной цепи мультивибратора создается прямоугольное напряжение, частота которого в пять раз меньше частоты исходного синхронизирующего напряжения. Это прямоугольное напряжение через конденсаторы  $C_8$ ,  $C_{10}$  подается на сетку правой лампы следующего мультивибратора — делителя частоты, собранного на лампе  $L_3$ . В цепи, состоящей из конденсаторов  $C_8$ ,  $C_{10}$  и сопротивления  $R_{11}$ , происходит дифференцирование этого напряжения.

Получающиеся в результате дифференцирования кратковременные импульсы синхронизируют работу мультивибратора на лампе  $L_3$ . Коэффициент деления частоты этого мультивибратора равен трем. Следовательно, выходное прямоугольное напряжение второго мультивибратора — делителя частоты (напряжение  $u_3$ ) имеет частоту 5 кГц, которая в 15 раз меньше частоты исходного синхронизирующего напряжения (для удобства построения на рис. 1.73 частота напряжения  $u_3$  показана не в 15, а только в 10 раз меньше частоты исходного синхронизирующего напряжения  $u_1$ ). Напряжение  $u_3$  в свою очередь используется для синхронизации следующего делителя частоты (на лампе  $L_4$ ), работающего по аналогичной схеме при коэффициенте деления частоты,

равном трем, и вырабатывающего прямоугольное напряжение частотой 1,67 кГц (напряжение  $u_5$ ).

Кроме того, напряжение  $u_3$  служит для создания напряжения развертки трубки грубого отсчета дальности. Для этого напряжение  $u_3$  через переходную цепь  $C_{11}R_{23}$  подается с анода лампы  $L_{3a}$  на управляющую сетку лампы  $L_7$ . На лучевом тетроде  $L_7$  собран резонансный усилитель, настроенный на частоту 5 кГц. Резонансный усилитель выделяет первую гармонику поступающего на него прямоугольного напряжения  $u_3$ . Получающееся синусоидальное напряжение  $u_4$  с периодом 200 мксек и используется для создания кольцевой развертки трубки грубого отсчета. Необходимый фазовый сдвиг между синусоидальными напряжениями, подаваемыми на горизонтально и вертикально отклоняющие пластины трубки грубого отсчета дальности для получения кольцевой развертки, осуществляется двухконтурным фазосдвигающим трансформатором, сбалансированным относительно земли. Так же как в схеме создания развертки трубки точного отсчета, два синусоидальных взаимно сдвинутых по фазе на  $90^\circ$  напряжения индуктируются в третьей обмотке ( $L_7$ ) фазосдвигающего трансформатора.

Регулируя напряжение на экранирующей сетке лампы  $L_7$  переменным сопротивлением  $R_{26}$ , можно изменять амплитуду выходного напряжения, а следовательно, и диаметр кольцевой развертки.

Прямоугольное напряжение  $u_5$ , снимаемое с выхода мультивибратора — делителя частоты, собранного на лампе  $L_4$ , имеет частоту 1,67 кГц, что соответствует частоте повторения импульсов радиолокационной станции.

Это напряжение усиливается и инвертируется усилительным каскадом, собранным на лампе  $L_5$ , а затем пропускается через дифференцирующую цепь  $C_{30}R_{46}$ , на выходе которой возникают кратковременные положительные и отрицательные импульсы (см. график напряжения  $u_6$ ). Положительные импульсы используются для запуска трех одинаковых ждущих мультивибраторов с катодной связью, являющихся каскадами задержки.

Первый ждущий мультивибратор, собранный на лампе  $L_8$ , служит для временной задержки селекторного импульса передатчика. Он формирует отрицательный прямоугольный импульс (напряжение  $u_7$ ), задний фронт которого используется для запуска генератора селекторного импульса пуска передатчика. Этот генератор, собранный на лампе  $L_{11}$ , является ждущим мультивибратором с катодной связью. Он запускается положительными кратковременными импульсами, получающимися при дифференцировании заднего фронта импульсов задержки  $u_7$ . В этом мультивибраторе формируются положительные импульсы постоянной длительности (напряжение  $u_8$ ), являющиеся селекторными импульсами пуска передатчика. Длительность их немного меньше периода колебаний кварцевого генератора, т. е. меньше 13,3 мксек. Изменяя потенциометром  $R_{29}$  исходное напряжение на сетке левого триода

ждущего мультивибратора задержки, можно изменять длительность отрицательного импульса  $u_7$ , а тем самым и момент возникновения селекторного импульса пуска передатчика  $u_8$ .

Пусковые импульсы передатчика должны иметь строго определенный фазовый сдвиг относительно развертывающего напряжения, генерируемого кварцевым генератором. Другими словами, временная задержка импульса пуска передатчика относительно импульса, запускающего мультивибраторы задержки, должна соответствовать некоторому целому числу периодов колебаний кварцевого генератора. Поэтому пусковые импульсы передатчика создаются в результате совместного действия напряжения селекторных импульсов пуска  $u_8$ , следующих с частотой повторения импульсов станции, и напряжения пусковых импульсов  $u_2$ , имеющих частоту повторения, равную частоте колебаний кварцевого генератора. Эти два напряжения взаимодействуют в каскаде селектора пуска, собранном на лампе  $L_{15}$ .

На управляющую сетку лампы  $L_{15}$  подаются пусковые, а на экранирующую — селекторные импульсы пуска. Последние поступают на селектор пуска не непосредственно с генератора селекторных импульсов, а через катодный повторитель, собранный на лампе  $L_{14}$ . Этот повторитель играет роль буферного каскада, устраняющего влияние генератора селекторных импульсов на режим работы лампы селектора.

Лампа  $L_{15}$  заперта положительным напряжением, снимаемым с делителя  $R_{52}R_{53}$  на катод лампы, и отпирается только при совместном действии положительных напряжений на управляющую и экранирующую сетки, т. е. только при одновременном воздействии пускового импульса, поступающего на управляющую сетку, и селекторного импульса пуска, поступающего на экранирующую сетку.

В момент отпираания селектора в анодной цепи формируется кратковременный отрицательный импульс напряжения  $u_9$ , используемый затем для запуска модулятора передатчика.

Перемещая движок потенциометра  $R_{29}$  и изменяя тем самым время задержки селекторных импульсов пуска, можно скачком (через период кварцевого генератора) изменять момент запуска передатчика радиолокационной станции в пределах двух — четырех периодов колебаний кварцевого генератора.

Узкий селекторный импульс  $u_{13}$ , предназначенный для выделения рабочего участка дальности, генерируется ждущим мультивибратором, собранным на лампе  $L_{13}$ . Этот мультивибратор запускается задним фронтом прямоугольного импульса  $u_{12}$ , снимаемого со ждущего мультивибратора каскада задержки узкого селекторного импульса на лампе  $L_{10}$ . Таким образом, временной сдвиг узкого селекторного импульса зависит от длительности импульса, формируемого ждущим мультивибратором задержки. Длительность этого импульса изменяют перемещением движка потенцио-

метра  $R_{44}$ , механически связанного с отсчетными визирами на экранах трубок.

Чтобы во всем диапазоне измерения дальности временной сдвиг узкого селекторного импульса был точно согласован со значением измеряемой дальности, т. е. с положением визиров, необходима линейная зависимость между углом поворота движка потенциометра  $R_{44}$  и длительностью импульса задержки  $u_{12}$ .

Линейная зависимость длительности импульса задержки от напряжения, снимаемого с потенциометра  $R_{44}$ , достигается начиная с некоторого минимального значения длительности импульса. Это значение устанавливается переменным сопротивлением  $R_{45}$ , а для согласования временного сдвига узкого селекторного импульса с измеряемой дальностью (с положением визиров) используется переменное сопротивление  $R_{43}$ .

Длительность узкого селекторного импульса обычно в 1,5—3 раза меньше периода точной развертки; регулируется она потенциометром  $R_{73}$ .

Для формирования широкого селекторного импульса подсвета  $u_{11}$  трубки грубого отсчета дальности используются ждущие мультивибраторы на лампах  $L_9$  и  $L_{12}$ . Мультивибратор на лампе  $L_9$  является каскадом задержки широкого селекторного импульса, а мультивибратор на лампе  $L_{12}$  — генератором широкого селекторного импульса.

Передний фронт широкого селекторного импульса должен приблизительно совпадать с моментом запуска передатчика. Это достигается регулировкой длительности импульса задержки  $u_{10}$ , снимаемого с анода лампы  $L_{9A}$ , при помощи потенциометра  $R_{36}$ . Длительность выходного импульса засвета регулируется потенциометром  $R_{66}$  так, чтобы она была равна длительности одного периода развертки трубки грубого отсчета дальности.

Рассмотренный индикатор не требует предварительной градуировки, благодаря тому что в качестве источника исходного синхронизирующего напряжения используется кварцевый генератор, обладающий высокой стабильностью частоты.

Положение нуля на экране трубки грубого отсчета определяется при совмещении отсчетного визира с началом прямого импульса.

В описанном индикаторе, кроме причин, общих для всех индикаторов дальности (нестабильность скорости распространения сигналов, неточность установки отсчетных визиров), на точность отсчета могут влиять также нестабильность частоты колебаний кварцевого генератора и нестабильность момента запуска передатчика. Однако ошибки, возникающие по этим двум причинам, незначительны, и наибольшее влияние на точность измерения дальности оказывает ошибка отсчета — субъективная ошибка оператора, совмещающего механический визир с передним фронтом отраженного сигнала на экране трубок.

Несмотря на возможность значительной ошибки совмещения,

данный индикатор обладает высокой точностью измерения дальности: средняя квадратичная ошибка измерения дальности обычно не превышает 15 м.

В заключение можно указать, что в принципе в двухшкальных индикаторах дальности возможно одновременное использование и линейной и кольцевой разверток. При этом первая используется для грубого, а вторая — для точного отсчета.

### Индикаторы дальности, использующие деление отраженного сигнала на две части

В приведенном выше индикаторе непрерывное определение дальности цели, т. е. сопровождение цели по дальности, осуществляется совмещением визира с передним фронтом отраженного импульса.

Однако отраженный импульс не имеет резко очерченных фронтов. После усиления и преобразования в каскадах приемника отраженный сигнал приобретает колоколообразную форму, при которой трудно точно определить момент начала импульса. Особенности трудности возникают в условиях шумов и сильных флюктуаций отраженного сигнала. Поэтому в ряде радиолокационных станций применяются методы измерения дальности, основанные на делении отраженного сигнала на две равные части.

Простейший из них — метод «темного пятна» (или «темной точки»). При нем из исходного стабилизирующего напряжения формируются не только пусковые импульсы передатчика, но и вспомогательный кратковременный селекторный импульс. Длительность последнего примерно в два раза меньше длительности импульса передатчика, а время задержки относительно пускового импульса передатчика изменяется при помощи релаксационной схемы задержки или специального фазовращателя.

Вспомогательный селекторный импульс подается в отрицательной полярности на управляющий электрод электронно-лучевой трубки и запирает ее, создавая тем самым на линии развертки метку дальности в виде темного (незасвеченного) участка. Перемещая эту метку при помощи схемы задержки или фазовращателя, можно совместить ее с вершиной сигнала, отраженного от сопровождаемой цели (рис. 1.74, а).

Точность такого совмещения может быть весьма высокой, потому что малейшая погрешность совмещения вспомогательного импульса с вершиной отраженного сигнала резко меняет высоту боковых склонов последнего



Рис. 1.74. Вид экрана индикатора при различных случаях совмещения «темного пятна» с отраженным сигналом



(рис. 1.74, б и в). Этот метод позволяет совмещать электронную метку дальности с вершиной (т. е. серединой) отраженного сигнала с точностью до 2% длительности отраженного сигнала.

Однако при шумах точность совмещения резко снижается, а следовательно, снижается и точность измерения дальности.

Большой помехоустойчивостью отличается метод сравнения частот отраженного сигнала при помощи двух следящих импульсов.

На рис. 1.75 приведена блок-схема, поясняющая этот метод.

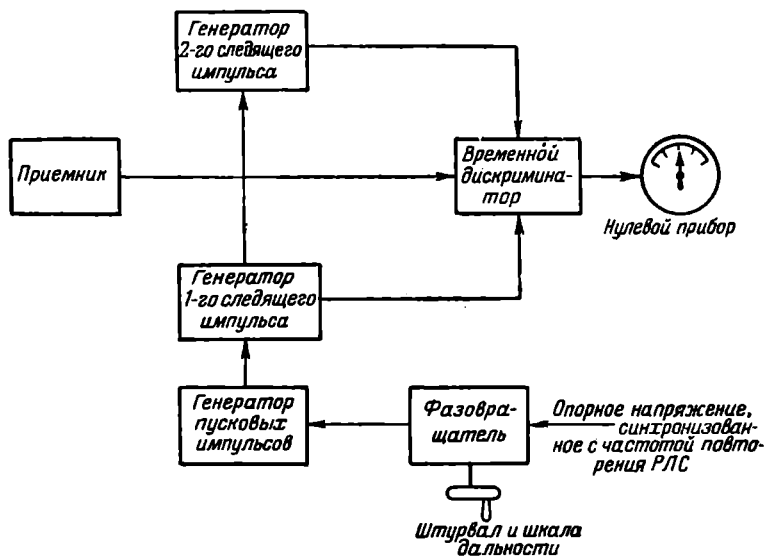


Рис. 1.75. Блок-схема индикатора дальности, работающего с использованием двух следящих импульсов

Отраженный сигнал с выхода приемника подается на временной дискриминатор. Одновременно туда поступают два прямоугольных следящих импульса длительностью 0,5—0,7 длительности отраженного сигнала. Оба следящих импульса совмещены по временной оси, т. е. возникают сразу после другого. Время возникновения следящих импульсов зависит от положения штурвала дальности, управляющего положением ротора фазовращателя.

Временной дискриминатор сравнивает части отраженного сигнала, совмещенные с первым и вторым следящими импульсами, и вырабатывает постоянное напряжение, пропорциональное разности этих частей. Так, если следящие импульсы совмещены с отраженным сигналом, но время перекрытия первого следящего импульса с отраженным сигналом  $t_{пер 1}$  не равно времени перекрытия второго следящего импульса с этим сигналом  $t_{пер 2}$  (рис. 1.76, б и в), то на выходе дискриминатора появится некоторое напряжение и стрелка нулевого прибора отклонится.

Если же время перекрытия первого и второго следящих импульсов с отраженным сигналом одинаково (рис. 1.76, а), то напряжение на выходе временного дискриминатора будет равно нулю и стрелка прибора останется в нулевом положении. Это означает, что значение дальности, считываемое со шкалы дальности, соответствует истинной дальности выбранной цели.

При изменении дальности цели оператор должен вращать штурвал дальности, добиваясь сохранения нулевого показания прибора.

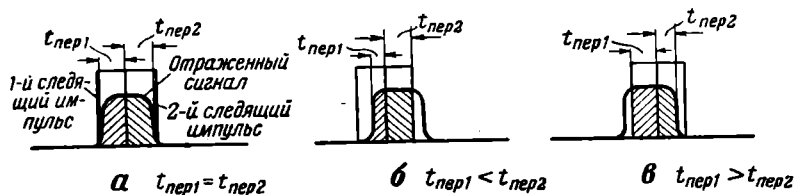


Рис. 1.76. Различные случаи взаимного расположения отраженного сигнала и следящих импульсов на временной оси

При таком методе измерения дальности необходимо предварительно совершить поиск цели — совмещать во времени следящие импульсы с сигналом, отраженным от выбранной цели. Поиск цели можно вести различными способами, в том числе и автоматически. Простейший способ — использование вспомогательного индикатора малой точности. При поиске оператор, вращая штурвал дальности, добивается совмещения подвижного визира с отметкой от выбранной цели.

Измерение дальности с использованием двух следящих импульсов дает высокую точность измерения дальности и, что особенно важно, может с успехом применяться в системах автоматического определения дальности.

Более подробно методы измерения дальности при помощи двух следящих импульсов, а также принцип работы и схемы временных дискриминаторов рассмотрены в следующем параграфе.

## § 8. АВТОМАТИЧЕСКОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ ЦЕЛИ ПО ДАЛЬНОСТИ

### 1. Общие принципы сопровождения цели по дальности

Сопровождение цели по какой-либо координате заключается в непрерывном определении данной координаты выбранной цели.

При сопровождении цели по дальности необходимо непрерывно определять дальность и непрерывно вводить определяемую величину в систему передачи данных и оттуда в какое-либо счетно-решающее устройство.

Дальность можно вводить либо поворотом ротора сельсин-датчика, либо изменением величины или фазы эталонированного напряжения при помощи потенциометра или фазовращателя. Обычно для этого вращают штурвал дальности, связанный с сельсин-датчиком или задающим потенциометром.

Сопровождение цели по дальности может быть ручным, полуавтоматическим и автоматическим.

При ручном сопровождении цели дальность определяется оператором путем непрерывного совмещения механического или электронного визира с отраженным сигналом на экране электронно-лучевой трубки.

При полуавтоматическом сопровождении цели визир перемещается по экрану при помощи специальных устройств, а оператор лишь регулирует скорость движения визира, добываясь совмещения визира с отраженным сигналом.

При автоматическом сопровождении процесс сопровождения цели полностью автоматизирован.

Автоматизация процесса сопровождения дает следующие преимущества:

- повышаются точность определения и скорость обработки дальности, что особенно важно при высоких скоростях цели;
- исключаются субъективные ошибки оператора;
- в ряде случаев отпадает необходимость в электронно-лучевой трубке с ее громоздкой схемой, поскольку появляется возможность определять дальность и вводить ее в счетно-решающее устройство без индикации цели на экране трубки.

## 2. Принцип действия систем автоматического сопровождения цели по дальности

Принцип автоматического сопровождения цели по дальности можно пояснить по блок-схеме, приведенной на рис. 1.77.

Любая система автоматического сопровождения цели по дальности (система АСД) является замкнутой системой автоматического регулирования и содержит три основных элемента: временной дискриминатор (измерительное устройство), усилительно-

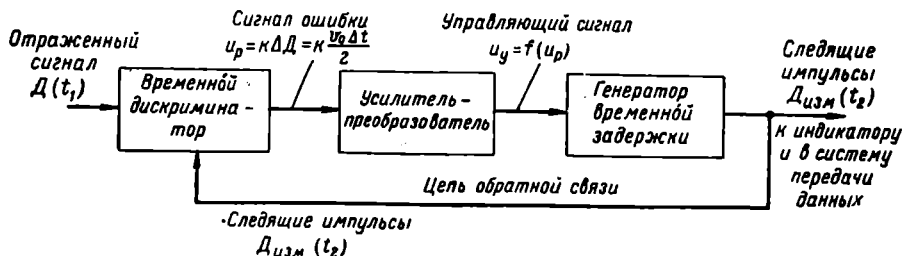


Рис. 1.77. Блок-схема системы АСД

преобразующее устройство и генератор переменной временной задержки (исполнительное устройство).

Входным сигналом системы являются отраженные от выбранной цели сигналы — видеоимпульсы, поступающие на систему АСД с выхода приемника. Время запаздывания  $t_1$  этих сигналов относительно момента запуска передатчика характеризует определяемую системой дальность цели  $D$  (так называемую «истинную» дальность цели). Согласно формуле (1.2)  $D$  [км] =  $0,15 t_1$  [мксек].

Выходным сигналом системы АСД являются обычно кратковременные следящие видеоимпульсы (иногда называемые также «стробами»), которые вырабатываются исполнительным устройством системы, т. е. генератором временной задержки.

Время задержки  $t_2$  выходного сигнала системы АСД (следящих импульсов) относительно прямого импульса станции соответствует измеренному системой значению дальности цели  $D_{изм}$ :

$$D_{изм} [км] = 0,15 t_2 [мксек].$$

Выходные импульсы, характеризующие измеренную системой дальность цели, подаются с выхода системы на индикаторное устройство РЛС для создания электронного визира дальности<sup>1</sup>, а также через систему передачи данных вводятся в счетно-решающее устройство, вырабатывающее упрежденные координаты или определяющее другие необходимые параметры движения цели. Кроме того, по цепи обратной связи следящие импульсы поступают на измерительное устройство системы — временной дискриминатор.

Во временном дискриминаторе время  $t_2$  задержки следящих импульсов сравнивается со временем  $t_1$  запаздывания сигнала, отраженного от цели. Другими словами, в дискриминаторе измеренная дальность  $D_{изм}$ , «вырабатываемая» системой, сравнивается с истинной дальностью цели  $D$ . В результате определяется их разность  $\Delta D = D - D_{изм}$ , т. е. ошибка определения дальности, или ошибка сопровождения, и вырабатывается сигнал ошибки, или сигнал рассогласования  $u_p$ , пропорциональный ошибке сопровождения  $\Delta D$ :

$$u_p = k \Delta D = k \frac{v_0 (t_1 - t_2)}{2} = k \frac{v_0 \Delta t}{2},$$

где  $\Delta t$  — временная ошибка сопровождения ( $\Delta t = t_1 - t_2$ );

$v_0$  — скорость распространения электромагнитной энергии в атмосфере;

$k$  — постоянный коэффициент.

---

<sup>1</sup> Вид электронного визира дальности в индикаторе азимут — дальность приведен на рис. 1.172 (§ 12). По положению визира текущее значение дальности сопровождаемой цели может контролироваться непосредственно по экрану индикатора.

Таким образом, сигнал ошибки  $u_p$  пропорционален временной ошибке сопровождения  $\Delta t$ , которая в свою очередь пропорциональна ошибке сопровождения  $\Delta D$ :

$$\Delta D [\text{км}] = 0,15 \Delta t [\text{мсек}].$$

Сигнал ошибки, вырабатываемый временным дискриминатором, поступает на усилитель-преобразователь. Усиленный и преобразованный сигнал ошибки  $u_v = f(u_p)$ , снимаемый с его входа, представляет собой управляющий сигнал, который вынуждает генератор временной задержки изменить временную задержку следящих импульсов таким образом, чтобы приблизить измеренное значение дальности  $D_{\text{изм}}$  к истинному значению дальности  $D$ . Благодаря этому в процессе сопровождения цели ошибка уменьшается, стремясь к минимальному значению.

В статическом режиме при отсутствии изменения дальности цели ошибка уменьшается до величины, определяемой чувствительностью системы (главным образом временного дискриминатора). Такая статическая ошибка называется ошибкой по положению, поскольку она характеризует ошибку определения положения цели.

В реальных условиях системы АСД работают в динамическом режиме, т. е. при непрерывном перемещении цели, когда истинная дальность цели все время изменяется. В этом случае сигнал ошибки вырабатывается непрерывно, следовательно, измеренное значение дальности  $D_{\text{изм}}$  также непрерывно изменяется, стремясь к истинному значению дальности  $D$ . При этом значение измеренной дальности всегда отстает на некоторую величину от значения истинной дальности вследствие появления динамической ошибки сопровождения.

Если статическая ошибка зависит только от параметров системы, то динамическая ошибка зависит также от скорости перемещения цели по дальности, поэтому ее часто называют скоростной ошибкой.

### 3. Основные требования к системам АСД и классификация этих систем

К современным системам АСД предъявляются следующие требования:

- минимальной ошибки сопровождения как в статическом, так и в динамическом режиме;
- высокой разрешающей способности системы по дальности;
- устойчивости сопровождения цели при случайных пропадающих сигналах, а также возможности устойчивого сопровождения при периодически прерывающихся сигналах<sup>1</sup>; это свойство систем

<sup>1</sup> При прерывающихся сигналах данные о цели поступают в радиолокационную станцию в течение короткого отрезка времени, когда луч попадает на цель и антенна станции принимает серию (пачку) отраженных импульсов, после чего следует более или менее длинная пауза.

АСД обычно называют способностью сопровождения цели по инерции;

— высокой помехоустойчивости системы, т. е. возможности сопровождения цели при малых отношениях сигнала к шумам;

— возможности сопровождения любой цели, находящейся в зоне действия станции, или даже одновременного сопровождения двух или большего числа целей.

Указанные требования довольно противоречивы. Так, например, разрешающая способность системы АСД зависит от длительности следящих импульсов. Поэтому для повышения разрешающей способности РЛС по дальности необходимо уменьшать длительность следящих импульсов системы АСД, однако при этом снижается устойчивость сопровождения цели. Для снижения динамической ошибки система должна быть малонерционна, однако уменьшение инерционности снижает помехоустойчивость систем АСД и исключает возможность сопровождения цели при замирании или пропадании сигнала.

Выполнить все эти требования можно, включив в управляющее устройство систем АСД интегрирующие звенья — чаще всего одно или два.

Рассмотрим, как влияет на свойства системы АСД включение одного интегрирующего звена.

Как известно, выходное напряжение интегрирующего звена прямо пропорционально интегралу входного напряжения:

$$u_{\text{вых}} = A \int u_{\text{вх}} dt, \quad (1.28)$$

где  $A$  — постоянный коэффициент.

Эту же зависимость можно выразить и в дифференциальной форме:

$$\frac{du_{\text{вых}}}{dt} = Au_{\text{вх}}. \quad (1.29)$$

Последняя формула указывает, что в интегрирующем звене скорость изменения выходного напряжения прямо пропорциональна величине входного напряжения.

Это свойство интегрирующих звеньев позволяет свести к нулю ошибку по положению. Действительно, если есть напряжение сигнала ошибки ( $u_{\text{вх}}$ ), напряжение на выходе усилительно-преобразующего устройства будет непрерывно изменяться и управлять генератором временной задержки до тех пор, пока напряжение сигнала ошибки не станет равным нулю, т. е. пока измеренная дальность  $D_{\text{изм}}$  не станет равной истинной дальности  $D$ <sup>1</sup>.

<sup>1</sup> Как указывалось выше, вследствие ограниченного значения чувствительности измерительного устройства в реальных автоматических системах сигнал ошибки может быть равным нулю и при неравенстве измеренного и истинного значения дальности.

Кроме устранения статической ошибки, введение в управляющее устройство интегрирующего звена сообщает системе так называемую «память» по положению — способность в случае провала отраженного сигнала сохранять («запоминать») последнее значение измеренной дальности до нового появления отраженного сигнала.

Из формулы (1.29) следует, что при отсутствии сигнала ошибки ( $u_{вх}=0$ ) выходное напряжение управляющего устройства постоянно ( $u_{вых}=\text{const}$ ), так как  $\frac{du_{вых}}{dt} = Au_{пх} = 0$ . Это означает, что в системе АСД перестает изменяться измеренная дальность.

Напряжение сигнала ошибки  $u_{вх}$  может быть равно нулю в двух случаях: когда измеренная дальность равна истинной ( $D_{изм}=D$ ), т. е. ошибка сопровождения действительно равна нулю, и при пропадании отраженного сигнала.

Следовательно, при пропадании сигнала система АСД продолжает вырабатывать последнее значение измеренной дальности  $D_{изм}$  — она как бы не может различить, чем вызвано отсутствие  $u_{вх}$ : отсутствием ошибки сопровождения или пропаданием отраженного сигнала.

Память по положению улучшает способность систем АСД сопровождать цель при кратковременном замирании сигнала. Однако при длительном пропадании сигнала результаты получаются неудовлетворительными, так как за время отсутствия сигнала цель может значительно переместиться и при новом появлении сигнала может возникнуть слишком большая разница между прежним («запомненным») значением измеренной дальности и новым значением истинной дальности цели, что приводит к потере цели.

Если в управляющее устройство системы АСД включить два интегрирующих звена, зависимость выходного напряжения от входного будет следующей:

$$u_{вых} = k_1 \int u_{вх} dt + k_2 \iint u_{вх} d^2t.$$

Исходя из этой формулы можно показать, что при изменении напряжения  $u_{вх}$  в управляющем устройстве будет изменяться ускорение изменения выходного напряжения, вследствие чего скоростную ошибку сопровождения можно свести к нулю.

Можно также показать, что применение двух интегрирующих звеньев сообщает системе так называемую память по скорости: при пропадании отраженного сигнала (отсутствие сигнала ошибки) эталонная дальность продолжает изменяться с той же скоростью, с какой она изменялась в момент пропадания сигнала. Поэтому в случаях, когда цель сопровождается при замирающих или прерывистых сигналах, т. е. когда отраженный сигнал перио-

дически пропадает на сотни миллисекунд и даже секунды, применяют системы с двумя интегрирующими звеньями.

Благодаря памяти по скорости они обеспечивают более устойчивое сопровождение по инерции, чем системы с одним интегрирующим звеном. Но при сопровождении цели, непрерывно маневрирующей по дальности, применять системы с двумя интегрирующими звеньями нецелесообразно. Объясняется это тем, что ошибка по положению и скоростная ошибка такой системы равны нулю только в установившемся режиме, а при быстрых маневрах цели подобный режим в системе не наступит вследствие ее большой инерционности.

Системы автоматического сопровождения с одним интегрирующим звеном иногда называют астатическими системами первого порядка, а системы с двумя последовательно включенными интегрирующими звеньями — астатическими системами второго порядка.

При классификации систем АСД, кроме количества интегрирующих звеньев, учитывают также способ регулировки времени задержки следящих импульсов. Такая регулировка может быть электрической (изменением управляющего напряжения каскада задержки при помощи какой-либо электронной схемы) или электромеханической (например, изменением угла поворота вала потенциометра или фазовращателя).

Системы с электрическим управлением (электронные системы) проще, меньше по весу и габаритам, чем электромеханические. Они малоинерционны, благодаря чему способны сопровождать цель при более высоких скоростях и ускорениях, а также точнее вырабатывать данные о ее скорости. Абсолютная ошибка сопровождения  $\Delta D$  электронных систем часто не превышает 10—15 м.

Достоинство каскадов задержки с электромеханическим управлением — простота образования многошкальных систем высокой точности и выработка дальности цели непосредственно в виде механического сигнала (поворота соответствующего вала), а не напряжения. Точность электромеханических систем АСД может быть больше, чем электронных: они могут иметь динамическую ошибку сопровождения  $\Delta D$ , не превышающую нескольких метров, однако значительная инерционность электромеханических устройств ограничивает быстрдействие таких систем.

Все системы автоматического сопровождения имеют обратную связь и вследствие этого склонны к самовозбуждению. Это вынуждает ограничивать коэффициент усиления отдельных каскадов систем, т. е. чувствительность, а следовательно, и точность всей системы. В системах АСД с двумя интегрирующими звеньями (в астатических системах второго порядка) опасность самовозбуждения особенно велика и для обеспечения достаточного запаса устойчивости в таких системах вводят дополнительные корректирующие звенья.



#### 4. Упрощенная блок-схема электромеханической системы АСД

На рис. 1.78 приведена упрощенная блок-схема системы АСД. Эта система электромеханическая, поскольку каскад задержки (обычно собираемый по фантастронной схеме) регулируется специальным двигателем механизма управления по дальности.

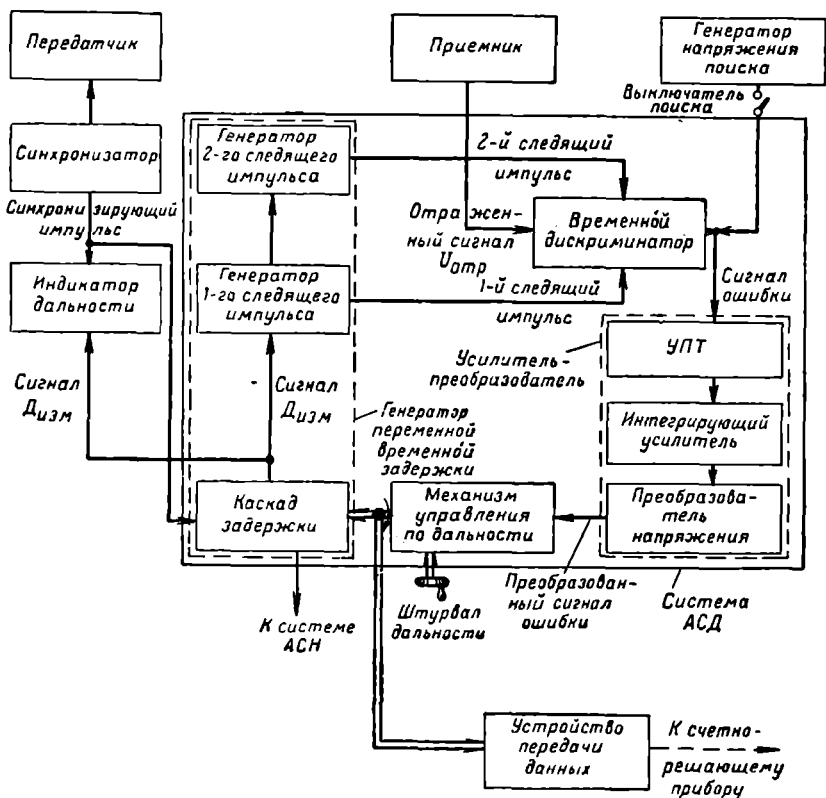


Рис. 1.78. Упрощенная блок-схема электромеханической системы АСД

На блок-схеме, кроме самой системы АСД, показаны некоторые связанные с ней элементы радиолокационной станции.

Работает система следующим образом. Выходное напряжение временно́го дискриминатора (сигнал ошибки) подается на усилитель-преобразователь, а из него на двигатель механизма управления по дальности. В зависимости от знака и величины сигнала ошибки двигатель поворачивает вал потенциометра, регулирующего напряжение на аноде фантастрона каскада задержки. При этом изменяется длительность импульса, снимаемого с выхода фантастрона и управляющего временем задержки  $t_2$  следящих им-

пульсов, причем так, что измеренная дальность  $D_{изм}$  приближается к истинной дальности  $D$ .

В рассматриваемой схеме АСД в качестве выходных сигналов, подаваемых на индикаторы и в систему передачи данных, используются сигналы измеренной дальности, т. е. импульсы, снимаемые непосредственно с каскада задержки. Как указывалось выше, для этой цели, а также в качестве селекторных импульсов системы автосопровождения по угловым координатам (системы АСН) может быть использован один из следящих импульсов.

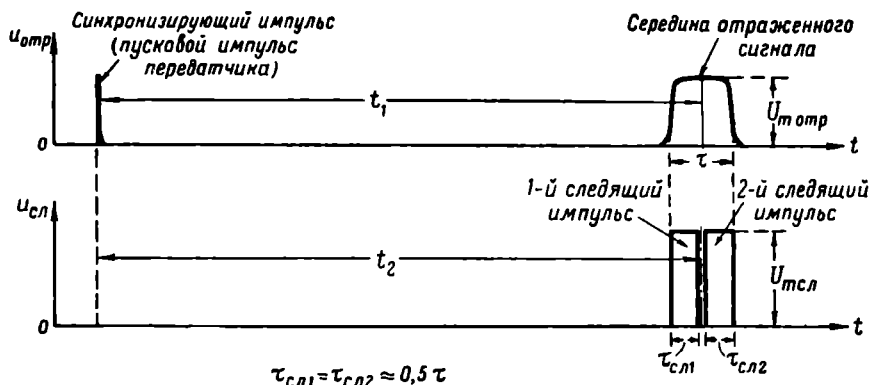


Рис. 1.79. Следящие импульсы системы АСД, совмещенные во времени с отраженным сигналом ( $t_2 = t_1$ )

Для выявления сигнала ошибки в системах АСД в большинстве случаев используются не сигналы измеренной дальности, а жестко связанные с ними по времени следящие импульсы. Сигналом измеренной дальности запускается вначале генератор первого следящего импульса, а затем второго. Генераторами следящих импульсов обычно служат блокинг-генераторы. Следящие импульсы сомкнуты по временной оси (рис. 1.79), т. е. возникают сразу один за другим; время их задержки  $t_2$  измеряется до момента окончания первого или начала второго следящего импульса. Время запаздывания  $t_1$  отраженного сигнала измеряется до середины отраженного сигнала. Началом отсчета как времени запаздывания, так и времени задержки является момент запуска передатчика РЛС.

Длительность следящих импульсов одинакова ( $\tau_{сл1} = \tau_{сл2}$ ) и равна  $0,5 - 0,6 \tau$ , где  $\tau$  — длительность отраженного сигнала. Увеличение длительности следящих импульсов повышает устойчивость сопровождения и облегчает поиск цели, однако при этом резко ухудшается разрешающая способность по дальности, поэтому длительность следящих импульсов  $\tau_{сл}$  берут не больше  $0,7 \tau$ .

Следящие импульсы, имеющие время задержки  $t_2$ , подаются на временной дискриминатор. Одновременно туда поступают отраженные сигналы  $U_{отр}$ , имеющие время запаздывания  $t_1$ .

Временной дискриминатор предназначен для определения разности между временем задержки следящих импульсов  $t_2$  и временем запаздывания отраженного сигнала  $t_1$ . Эта разность представляет собой временную ошибку сопровождения  $\Delta t$ . Она связана с ошибкой сопровождения по дальности  $\Delta D$  соотношением

$$\Delta t = \frac{2\Delta D}{v_0}, \text{ или } \Delta t [\text{мксек}] = \frac{\Delta D [\text{км}]}{0,15}.$$

На выходе дискриминатора возникает постоянное напряжение, знак и величина которого позволяют судить о знаке и величине временной ошибки.

Выходное напряжение должно определяться временной ошибкой сопровождения одной выбранной цели, на него не должны влиять сигналы от других целей. Поэтому во временном дискриминаторе, помимо определения величины и знака временной ошибки, осуществляется селекция отраженных сигналов по дальности. Этим достигается воздействие на систему АДС только сигнала, отраженного от одной сопровождаемой цели.

Выходное напряжение временного дискриминатора, величина и знак которого характеризуют временную ошибку, подается на усилитель постоянного тока (УПТ), а затем на интегрирующий усилитель.

Выходное напряжение интегрирующего усилителя преобразуется в напряжение, управляющее работой двигателя механизма управления по дальности. Последний в свою очередь управляет каскадом задержки, изменяющим время задержки следящих импульсов таким образом, чтобы приблизить его к времени запаздывания отраженного сигнала и, таким образом, свести к нулю временную ошибку сопровождения  $\Delta t$ .

В различных вариантах систем АСД состав усилителя-преобразователя может быть различным, поскольку требования к нему в значительной степени определяются выбором типа управляющих двигателей.

Интегрирующий усилитель, являющийся обязательным составным элементом усилителя-преобразователя, представляет собой одно из интегрирующих звеньев системы АСД. Другим интегрирующим звеном обычно служит двигатель механизма управления по дальности.

Действительно, в большинстве двигателей можно в определенном временном интервале добиться выполнения условия

$$\varphi = k \int u_{\text{вх}} dt,$$

где  $\varphi$  — угол поворота вала двигателя;

$u_{\text{вх}}$  — действующее на двигатель напряжение;

$k$  — постоянный коэффициент.

В данной системе АСД, кроме ручного поиска, осуществляемого с помощью штурвала дальности, предусмотрена возможность автоматического поиска с помощью специального генератора на-

пряжения поиска. Напряжение поиска периодически изменяет время задержки следящих импульсов от  $t_{2\text{мин}}$  до  $t_{2\text{макс}}$ . Как только следящие импульсы в процессе поиска совместятся по времени с сигналом от цели, генератор поиска отключится и система перейдет в режим автоматического сопровождения.

Следует отметить, что в электромеханических системах АСД наряду с электронными (фантастронными или санатронными) схемами задержки роль каскадов задержки исполнительного устройства могут выполнять специальные фазометрические цепи, состоящие из генератора синусоидальных колебаний, фазовращателя и схемы формирования импульсов (подобно схеме, приведенной на рис. 1.75). В большинстве случаев применяется емкостный фазовращатель, представляющий собой конденсатор переменной емкости специальной конструкции (рис. 1.80). Фазовый сдвиг выход-

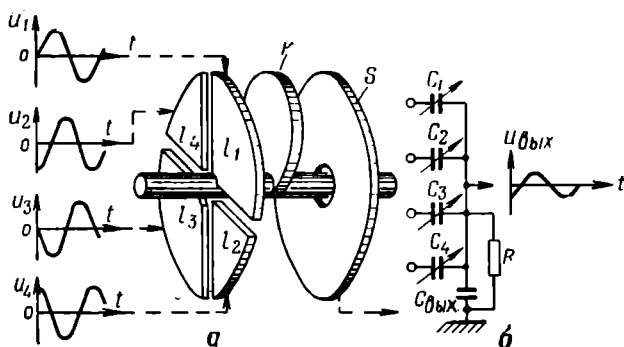


Рис. 1.80. Емкостный фазовращатель:  
а — конструкция фазовращателя; б — схема включения

ного сигнала такого фазовращателя пропорционален углу поворота ротора. В системе АСД ротор фазовращателя поворачивается двигателем механизма управления по дальности. Выходное синусоидальное напряжение, снимаемое с фазовращателя, после ограничения используется для формирования импульсов, запускающих генераторы следящих импульсов. При изменении фазы синусоидального напряжения изменяется и момент возникновения следящих импульсов, т. е. измеренная дальность.

Фазометрические каскады задержки сложнее по конструкции, но обладают более высокой точностью по сравнению с электронными.

## 5. Упрощенная блок-схема электронной системы АСД

Основным отличием электронной системы АСД от электромеханической системы, блок-схема которой была рассмотрена выше, является то, что в электронной АСД выходное напряжение инте-

рирующего усилителя используется для непосредственного управления каскадом задержки.

На рис. 1.81 приведена блок-схема электронной системы АСД, в которой в качестве каскада задержки используется фантастрон, работающий в ждущем режиме.

Ручной поиск и режим ручного сопровождения (РС) осуществляются в этой схеме с помощью специального потенциометра, управляемого штурвалом дальности и изменяющего напряжение на аноде фантастрона. Начальное напряжение на аноде лампы, а

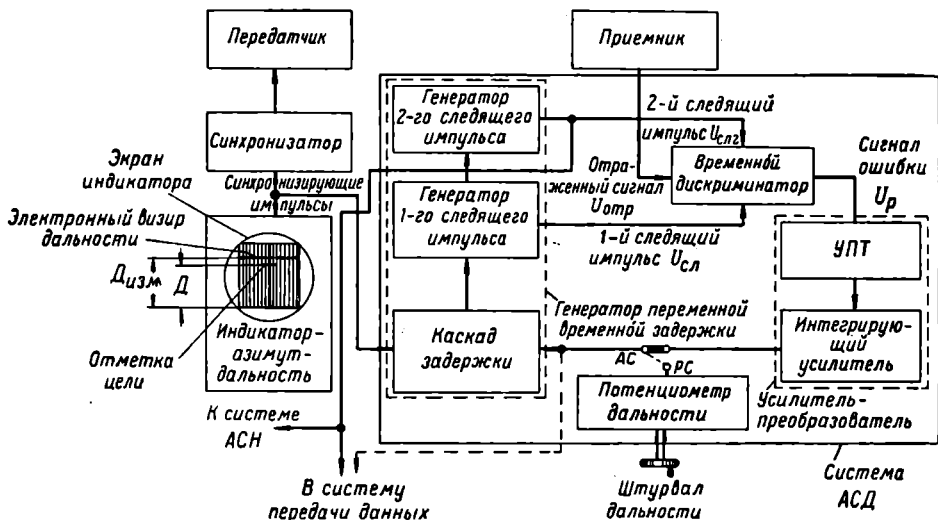


Рис. 1.81. Упрощенная блок-схема электронной системы АСД

следовательно, и длительность импульса, генерируемого фантастроном, изменяются при этом так, что определяемое длительностью этого импульса время задержки  $t_2$  следящих импульсов становится равным времени запаздывания отраженного сигнала  $t_1$ . Электронный визир, создаваемый первым или вторым следящим импульсом на экране индикатора, совмещается с отметкой цели, и система готова к переходу в режим автоматического сопровождения (АС) <sup>1</sup>.

Измеренная дальность вводится в систему передачи данных и счетно-решающие устройства либо в виде следящих импульсов, т. е. временного интервала, характеризующегося временем задержки  $t_2$ , либо в виде напряжения, снимаемого с выхода интегрирующего усилителя.

<sup>1</sup> Приведенная на рис. 1.81 упрощенная блок-схема системы АСД привязана к индикатору типа азимут — дальность, рассматриваемому в § 12. В принципе система АСД может быть совмещена с любым одномерным или двухмерным индикатором, измеряющим дальность.

На рис. 1.82, а даны графики напряжений в основных блоках приведенной схемы для случая автоматического сопровождения удаляющейся цели ( $t_1 > t_2$ ). При этом время перекрытия отраженного сигнала с первым следящим импульсом  $t_{пер1}$  меньше, чем со вторым  $t_{пер2}$  ( $\Delta t = t_{пер2} - t_{пер1} > 0$ ), и на выходе временного дискриминатора возникает положительный сигнал ошибки  $u_p$ , пропорциональный временной ошибке сопровождения:

$$u_p = k(t_1 - t_2) = k(t_{пер2} - t_{пер1}) = k\Delta t.$$

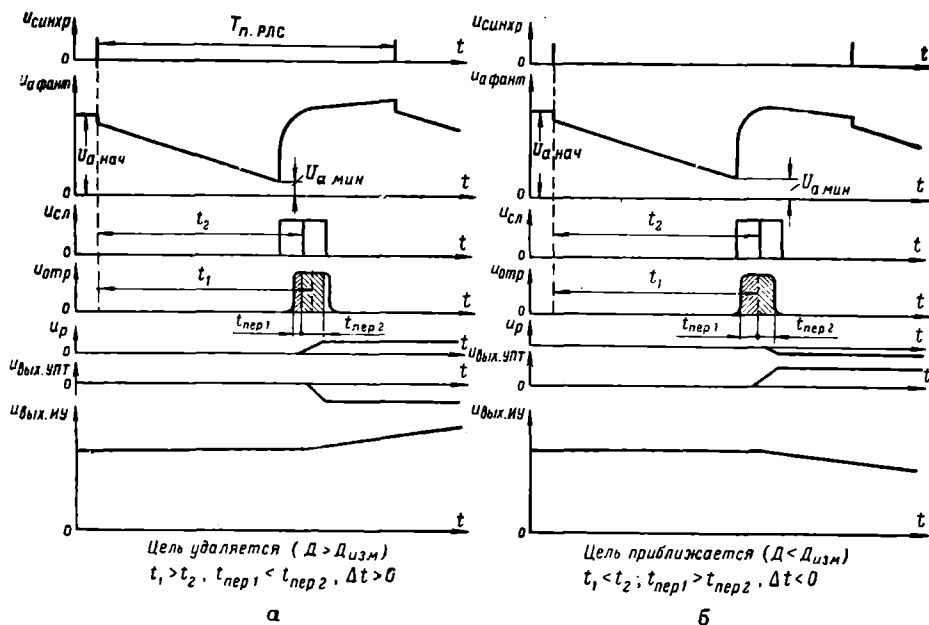


Рис. 1.82. Графики напряжений в основных блоках электронной системы АСД для случая удаления (а) и приближения (б) цели

Усилитель постоянного тока (УПТ) усиливает сигнал ошибки и меняет его знак на противоположный. Таким образом, на вход интегрирующего усилителя подается отрицательное напряжение  $U_{вых. УПТ}$ , под действием которого выходное напряжение интегрирующего усилителя  $U_{вых. ИУ}$  начнет возрастать по линейному закону и увеличивать начальное напряжение на аноде фантастрона  $U_{а нач}$ . Увеличение анодного напряжения фантастрона приведет к увеличению времени задержки следящих импульсов. Таким образом, по мере удаления цели следящие импульсы будут перемещаться вправо по оси времени, сохраняя временное перекрытие с отраженным сигналом. Измеряемое системой АСД значение дальности  $D_{изм}$  будет изменяться в соответствии с изменением

истинного значения дальности цели  $D$ . На экране индикатора это будет выражаться в перемещении электронного визира дальности вслед за отметкой цели.

На рис. 1.82, б приведены графики напряжений в схеме для случая приближения цели ( $D < D_{\text{изм}}$ ). В этом случае время запаздывания отраженного сигнала  $t_1$  уменьшается ( $t_1 < t_2$ ), на входе интегрирующего усилителя действует напряжение положительной полярности, и его выходное напряжение убывает по линейному закону. Это приводит к уменьшению начального напряжения на аноде фантастропа и уменьшению времени задержки следящих импульсов  $t_2$ . Следящие импульсы перемещаются влево по оси времени вслед за отраженным сигналом.

В рассмотренной схеме системы АСД имеется лишь одно интегрирующее звено — интегрирующий усилитель. Следовательно, данная система является астатической системой первого порядка и не обладает памятью по скорости. Однако в схемах временных дискриминаторов (см. следующий раздел), как правило, содержатся цепи  $RC$  с большими постоянными времени. Как известно, такие цепи обладают интегрирующими свойствами в переходном режиме. Поэтому наличие таких цепей сообщает системе АСД некоторую уменьшающуюся во времени память по скорости. Длительность этой памяти соизмерима с постоянной времени интегрирующих цепей  $RC$ , используемых в схеме.

Существуют также электронные системы АСД, имеющие два интегрирующих усилителя и обладающие устойчивой памятью по скорости. Однако, как указывалось выше, в таких системах необходимо применение дополнительных мер коррекции для повышения устойчивости системы.

## 6. Временные дискриминаторы систем АСД

Временные дискриминаторы систем АСД служат для сравнения времени задержки следящих импульсов  $t_2$  с временем запаздывания отраженного сигнала  $t_1$ , определения временной ошибки сопровождения  $\Delta t = t_1 - t_2$  и преобразования ее в сигнал ошибки (напряжение рассогласования), пропорциональный временной ошибке. Полярность напряжения рассогласования должна зависеть от знака временной ошибки.

Свойства системы АСД в значительной степени определяются выбором схемы временного дискриминатора.

Простейшая схема временного дискриминатора приведена на рис. 1.83. Такой дискриминатор представляет собой разновидность дифференциального (балансного) детектора. На каждое его плечо действуют один из следящих импульсов и отраженный сигнал.

В анодной цепи диодов дискриминатора имеется источник постоянного напряжения  $U_0$ , включенный минусом к аноду, а плюсом к катоду диодов. Величина напряжения  $U_0$  больше макси-

мальной амплитуды отраженного сигнала  $U_{m\text{отр}}$ , она приблизительно равна амплитуде следящих импульсов  $U_{m\text{сл1}}$  и  $U_{m\text{сл2}}$  ( $U_{m\text{отр}} < U_0 \approx U_{m\text{сл1}} = U_{m\text{сл2}}$ ). Поэтому под воздействием отраженных сигналов диоды не отпираются. Отпираются они лишь при приходе соответствующих следящих импульсов: диод  $\Lambda_1$  — первого, а диод  $\Lambda_2$  — второго. Этим достигается селекция цели по дальности, так как моменты появления следящих импульсов зависят от дальности цели.

Под действием следящих импульсов в диодах возникает небольшая ток и конденсаторы  $C_1, C_2$  заряжаются.

Если плечи дискриминатора сбалансированы, то при отсутствии отраженных сигналов напряжения на конденсаторах равны ( $u_{C1} = u_{C2}$ ), а выходное напряжение дискриминатора равно нулю, поскольку  $u_{\text{вых}} = u_{C1} - u_{C2}$ .

Если же одновременно со следящими импульсами поступает отраженный сигнал, анодное напряжение диодов, а следовательно, и токи в плечах дискриминатора значительно увеличиваются и напряжение на конденсаторах  $u_{\text{вых}}$  равно нулю тогда, когда на каждое плечо дискриминатора действует одинаковая по длительности часть отраженного сигнала, т. е. когда частичные перекрытия отраженного сигнала и следящих импульсов равны:  $t_{\text{пер1}} = t_{\text{пер2}}$  (рис. 1.84). Это объясняется тем, что лишь в этом случае прирост напряжения на каждом конденсаторе одинаков и установившееся значение выходного напряжения (напряжения сигнала ошибки)  $u_{\text{вых}} = u_{C1} - u_{C2}$  равно нулю.

Для упрощения графиков на рис. 1.84 не учитывается небольшое изменение напряжения на конденсаторах  $C_1, C_2$  под действием селекторных импульсов при отсутствии отраженного сигнала.

Из рис. 1.84, а видно, что рассмотренный случай соответствует временной ошибке сопровождения  $\Delta t$ , равной нулю ( $\Delta t = t_1 - t_2$ ). Это означает, что измеренная дальность, заданная каскадом задержки и соответствующая времени задержки  $t_2$ , равна истинной дальности цели, соответствующей запаздыванию отраженного сигнала на время  $t_1$ .

На рис. 1.84, б и в даны графики напряжений для случаев, когда перекрытие одного из следящих импульсов и отраженного сигнала больше перекрытия другого импульса (временная ошибка

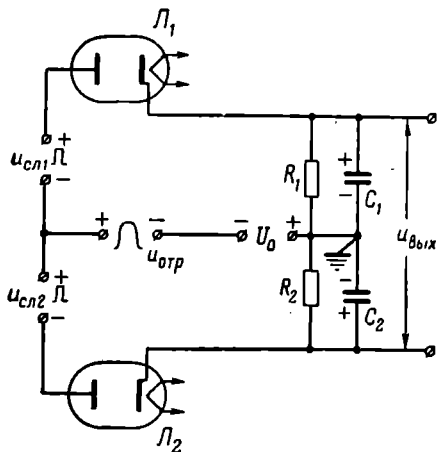


Рис. 1.83. Принципиальная схема временного дискриминатора на диодах

резко возрастает. При этом  $u_{\text{вых}}$  равно нулю тогда, когда на каждое плечо дискриминатора действует одинаковая по длительности часть отраженного сигнала, т. е. когда частичные перекрытия отраженного сигнала и следящих импульсов равны:  $t_{\text{пер1}} = t_{\text{пер2}}$  (рис. 1.84). Это объясняется тем, что лишь в этом случае прирост напряжения на каждом конденсаторе одинаков и установившееся значение выходного напряжения (напряжения сигнала ошибки)  $u_{\text{вых}} = u_{C1} - u_{C2}$  равно нулю.

Для упрощения графиков на рис. 1.84 не учитывается небольшое изменение напряжения на конденсаторах  $C_1, C_2$  под действием селекторных импульсов при отсутствии отраженного сигнала.

Из рис. 1.84, а видно, что рассмотренный случай соответствует временной ошибке сопровождения  $\Delta t$ , равной нулю ( $\Delta t = t_1 - t_2$ ). Это означает, что измеренная дальность, заданная каскадом задержки и соответствующая времени задержки  $t_2$ , равна истинной дальности цели, соответствующей запаздыванию отраженного сигнала на время  $t_1$ .

На рис. 1.84, б и в даны графики напряжений для случаев, когда перекрытие одного из следящих импульсов и отраженного сигнала больше перекрытия другого импульса (временная ошибка



сопровождения  $\Delta t \neq 0$ ). При этом  $u_{c1} \neq u_{c2}$  и  $u_{\text{вых}} \neq 0$ , т. е. установившаяся величина выпрямленного напряжения на выходе после момента  $t_3$  отличается от начального уровня (в рассматриваемой схеме начальный уровень равен нулю, но принципиально он может быть любым).

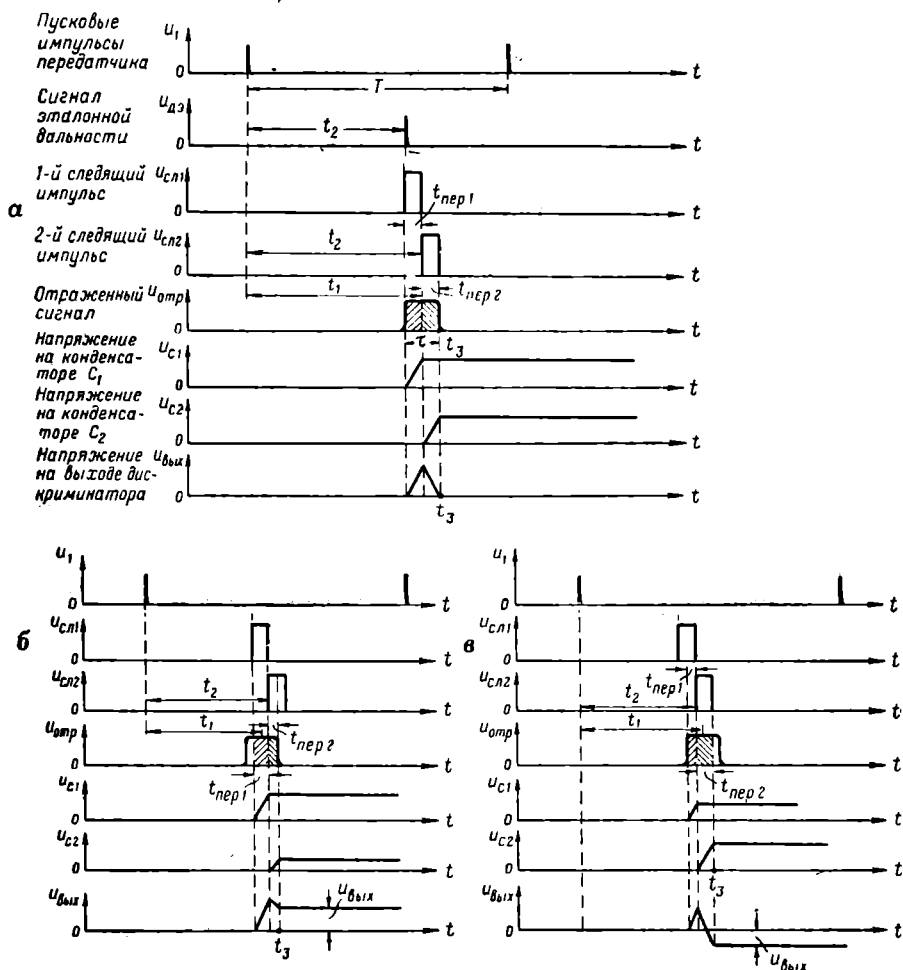


Рис. 1.84. Графики напряжений в схеме временного дискриминатора на диодах: а — при отсутствии временной ошибки ( $t_1 = t_2, \Delta t = 0$ ); б — при наличии временной ошибки ( $t_1 < t_2, \Delta t < 0$ ); в — при наличии временной ошибки ( $t_1 > t_2, \Delta t > 0$ )

Графики на рис. 1.84, б соответствуют случаю, когда цель приближается, т. е. истинная дальность меньше измеренной  $\Delta t = t_1 - t_2 < 0$ . Время перекрытия первого следящего импульса больше, чем второго:  $t_{\text{пер}1} > t_{\text{пер}2}$ , а поэтому  $u_{c1} > u_{c2}$  и  $u_{\text{вых}} > 0$ .

Графики напряжений на рис. 1.84, в соответствуют случаю, когда цель удаляется и истинное значение дальности больше измеренного. При этом  $\Delta t > 0$ ,  $t_{\text{пер.1}} < t_{\text{пер.2}}$ ,  $u_{C1} < u_{C2}$  и  $u_{\text{вых}} < 0$ .

После окончания следящих импульсов диоды запираются и напряжение  $u_{\text{вых}}$  становится практически постоянным, так как постоянная времени выходной цепи дискриминатора  $\tau = R_1 C_1 = R_2 C_2$  выбирается весьма большой. Поэтому, когда диоды заперты, напряжение на конденсаторах, а следовательно, и напряжение  $u_{\text{вых}}$  изменяются очень незначительно.

На рис. 1.84 показан процесс первоначального установления напряжения сигнала ошибки, вследствие чего рассматриваются процессы лишь во временном интервале, равном одному периоду повторения импульсов радиолокационной станции.

В установившемся режиме под действием на временной дискриминатор серии отраженных сигналов выходное напряжение дискриминатора (напряжение рассогласования) почти не изменяется, если временная ошибка  $\Delta t$  остается постоянной (рис. 1.85, а). Если же временная ошибка в процессе сопровождения меняется, то и напряжение рассогласования медленно меняется в том же направлении (рис. 1.85, б).

Рис. 1.85 дан для случая, когда  $\Delta t < 0$ . Аналогичная картина была бы и для случаев, когда  $\Delta t = 0$  или  $\Delta t > 0$ , только установившееся значение выходного напряжения дискриминатора колебалось бы около нуля (при  $\Delta t = 0$ ) или около отрицательного значения (при  $\Delta t > 0$ ).

На рис. 1.86, а показана характеристика временного дискриминатора, представляющая собой зависимость его выходного напряжения от временной ошибки. Возможен и другой вариант характеристики дискриминатора (рис. 1.86, б), отличающийся от первого фазой выходного напряжения.

Рабочим участком характеристики является участок АВ. Крутизна его наклона характеризует так называемый коэффициент преобразования дискриминатора  $K$ , который является отношением выходного напряжения дискриминатора к временной ошибке и измеряется в  $v/\text{мксек}$ :

$$K = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta t} \text{ в/мксек.}$$

Чем больше коэффициент преобразования, тем чувствительнее дискриминатор к изменению дальности цели.

Из характеристики дискриминатора видно также, что интервал допустимого рассогласования лежит в пределах участка АВ характеристик. Если временная ошибка превысит длительность следящего импульса  $\tau_{\text{сл}}$ , то рабочая точка выйдет за пределы участка АВ и характер зависимости выходного напряжения дискриминатора от временной ошибки сопровождения  $\Delta t$  изменится. Если на участке АВ увеличение временной ошибки приводит к увеличению сигнала ошибки, то за пределами этого участка

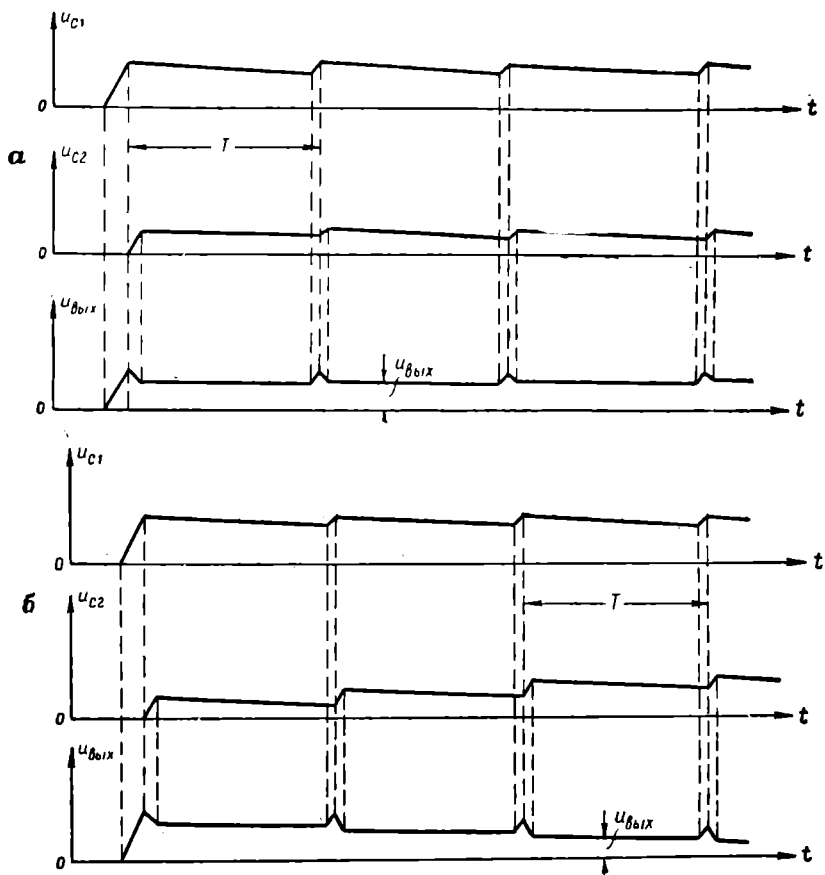


Рис. 1.85. Графики выходных напряжений временного дискриминатора в установившемся режиме

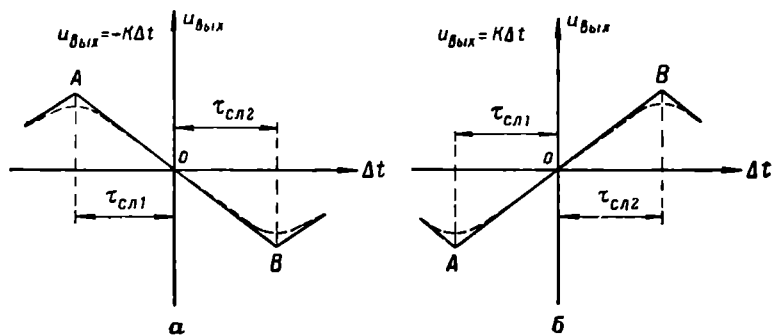


Рис. 1.86. Два возможных варианта характеристики временного дискриминатора

увеличение временной ошибки вызывает уменьшение напряжения рассогласования, вследствие чего смещение рабочей точки за пределы участка  $AB$  приводит к потере цели.

Следует отметить, что реальные характеристики временных дискриминаторов, показанные пунктиром на рис. 1.86, *a* и *б*, не будут иметь одинаковую крутизну в пределах всего рабочего участка  $AB$ . Это объясняется тем, что как отраженный сигнал, так и следящие импульсы не имеют идеальной прямоугольной формы. Поэтому выходное напряжение дискриминатора изменяется не строго пропорционально временной ошибке. С увеличением величины временной ошибки крутизна характеристики и коэффициент преобразования дискриминаторов постепенно уменьшаются.

Отличительная особенность рассматриваемого дискриминатора состоит в том, что как определение величины и знака временной ошибки, так и селекция выбранной цели происходят в одном каскаде. Это упрощает схему, однако коэффициент преобразования получается небольшим (примерно  $40$  в/мксек): напряжение сигнала ошибки на выходе дискриминатора, равное  $1$  в, соответствует ошибке сопровождения  $\Delta D = 3,75$  м. В некоторых схемах временных дискриминаторов коэффициент преобразования достигает  $200$  в/мксек, т. е.  $1$  в выходного напряжения соответствует ошибке сопровождения  $\Delta D = 0,75$  м.

Другим недостатком рассмотренной схемы является малое входное сопротивление как по входу для следящих импульсов, так и по входу для отраженного сигнала.

Указанные недостатки приводят к необходимости увеличения числа каскадов в каналах усиления следящих и отраженных импульсов, а также в канале усиления выходного напряжения дискриминатора.

В некоторых дискриминаторах для устранения этих недостатков разделяют функции селекции и выделения сигнала ошибки: отраженные сигналы селективируются в отдельном каскаде — временном селекторе, а в дифференциальном детекторе лишь выделяется сигнал ошибки.

Такие дискриминаторы имеют не один, а два или три каскада.

Рассмотрим схему двухкаскадного временного дискриминатора, приведенную на рис. 1.87.

На пентодах  $L_1$  и  $L_2$  собран временной селектор, на диодах  $L_3$  и  $L_4$  — дифференциальный детектор.

На управляющие сетки ламп  $L_1$  и  $L_2$  подаются отраженные от цели положительные сигналы, а на защитные сетки — положительные следящие импульсы, сомкнутые по временной оси, причем, как и в ранее рассмотренной схеме,  $\tau_{с.д.} = 0,5 \tau$ .

Режимы работы ламп  $L_1$  и  $L_2$  подобраны таким образом, что они отпираются только при одновременном воздействии положительных импульсов на защитные и управляющие сетки. Вследствие этого время отпираания лампы  $L_1$  соответствует времени  $t_{пер. 1}$

взаимного перекрытия первого следящего импульса и отраженного сигнала, а время отпирания лампы  $\mathcal{L}_2$  — времени  $t_{\text{пер.2}}$  взаимного перекрытия второго следящего импульса и отраженного сигнала.

При отпирании ламп на первичной обмотке импульсного трансформатора, являющегося анодной нагрузкой ламп временного селектора, возникают импульсы напряжения и тока, длительность которых определяется временем отпирания соответствующей лампы ( $t_{\text{пер.1}}$  и  $t_{\text{пер.2}}$ ). Эти импульсы трансформируются во вторичную обмотку и отпирают соответствующий диод ( $\mathcal{L}_3$  или  $\mathcal{L}_4$ ).

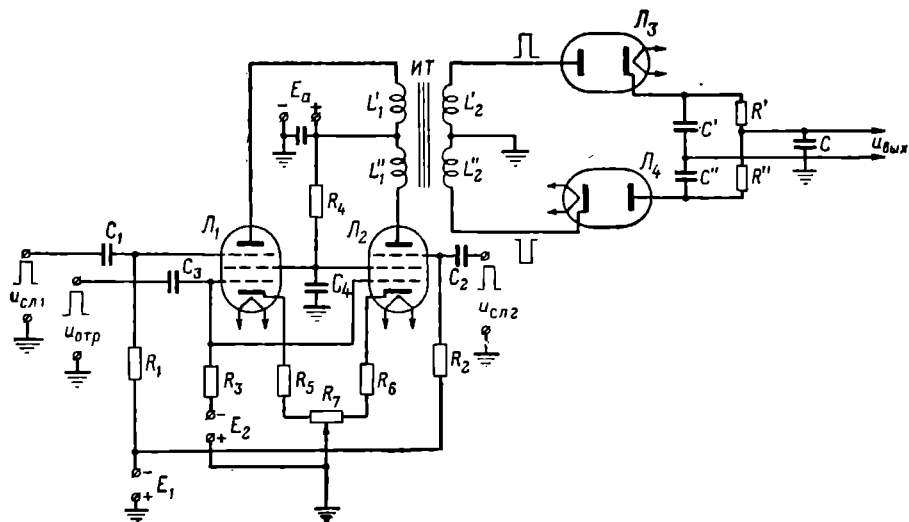


Рис. 1.87. Принципиальная схема двухкаскадного временного дискриминатора

Когда отперта лампа  $\mathcal{L}_1$ , во вторичной обмотке  $L_2'$  импульсного трансформатора возникает положительный импульс напряжения, отпирающий диод  $\mathcal{L}_3$ , и конденсатор  $C$  заряжается по цепи: обмотка  $L_2'$ , лампа  $\mathcal{L}_3$  и сглаживающий фильтр  $R'C'$ . При отпирании лампы  $\mathcal{L}_2$  в обмотке  $L_2''$  трансформатора возникает импульс, отпирающий диод  $\mathcal{L}_4$ , и конденсатор  $C$  разряжается через фильтр  $R''C''$ , лампу  $\mathcal{L}_4$  и обмотку  $L_2''$ .

Напряжение на конденсаторе  $C$  — это напряжение сигнала ошибки. Оно пропорционально разности времени перекрытия первого и второго следящих импульсов с отраженным сигналом, т. е. временной ошибке сопровождения  $\Delta t$ .

Для выравнивания коэффициентов усиления обоих плеч временного селектора в катодные цепи ламп  $\mathcal{L}_1$  и  $\mathcal{L}_2$  включены небольшие (по 1—1,5 ком) сопротивления отрицательной обратной связи  $R_5$ ,  $R_6$  и  $R_7$ . Величина отрицательной обратной связи регулируется потенциометром  $R_7$ . Эта регулировка необходима при

смене ламп и для компенсации возможной асимметрии трансформатора.

Входное сопротивление временных селекторов достаточно велико. Коэффициент преобразования в 2—2,5 раза больше, чем в предыдущей схеме.

Для дальнейшего увеличения коэффициента преобразования между временным селектором и детектором ошибки иногда включают дополнительные каскады. Помимо усиления, дополнительные каскады позволяют устранить шутирующее действие детектора на временной селектор.

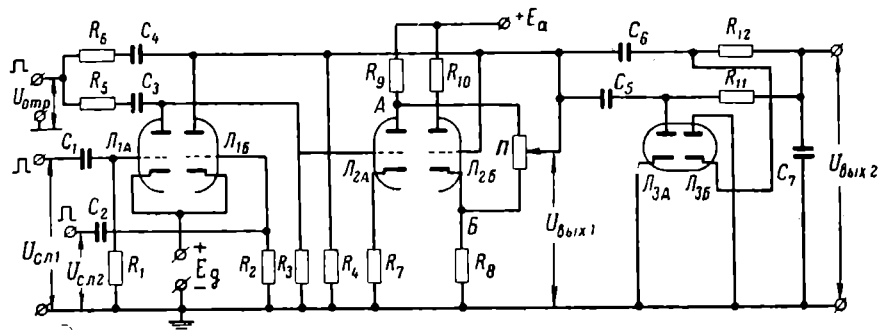


Рис. 1.88. Принципиальная схема трехкаскадного временного дискриминатора

В результате включения дополнительных каскадов коэффициент преобразования временных дискриминаторов увеличивается до 150—250 в/мксек, что значительно повышает чувствительность и точность системы АСД.

На рис. 1.88 приведена схема трехкаскадного временного дискриминатора. Первый каскад дискриминатора — временной селектор — собран на двойном триоде  $L_1$ . Второй каскад — так называемая вычитающая схема, или каскад разности — собран на двойном триоде  $L_2$ . Третьим каскадом является амплитудный детектор, собранный на двойном диоде  $L_3$ .

На оба анода лампы временного селектора подается отраженный импульс положительной полярности с выхода приемника, на сетку лампы  $L_{1A}$  — первый, на сетку  $L_{1B}$  — второй следящий импульс. Поскольку постоянного напряжения анодного питания на лампы  $L_{1A}$  и  $L_{1B}$  не подается, а на сетках ламп действует большое отрицательное смещение от специального источника  $E_g$ , то каждая из ламп селекторного каскада отпирается при одновременном воздействии положительных импульсов на аноды и сетки каждой из ламп. Таким образом, время отпираания лампы  $L_{1A}$  соответствует времени взаимного перекрытия отраженного сигнала с первым следящим импульсом ( $t_{пер.1}$ ), а время отпираания лампы  $L_{1B}$  — времени взаимного перекрытия отраженного сигнала со вторым следящим импульсом ( $t_{пер.2}$ ).

При отпирании лампы  $L_{1A}$  через нее протекает анодный ток, заряжающий конденсатор  $C_3$ . Вследствие ограничения напряжения на сопротивлении  $R_5$  и внутреннем сопротивлении источника (выходном сопротивлении приемника) анодное напряжение лампы  $L_{1A}$  будет сравнительно небольшим, значительно меньшим, чем амплитуда отраженного импульса  $U_{\text{отр}}$  ( $U_{\text{отр}} = 50 \div 70$  в).

По окончании времени перекрытия  $t_{\text{пер.1}}$  лампа  $L_{1A}$  запирается, и до окончания отраженного импульса напряжение на конденсаторе  $C_3$  остается практически постоянным, так как током заряда через большое сопротивление  $R_3$  можно пренебречь. Когда отраженный импульс закончится, конденсатор  $C_3$  будет разряжаться через сопротивления  $R_5$ ,  $R_3$  и выходное сопротивление приемника.

Сопротивление  $R_3$  значительно больше других сопротивлений в цепи разряда, поэтому во время разряда конденсатора  $C_3$  его напряжение будет почти полностью приложено к сопротивлению  $R_3$  ( $u_{R3} \approx -u_{C1}$ ). На сопротивлении  $R_3$  выделяется отрицательный импульс напряжения экспоненциальной формы. Амплитуда этого импульса  $U_{mR3}$  определяется величиной напряжения, до которой успеет зарядиться конденсатор  $C_3$  за время перекрытия  $t_{\text{пер.1}}$ . Это время значительно меньше постоянной времени заряда  $C_3$ . Поэтому максимальное значение напряжения на конденсаторе  $C_3$ , а следовательно, и амплитуда отрицательного импульса на сопротивлении  $R_3$  будут прямо пропорциональны времени перекрытия  $t_{\text{пер.1}}$ :

$$U_{mR3} = kt_{\text{пер.1}}$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности.

Во втором плече схемы временного селектора, собранном на лампе  $L_{1B}$ , процессы протекают аналогично. На сопротивлении  $R_4$  создается отрицательный импульс напряжения, амплитуда которого пропорциональна времени перекрытия второго следящего импульса с отраженным сигналом  $t_{\text{пер.2}}$ :

$$U_{mR4} = kt_{\text{пер.2}}$$

Если истинная дальность цели равна измеренному значению дальности ( $D = D_{\text{изм}}$ ), то время перекрытия первого и второго следящих импульсов с отраженным сигналом одинаково и отрицательные импульсы напряжения на сопротивлениях  $R_3$  и  $R_4$  имеют одинаковую амплитуду ( $U_{mR3} = U_{mR4}$ ).

При наличии временной ошибки сопровождения время  $t_{\text{пер.1}} \neq t_{\text{пер.2}}$  и импульсы напряжений на сопротивлениях  $R_3$  и  $R_4$  имеют различные амплитуды (рис. 1.89, а и б).

Длительность экспоненциальных отрицательных импульсов, выделяющихся на выходе временного селектора (на сопротивлениях  $R_3$  и  $R_4$ ), определяется постоянными времени разряда конденсаторов  $C_3$  и  $C_4$  и имеет порядок сотен микросекунд.

Второй каскад временного дискриминатора — вычитающая схема — служит для получения импульсов, амплитуда которых пропорциональна величине временной ошибки сопровождения  $\Delta t$ , а полярность зависит от знака этой ошибки. Входными напряжениями лампы вычитающей схемы служат отрицательные импульсы напряжения  $U_{R3}$  и  $U_{R4}$  (длительность положительной части этих импульсов обычно не превышает одной микросекунды, поэтому их влиянием на работу последующих каскадов можно пренебречь).

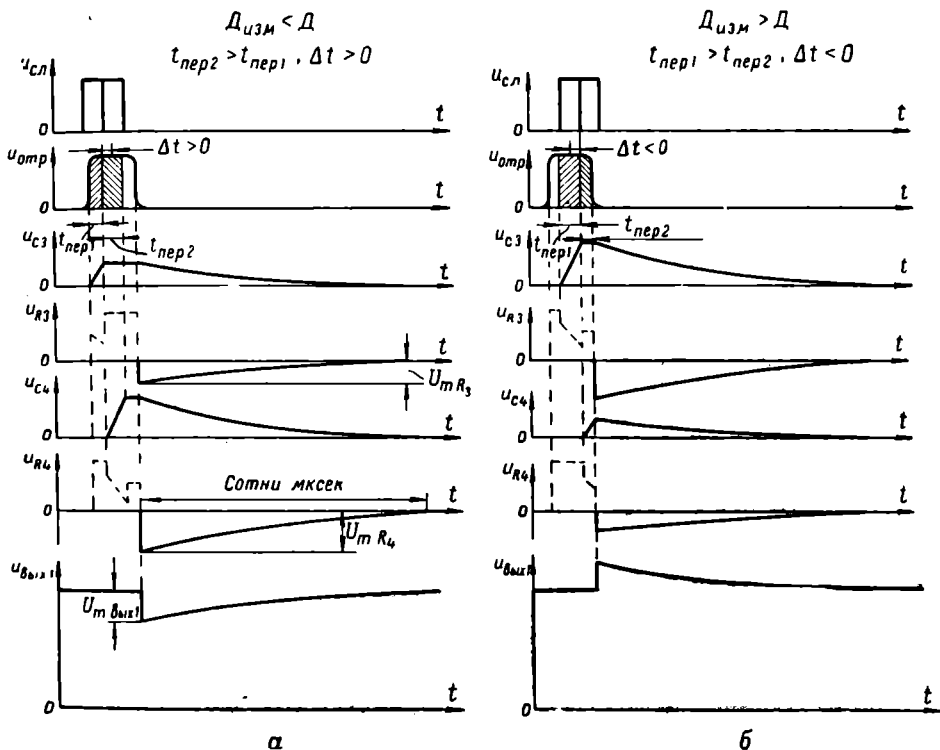


Рис. 1.89. Графики напряжений в селекторном каскаде и вычитающей схеме (каскаде разности) трехкаскадного временного дискриминатора:  
 а — для случая удаления; б — для случая приближения цели

Вычитающая схема представляет собой два реостатных усилителя с одинаковыми сопротивлениями в анодных и катодных цепях. Выходное напряжение снимается с движка потенциометра  $\Pi$ , включенного между анодом лампы  $L_{2A}$  (точка  $A$ ) и катодом лампы  $L_{2B}$  (точка  $B$ ). Благодаря равенству нагрузок в анодной и катодной цепях обеих ламп коэффициент усиления лампы  $L_{2A}$  по анодной нагрузке равен коэффициенту усиления лампы  $L_{2B}$  по катодной нагрузке. Приблизительно можно считать



оба коэффициента усиления близкими к единице. Поэтому при равных амплитудах входных отрицательных импульсов ( $U_{mR3} = U_{mR4}$ ) потенциалы обоих концов потенциометра изменяются на одинаковую величину, но в противоположных направлениях. Потенциал левого конца потенциометра  $P$  будет повышаться, правого — понижаться. Потенциал средней точки останется неизменным и равным среднему арифметическому между потенциалами точек  $A$  и  $B$ . Так, например, при  $U_A = 120$  в и  $U_B = 60$  в потенциал движка будет равен

$$U_{\text{вых1}} = \frac{U_A + U_B}{2} = \frac{120 + 60}{2} = 90 \text{ в.}$$

При разных значениях амплитуд импульсов  $U_{mR3}$  и  $U_{mR4}$  потенциал одного конца потенциометра будет меняться сильнее, чем потенциал другого. Для случая удаления цели  $D > D_{\text{изм}}$  имеем  $t_{\text{пер.1}} < t_{\text{пер.2}}$ ,  $U_{mR3} < U_{mR4}$  и потенциал левого конца потенциометра изменится на меньшую величину, чем правого. С выхода каскада разности снимается экспоненциальный импульс отрицательной полярности.

Амплитуда выходного импульса  $U_{\text{вых1}}$ , равная максимальному изменению потенциала в средней точке потенциометра, может быть найдена как среднее арифметическое между изменениями потенциалов обоих его концов:

$$U_{\text{м вых1}} = \frac{\Delta U_A + \Delta U_B}{2} = \frac{U_{mR3} - U_{mR4}}{2}.$$

Поскольку  $U_{mR3} = kt_{\text{пер.1}}$  и  $U_{mR4} = kt_{\text{пер.2}}$ , то

$$U_{\text{м вых1}} = \frac{k}{2} (t_{\text{пер1}} - t_{\text{пер2}}) = -\frac{k}{2} \Delta t.$$

Таким образом, амплитуда выходных импульсов каскада разности пропорциональна временной ошибке сопровождения  $\Delta t$ . Полярность выходных импульсов зависит от знака этой ошибки. Так, например, если цель удаляется и  $D_{\text{изм}} < D$ , то амплитуда импульсов на сопротивлении  $R_3$  будет меньше, чем на  $R_4$ . Потенциал средней точки потенциометра будет уменьшаться, и выходные импульсы будут иметь отрицательную полярность (рис. 1.89, а). При приближении цели ( $D_{\text{изм}} > D$ )  $U_{mR3}$  будет больше  $U_{mR4}$  и выходные импульсы каскада разности будут положительной полярности (рис. 1.89, б).

Последовательность отрицательных или положительных экспоненциальных импульсов, следующих с частотой повторения РЛС (см. графики напряжения  $u_{\text{вых1}}$  на рис. 1.90), поступает на вход амплитудного детектора, собранного на двойном диоде  $L_3$ .

Амплитудный детектор предназначен для преобразования импульсного напряжения в постоянное или точнее в медленно меняющееся напряжение, величина которого пропорциональна амплитуде импульсов, а знак зависит от полярности импульсов.

Рассмотрим процессы в схеме амплитудного детектора при воздействии на него отрицательных импульсов, что соответствует приближению цели. При этом будем считать, что в исходном режиме, до момента  $t=0$ , на схему действует только постоянное напряжение  $U_0$  и конденсаторы  $C_5$  и  $C_6$ , подключенные к движку потенциометра  $\Pi$ , заряжены до этого напряжения:  $U_{C5} = U_{C6} = U_0$ . Исходное выходное напряжение схемы амплитудного детектора, снимаемое с конденсатора  $C_7$ , в этом случае равно нулю.

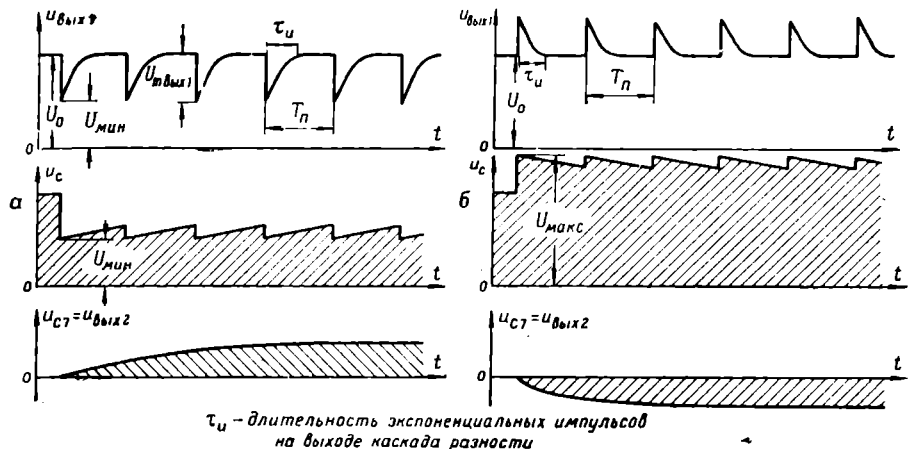


Рис. 1.90. Графики напряжений в схеме амплитудного детектора:  
 а — для случая удаления; б — для случая приближения цели

При воздействии на схему первого отрицательного импульса диод  $L_{ЗБ}$  отперется и конденсатор  $C_6$  через отпертый диод быстро разрядится до напряжения  $U_{мин}$ . По окончании импульса диод  $L_{ЗБ}$  запрется и конденсатор  $C_6$  будет медленно дозарядаться через большое сопротивление  $R_{12}$  и конденсатор  $C_7$ . При этом на конденсаторе  $C_7$  возникает положительное напряжение. Постоянная времени дозаряда конденсатора  $C_6$  намного больше периода повторения импульсов  $T_n$ , поэтому конденсатор  $C_6$  не успевает дозарядиться до исходного напряжения  $U_0$  за время паузы между импульсами. Следующий отрицательный импульс вновь отперет диод  $L_{ЗБ}$ , и конденсатор  $C_6$  вновь разрядится до напряжения  $U_{мин}$ . В дальнейшем процессы будут повторяться (рис. 1.90, а).

Поскольку емкость конденсатора  $C_7$  намного меньше емкости конденсатора  $C_6$ , то за несколько периодов повторения импульсов конденсатор  $C_7$  зарядится до амплитуды импульсов  $U_{твых1}$ .

При действии на детектор импульсов положительной полярности отпирается диод  $L_{ЗД}$  и конденсатор  $C_5$  быстро заряжается до

максимального напряжения  $U_{\text{макс}}$ . Во время паузы между импульсами конденсатор  $C_5$  медленно разряжается через выход схемы каскада разности, большое сопротивление  $R_{11}$  и конденсатор  $C_7$ . На конденсаторе  $C_7$ , а следовательно, и на выходе амплитудного детектора создается медленно меняющееся отрицательное напряжение рассогласования  $u_{\text{вых2}}$  (рис. 1.90, б). Величина напряжения рассогласования пропорциональна амплитуде импульсов, поступающих на детектор с каскада разности, т. е. пропорциональна величине временной ошибки сопровождения  $\Delta t$ , а знак напряжения рассогласования зависит от полярности этих импульсов, т. е. определяется знаком временной ошибки.

В рассмотренной трехкаскадной схеме временного дискриминатора функции дифференциального детектора выполняют два каскада — каскад разности и амплитудный детектор. В каскаде разности осуществляются сравнение и вычитание сигналов, пропорциональных времени перекрытия первого и второго следящих импульсов с отраженным сигналом, и вырабатываются импульсные напряжения, пропорциональные их разности. В амплитудном детекторе осуществляется детектирование этого импульсного напряжения и вырабатывается напряжение рассогласования (сигнал ошибки)  $u_{\text{вых2}}$ , пропорциональное временной ошибке сопровождения. Благодаря разделению функций вычитания и детектирования сигналов, осуществляемому в трехкаскадных схемах временных дискриминаторов, устраняется шунтирующее действие детектора на временной селектор. Трехкаскадные схемы дискриминаторов позволяют получить значительно большую величину коэффициента преобразования, чем двухкаскадные временные дискриминаторы.

В заключение следует указать, что все рассмотренные временные дискриминаторы имеют балансную схему. Напряжение шумов почти равномерно воздействует на оба плеча дифференциального детектора, поэтому на выходе детектора создаются взаимно компенсирующиеся напряжения. Применение балансных схем дает, таким образом, возможность сопровождать цель при меньшем отношении сигнала к шуму.

## 7. Интегрирующие усилители систем АСД

Обычная интегрирующая цепь  $RC$  хорошо выполняет функции фильтра, сглаживающего пульсации напряжения сигнала ошибки. Однако интегрирование сигнала ошибки может ею осуществляться лишь в начале переходного процесса, т. е. в малых временных интервалах, так как ее постоянная времени не может быть достаточно большой. Это объясняется тем, что стабильность величины сопротивления может обеспечиваться только при величине сопротивления до 5—10 *Мом*, а конденсаторов — при емкости до 5—10 *мкф*. При больших величинах сопротивлений на параметры

цепи  $RC$  начинает оказывать влияние сопротивление изолирующих материалов и входное сопротивление следующего каскада, а конденсаторы большей емкости имеют малое сопротивление утечки. Вследствие этого максимальная постоянная времени интегрирующей цепи  $RC$  не превышает 25—100 сек. В большинстве же систем АСД необходимо интегрирование в значительных временных интервалах, для чего требуются интегрирующие звенья с гораздо большей постоянной времени — порядка десятков и сотен минут. Поэтому в системах АСД в качестве интегрирующих звеньев применяются главным образом интегрирующие усилители. Они представляют собой усилители постоянного тока с отрицательной обратной связью, которая повышает постоянную времени входной цепи.

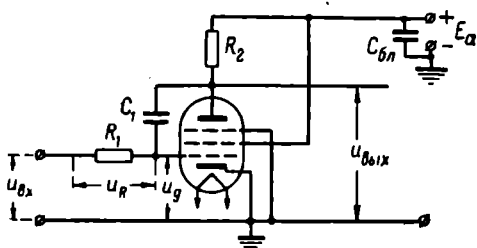


Рис. 1.91. Простейшая схема интегрирующего усилителя

Выходное напряжение интегрирующего усилителя связано с входным зависимостью (1.28) или (1.29).

Простейшая схема интегрирующего усилителя изображена на рис. 1.91, а графики напряжений на его элементах — на рис. 1.92.

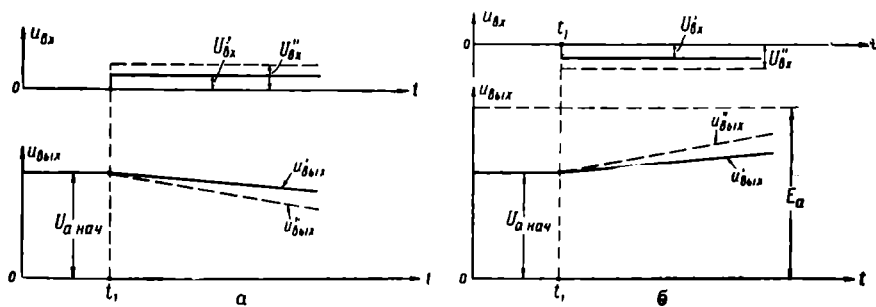


Рис. 1.92. Графики напряжений в интегрирующем усилителе:  
а — при положительном напряжении  $u_{вх}$ ; б — при отрицательном напряжении  $u_{вх}$

Приведенный на рис. 1.91 интегрирующий усилитель представляет собой усилитель на сопротивлениях с отрицательной обратной связью, создаваемой конденсатором большой емкости  $C_1$ , включенным между сеткой и анодом лампы. Питание цепи экранирующей сетки в интегрирующих усилителях, как и во всех усилителях постоянного тока, осуществляется либо непосредственно от источника  $E_a$  (рис. 1.91), либо от низкоомного делителя  $R_5R_6$  (рис. 1.93). Обычная ячейка экранирующей сетки, состоящая из гасящего сопротивления  $R_{g2}$  и конденсатора  $C_{g2}$  и широко приме-

няющаяся в усилителях переменного тока, в усилителях постоянного тока неприменима, поскольку при медленно меняющихся сигналах конденсатор  $C_{g2}$  не может заземлять экранирующую сетку по переменной составляющей и напряжение на ней будет зависеть от входного сигнала.

Принцип работы интегрирующего усилителя состоит в следующем.

При входном напряжении, равном нулю, напряжение на конденсаторе  $C_1$  постоянно, ток через сопротивление  $R_1$  не идет и выходное напряжение постоянно; такому режиму соответствуют графики, приведенные на рис. 1.92, а и б, до момента  $t=t_1$ .

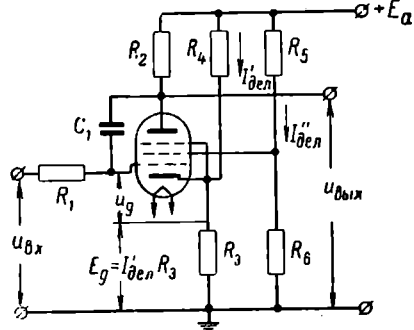


Рис. 1.93. Однокаскадная схема интегрирующего усилителя

ко конденсатор  $C_1$  заряжается по цепи:  $E_a, R_2, C_1, R_1$ , источник входного напряжения (рис. 1.92, б). Очевидно, что максимальное значение выходного напряжения интегрирующего усилителя ограничивается напряжением источника  $E_a$ , а минимальное — напряжением  $U_{амин}$ , при котором лампа еще сохраняет усилительные свойства. Это напряжение может быть определено по семейству анодных характеристик лампы и для большинства приемно-усилительных пентодов имеет порядок нескольких десятков вольт.

Нетрудно убедиться в том, что выходное напряжение такой схемы удовлетворяет приведенным выше формулам (1.28) и (1.29).

Действительно,  $u_{вх} = u_R + u_g$ . Предполагая, что лампа работает без сеточных токов, т. е.  $i_R = i_C$  и  $u_R = i_C R_1$ , а  $u_g = -\frac{u_{вых}}{K}$ , где  $K$  — коэффициент усиления каскада, получаем

$$u_{вх} = i_C R_1 - \frac{u_{вых}}{K}.$$

Так как  $K \gg 1$  (обычно 100—200), величиной  $\frac{u_{вых}}{K}$  можно пренебречь и считать, что

$$u_{вх} - i_C R_1 = 0,$$

т. е.

$$i_c = \frac{u_{вх}}{R_1},$$

и, следовательно,

$$u_c = \frac{q}{C_1} = \frac{i_c t}{C_1} = \frac{u_{вх} t}{C_1 R_1}.$$

Продифференцируем последнее выражение с учетом того, что знак изменения напряжения на конденсаторе противоположен знаку входного напряжения:

$$du_c = - \frac{u_{вх} dt}{C_1 R_1},$$

откуда

$$u_c = - \frac{1}{C_1 R_1} \int u_{вх} dt.$$

Поскольку

$$u_{вых} = u_c + u_g = u_c - \frac{u_{вых}}{K},$$

получаем

$$u_{вых} = - \frac{K}{K+1} \frac{1}{C_1 R_1} \int u_{вх} dt. \quad (1.30)$$

Так как коэффициент усиления каскада  $K \gg 1$ , то  $\frac{K}{K+1} \approx 1$ . Поэтому, не учитывая знака, можно считать, что

$$u_{вых} = \frac{1}{CR} \int u_{вх} dt. \quad (1.31)$$

Известно, что выходное напряжение интегрирующей цепи  $RC$  в начале переходного процесса определяется по этой же формуле. Однако из сравнения графиков выходных напряжений цепи  $RC$  и интегрирующего усилителя, построенных для случая воздействия на их вход перепада напряжения, видно, что точность, а следовательно, и временной интервал интегрирования  $t_{\max}$  в интегрирующем усилителе значительно больше, чем в интегрирующей цепи  $RC$ .

Можно показать, что временной интервал интегрирования в интегрирующем усилителе увеличивается в  $1+K$  раз по сравнению с интегрирующей цепью  $RC$ . Кроме того, благодаря усиительным свойствам выходное напряжение интегрирующего усилителя может значительно превышать по величине входное напряжение, в то время как выходное напряжение цепи  $RC$  всегда значительно меньше входного. Увеличение временного интервала интегрирования в усилителе по сравнению с интегрирующей цепью

$RC$  объясняется тем, что благодаря отрицательной обратной связи в усилителе заряд и разряд конденсатора линеаризированы, т. е. осуществляются током, практически неизменным в значительных временных интервалах.

Действительно, в интегрирующей цепи  $RC$  при изменении напряжения на конденсаторе изменяется и ток заряда или разряда на величину

$$|\Delta i_C| = \frac{\Delta u_C}{R_1},$$

где  $\Delta u_C$  — изменение напряжения на конденсаторе в процессе заряда или разряда;

$R_1$  — сопротивление цепи заряда или разряда.

В интегрирующем же усилителе зависимость  $\Delta i_C$  от изменения напряжения на конденсаторе выражена гораздо слабее.

В таком усилителе, с учетом знаков напряжений,

$$u_{\text{вых}} = u_C - u_g,$$

или

$$u_C = u_{\text{вых}} + u_g.$$

Приращение напряжения

$$\Delta u_C = \Delta u_{\text{вых}} + \Delta u_g.$$

Но  $u_{\text{вых}} = Ku_g$ , откуда

$$\Delta u_C = K\Delta u_g + \Delta u_g = \Delta u_g (1 + K).$$

Изменение напряжения на сетке  $\Delta u_g$  при  $u_{\text{вх}} = \text{const}$  равно изменению напряжения на сопротивлении, так как  $u_{\text{вх}} = u_R + u_g$ . Следовательно,

$$\Delta u_g = \Delta u_R = \Delta i_C R_1 \tau.$$

Отсюда

$$\Delta i_C R_1 (1 + K) = \Delta u_C,$$

или

$$\Delta i_C = \frac{\Delta u_C}{R_1 (1 + K)}.$$

Последняя формула показывает, что в интегрирующем усилителе ток заряда и разряда конденсатора изменяется в  $1+K$  раз медленнее, чем в обычной интегрирующей цепи при той же величине зарядного сопротивления и том же изменении напряжения на конденсаторе. Это равносильно увеличению общего эквивалентного сопротивления цепи заряда и разряда конденсатора в  $1+K$  раз. Иначе говоря, интегрирующий усилитель эквивалентен интегрирующей цепи с постоянной времени  $\tau_3 = RC(1+K)$ , т. е. в  $1+K$  раз большей, чем постоянная времени цепи при тех же величинах  $R$  и  $C$ .

Сравнивая схемы интегрирующего усилителя с фантастронными схемами, нетрудно заметить, что у них имеется общая черта —

наличие емкостной отрицательной обратной связи между цепью анода и цепью сетки. Поэтому линейаризацию заряда и разряда конденсатора в интегрирующем усилителе можно объяснить так же, как объяснялась линейаризация разряда при рассмотрении фантастронных схем в импульсной технике: создаваемая конденсатором  $C_1$  отрицательная обратная связь между цепью анода и цепью сетки приводит к тому, что любое изменение напряжения на аноде лампы через конденсатор передается на сетку, что в свою очередь вызывает изменение напряжения на аноде, стремящееся скомпенсировать первоначальное изменение.

Кроме улучшения интегрирующих свойств усилителя, отрицательная обратная связь снижает величину выходного сопротивления усилителя. Это улучшает способность усилителя работать на низкоомную и меняющуюся нагрузку, а также стабилизирует режим его работы при смене ламп, изменении напряжения источника питания, нестабильности параметров схемы и т. п.

Следует отметить, что в большинстве случаев для нормальной работы интегрирующего усилителя необходимо создавать на сетке лампы некоторое постоянное отрицательное смещение. В противном случае исходное значение анодного напряжения лампы будет близко к  $U_{\text{амин}}$  и при положительном входном сигнале выходное напряжение усилителя будет изменяться на меньшую величину, чем при отрицательном. Кроме того, интегрирующий усилитель должен работать без сеточных токов, а отсутствие отрицательного сеточного смещения может привести к их появлению и, следовательно, снижению входного сопротивления усилителя. Постоянное сеточное смещение  $E_g$  чаще всего осуществляется с помощью специального делителя подобно тому, как это сделано в схеме, приведенной на рис. 1.93. Величина сеточного смещения при этом определяется главным образом током делителя  $I'_{\text{дел}}$ , поскольку значение сопротивления  $R_2$ , включаемого в анодную цепь лампы интегрирующего усилителя, обычно довольно велико (порядка единиц мегом) и лампа интегрирующего усилителя работает при малых анодных токах (порядка десятых долей миллиампера). Поэтому напряжением, создаваемым на катодном сопротивлении  $R_3$  за счет анодного тока, можно пренебречь и считать, что величина смещения  $E_g$  определяется по формуле

$$E_g = I'_{\text{дел}} R_3.$$

Величину постоянного смещения обычно выбирают таким образом, чтобы исходное значение анодного напряжения  $U_{\text{анач}}$  было близко к  $\frac{E_a}{2}$ . Как видно из выходной характеристики, приведенной на рис. 1.94 и представляющей собой зависимость  $U_{\text{вых}} = f(U_g)$ , при таком значении  $U_{\text{анач}}$  обеспечивается симметричное изменение выходного напряжения при воздействии на усилитель входных сигналов различной полярности. Выходная характеристика интегрирующего усилителя обычно снимается при отключенном



конденсаторе  $C_1$  и показывает то значение  $U_{\text{вых}}$ , к которому стремится анодное напряжение лампы интегрирующего усилителя при том или ином значении сеточного напряжения. Очевидно, что чем больше коэффициент усиления усилителя  $K$ , тем больше будет крутизна рабочего участка характеристики (участка  $AB$ ).

Одним из основных недостатков рассмотренных однокаскадных схем является недостаточно высокий коэффициент усиления, вследствие чего нельзя получить достаточно большого значения эквивалентной постоянной времени  $\tau_3 = R_1 C_1 (1 + K)$ . Другим недостатком однокаскадных схем является то, что постоянная времени заряда конденсатора не равна постоянной времени разряда, поскольку заряд конденсатора происходит через анодное сопротивление  $R_2$ , а разряд через внутреннее сопротивление лампы.

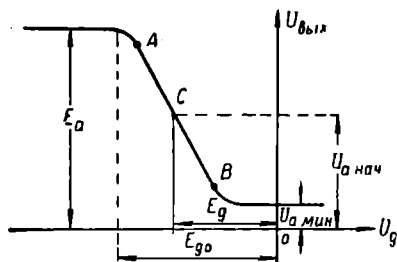


Рис. 1.94. Выходная характеристика интегрирующего усилителя

Поэтому скорости нарастания и убывания напряжения различны при одинаковых по величине, но противоположных по знаку входных сигналах. Кроме того, в однокаскадных схемах

интегрирующих усилителей сказывается влияние нагрузки, так как их выходное сопротивление хотя и меньше, чем у обычных усилителей, но все же недостаточно мало.

И, наконец, в однокаскадных схемах не выполняется одно из главных требований, предъявляемых к интегрирующим усилителям. Из формулы (1.30) следует, что при  $u_{\text{вх}} = 0$   $u_{\text{вых}} = \text{const}$ . До начала воздействия входного сигнала это условие выполняется. Однако если рассмотреть работу однокаскадных схем после момента  $t_2$ , то нетрудно убедиться в том, что после этого момента выходное напряжение интегрирующего усилителя не будет оставаться постоянным, хотя входной сигнал и равен нулю. Действительно, выходное напряжение начинает медленно возвращаться к исходному значению  $U_{\text{анач}}$ . Таким образом, рассмотренные схемы интегрирующих усилителей не могут обеспечить системе АСД устойчивую память по положению — при пропадании сигнала ошибки выходное напряжение усилительно-преобразующего устройства не будет оставаться постоянным (рис. 1.95).

Все перечисленные выше недостатки однокаскадных схем интегрирующих усилителей могут быть устранены при использовании двухкаскадных схем с катодным повторителем, подобных схеме, приведенной на рис. 1.96. Благодаря включению на выходе интегрирующего усилителя катодного повторителя, собранного на триоде  $L_2$ , усилитель хорошо работает на низкоомную и меняющуюся нагрузку (выходное сопротивление катодного повторителя весьма мало).

Заряд и разряд конденсатора  $C_1$  происходят не через сопротивление анодной нагрузки  $R_2$  и внутреннее сопротивление пентода, как в предыдущих схемах, а через выходное сопротивление катодного повторителя, которое практически не меняется в зависимости от входного сигнала и величиной которого по сравнению с сопротивлением  $R_1$  можно пренебречь.

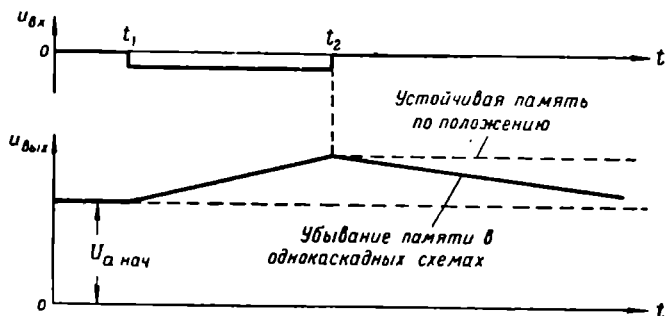


Рис. 1.95. Убытие памяти в однокаскадных схемах интегрирующих усилителей

Как будет показано ниже, используя регулировки  $R_4$  и  $R_5$ , в данной схеме можно добиться устойчивой памяти усилителя, т. е. добиться того, чтобы при пропадании входного сигнала выходное напряжение не изменялось. Кроме указанных преимуществ, в двухкаскадной схеме осуществлена положительная обратная связь за счет нижней части сопротивления  $R_5$ . Благодаря положительной обратной связи увеличивается коэффициент усиления  $K$ , а следовательно, увеличивается значение эквивалентной постоянной времени и точность интегрирования. Меняя положение движка на сопротивлении  $R_5$  (изменяется коэффициент положительной обратной связи), можно регулировать коэффициент усиления интегрирующего усилителя и крутизну выходной характеристики.

На рис. 1.97, кроме выходной характеристики усилителя  $U_{\text{вых}} = f(U_g)$ , показана линия положительной обратной связи. Очевидно, что эта зависимость будет выражаться прямой линией, проходящей через начало координат. Общее напряжение смещения  $E_g$ , создаваемое в цепи катода лампы  $L_1$ ,

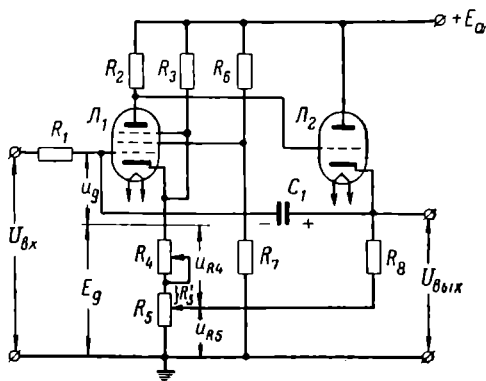


Рис. 1.96. Двухкаскадная схема интегрирующего усилителя

складывается из напряжения обратной связи  $U_{R5}$  и постоянного напряжения  $U_{R4}$ , создаваемого на сопротивлении  $R_4$  и верхней части сопротивления  $R_5$  ( $R'_5$ ) током делителя:

$$E_g = U_{R5} + (R_4 + R'_5) i_{\text{дел.}}$$

Напряжением, создаваемым на этих сопротивлениях анодным током, можно пренебречь, так как ток делителя намного больше анодного тока лампы  $\mathcal{L}_1$ .

Зависимость  $E_g = f(U_{\text{вых}})$  — характеристика смещения — может быть получена графически на рис. 1.97 перемещением прямой обратной связи влево на величину, соответствующую постоянному напряжению  $U_{R4} = (R_4 + R'_5) i_{\text{дел.}}$ .

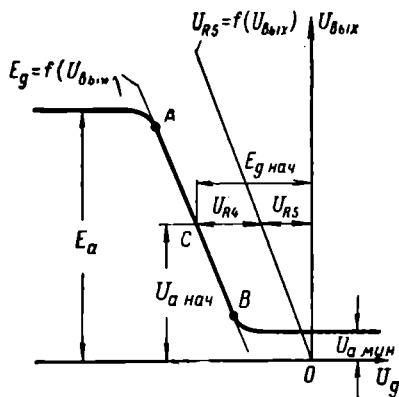


Рис. 1.97. Выходная характеристика двухкаскадного интегрирующего усилителя

Очевидно, что, регулируя обратную связь с помощью сопротивления  $R_5$  (меняя наклон характеристики смещения) и меняя величину сопротивления  $R_4$  (перемещая характеристику смещения влево или вправо), можно обеспечить совмещение характеристики смещения с рабочим участком выходной характеристики, как это и показано на рис. 1.97.

При таком совмещении характеристик пропадание входного сигнала не вызывает возвращения выходного напряжения интегрирующего усилителя к исходному значению, поскольку при каждом значении выходного напряжения в пределах рабочего участка выходной характеристики  $AB$  в цепи катода создается за счет положительной обратной связи соответствующее этому напряжению сеточное смещение. Следовательно, при надлежащей регулировке двухкаскадный интегрирующий усилитель может сообразить системе АСД устойчивую память по положению.

При включении в систему, кроме интегрирующего усилителя, еще одного интегрирующего звена, можно сообщить системе устойчивую память по скорости. Так, если два интегрирующих усилителя включить последовательно, то при пропадании входного сигнала на входе первого интегрирующего усилителя входной сигнал на входе второго будет оставаться постоянным и выходное напряжение второго интегрирующего усилителя будет изменяться с постоянной скоростью.

В последних двух разделах данного параграфа был рассмотрен принцип действия и различные варианты принципиальных схем временных дискриминаторов и интегрирующих усилителей, используемых в качестве составных элементов систем АСД.

Все остальные элементы, входящие в состав систем АСД, нельзя отнести к элементам, специфически присущим лишь этим системам. Большинство их рассматривалось в других главах и разделах учебника.

## § 9. МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

### 1. Общие сведения

Определение радиолокационными станциями угловых координат цели (пеленгование) основано на использовании антенных устройств направленного действия, т. е. антенных устройств, способных концентрировать излучаемую электромагнитную энергию в пределах определенного телесного угла. При этом антенные устройства обладают равным направленным действием как при излучении электромагнитной энергии, так и при ее приеме.

Для определения угловых координат объекта в обеих плоскостях — горизонтальной и вертикальной — необходимо, чтобы антенна обладала направленным действием также в обеих плоскостях. Чем выше направленное действие антенны в данной плоскости (чем острее характеристика направленности), тем точнее определяется координата.

Если в одной из плоскостей антенна имеет незначительную направленность (например, если диаграмма направленности в вертикальной плоскости имеет многолепестковый характер), то точно определить можно лишь одну угловую координату — в той плоскости, в которой антенна имеет высокую направленность.

Точное определение двух угловых координат характерно для радиолокационных станций наведения ракет (СНР), станций наведения самолетов, самолетных радиолокационных станций перехвата и станций орудийной наводки. Следовательно, пространственная характеристика направленности антенных систем (луч антенны) у таких станций должна быть узкой в обеих плоскостях.

Станции целеуказания и разведки (СЦР) также определяют обе угловые координаты воздушных целей, однако точность определения азимута обычно должна быть большей, чем точность определения угла места. Характеристика направленности антенн СЦР, как правило, бывает узкой в горизонтальной плоскости и широкой в вертикальной. При такой диаграмме снижается точность определения угла места цели, но зато достигается достаточно быстрый обзор пространства.

Существуют и такие радиолокационные станции, перед которыми вообще не стоит задача определения угла места цели: корабельные и береговые радиолокационные станции, артиллерийские станции, работающие по наземным целям, и др. В этих станциях к характеристикам направленности антенн в вертикальной пло-

скости предъявляется только одно требование: направление максимума излучения антенн должно находиться под возможно меньшим углом к горизонту.

## 2. Амплитудные методы определения угловых координат

Вследствие направленности излучения и приема электромагнитной энергии антенной амплитуда отраженного сигнала зависит от расположения цели относительно оси антенной системы. Эта зависимость и лежит в основе определения угловых координат амплитудным методом.

### Определение угловых координат по максимуму отраженного сигнала

Пусть направление максимального излучения антенны совпадает с ее геометрической осью. В этом случае амплитуда отраженного сигнала максимальна, когда направление на цель совпадает с направлением оси антенны (рис. 1.98, цель 1). Если же направление на цель не совпадает с направлением оси антенны, т. е. имеется угловое смещение цели относительно оси антенны, то чем больше это смещение, тем меньше амплитуда отраженного сигнала на экране индикатора (рис. 1.98, цели 2 и 3).

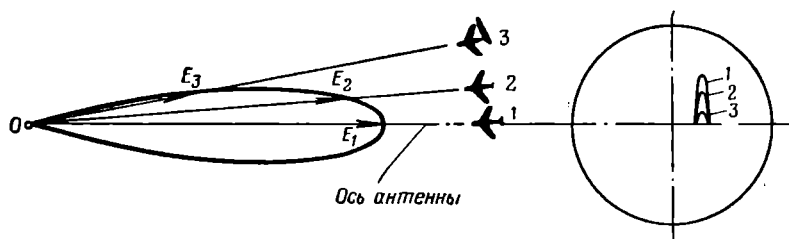


Рис. 1.98. Зависимость амплитуды отраженного сигнала от положения цели относительно оси антенны

В простейшем случае при определении угловых координат по максимуму отраженного сигнала оператор, наблюдая за отметкой цели на экране индикатора дальности, поворачивает антенну, добываясь максимального значения амплитуды сигнала, отраженного от выбранной цели. Направление оси антенной системы при этом фиксируется специальными датчиками, со шкал которых и считывается как азимут, так и угол места цели. Основным недостатком такого варианта использования метода пеленгования по максимуму является малая точность определения угловых координат ( $0,1-0,2 \alpha_{изл}$ , где  $\alpha_{изл}$  — ширина диаграммы направленности антенны). Малая точность объясняется тем, что вблизи максимума характеристики направленности небольшие отклонения

цели от оси антенны мало сказываются на амплитуде отраженного сигнала.

Другим способом определения направления, соответствующего максимуму отраженного сигнала, является метод «вилки», при котором оператор поворачивает антенну поочередно в обе стороны от направления, соответствующего максимуму отраженного сигнала, и отмечает два направления ( $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ ), при которых отраженный сигнал на экране индикатора исчезает в шумах (рис. 1.99). Обязательное условие для применения этого метода — симметричность характеристики направленности относительно оси антенны.

Истинное значение угловой координаты цели  $\alpha_{ц}$ , т. е. направление, соответствующее максимуму отраженного сигнала, определяют как среднее арифметическое двух отсчетов:

$$\alpha_{ц} = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}. \quad (1.32)$$

Пеленговать методом вилки можно и не добиваясь пропадания сигнала, т. е. не по нулевым значениям. В этом случае отсчеты  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  берут не в моменты пропадания сигнала, а при уменьшении амплитуды до 0,7—0,5 наибольшего значения, получаемого при совмещении оси антенны с направлением на цель.

Метод вилки точнее метода непосредственного определения максимума отраженного сигнала, потому что момент пропадания или резкого уменьшения сигнала можно зафиксировать точнее, чем момент, соответствующий максимальному значению отраженного сигнала. Кроме того, вследствие усреднения отсчетов при методе вилки случайные ошибки пеленгования уменьшаются в два раза.

Недостаток метода вилки состоит в том, что для установки одинаковых (в частном случае нулевых) значений отраженного сигнала требуется некоторое время, в течение которого угловая координата цели может измениться.

При использовании для определения угловых координат двухмерных индикаторов луч антенны, перемещаясь в пространстве, поочередно облучает все цели, находящиеся в наблюдаемой части пространства. За время облучения цели возникает так называемая пачка отраженных сигналов, промодулированных по амплитуде (рис. 1.100, б). Форма огибающей пачки определяется формой диаграммы направленности антенны в плоскости перемещения луча. Количество импульсов в пачке  $N$  определяется формой диаграммы направленности, угловой скоростью перемещения луча

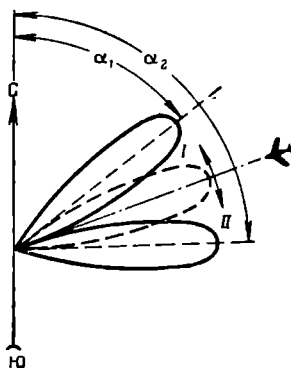


Рис. 1.99. Определение угловой координаты цели методом вилки

антенны  $\Omega_A$ , а также частотой повторения импульсов станции  $f_{\Pi}$ . Для определения угловой координаты на экране индикатора по пачке отраженных импульсов необходимо определить центр пачки, т. е. такое значение угла  $\alpha$ , при котором направление на цель  $\alpha_{ц}$  совпадает с направлением оси антенны  $\alpha_A$ , а амплитуда отраженного сигнала будет максимальной. Определение центра пачки осуществляется различными методами анализа огибающей амплитуд пачки отраженных сигналов. Поскольку двумерные индикаторы обычно имеют яркостную отметку цели, то пачка отраженных импульсов на экране имеет вид светящейся черточки или

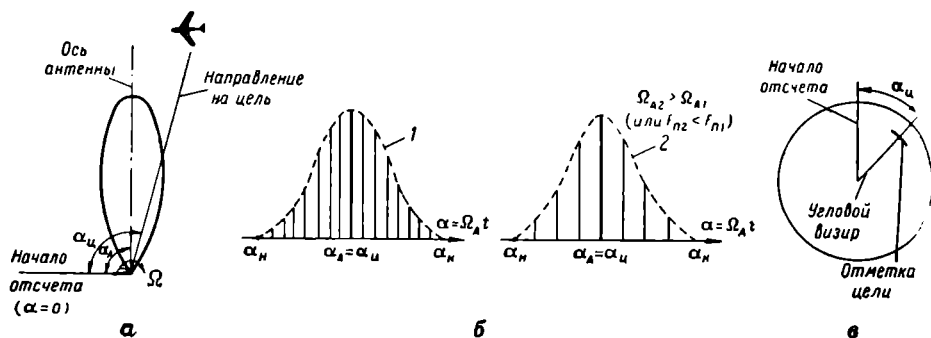


Рис. 1.100. Определение угловой координаты по центру пачки отраженных сигналов:

а — совмещение оси антенны с направлением на цель; б — вид пачки отраженных сигналов при различных угловых скоростях антенны и частотах повторения станции; в — определение центра пачки по экрану индикатора

дужки, ширина которой определяется шириной диаграммы направленности антенны. Непосредственное определение на экране индикатора наиболее ярко светящейся точки, соответствующей максимальному значению отраженного сигнала, затруднительно. Поэтому направление максимума отраженного сигнала на экране двумерного индикатора обычно определяют по середине отметки цели, разделяя отметку цели пополам специальным электронным или механическим угловым визиром (рис. 1.100, в). Такая разновидность метода пеленгования по максимуму называется методом деления огибающей и по сути дела близка к методу вилки, так как истинное значение координаты  $\alpha_{ц}$  определяется как полусумма угловых координат, соответствующих началу и концу пачки:

$$\alpha_{ц} = \frac{\alpha_{н} + \alpha_{к}}{2}. \quad (1.33)$$

При определении угловых координат с помощью счетно-решающих устройств анализ огибающей пачки также может осуще-

ствляться методом, подобным методу вилки. В этом случае специальное устройство выделяет отраженные импульсы, соответствующие началу и концу пачки, т. е. определяет  $\alpha_{11}$  и  $\alpha_{12}$ , а угловая координата цели определяется по формуле, аналогичной формуле (1.33). Другой способ анализа огибающей пачки, используемый в угломерных счетно-решающих устройствах, заключается в дифференцировании огибающей амплитуд выходных сигналов приемника. Поскольку в момент максимума отраженного сигнала скорость изменения его амплитуды равна нулю, то угловая координата цели может быть определена по моменту прохождения через нуль производной от огибающей пачки.

Основным достоинством всех методов пеленгования по максимуму отраженного сигнала является большая величина отношения сигнала к шуму в момент пеленга. Это повышает максимальную дальность действия станции, что особенно важно для станций дальнего обнаружения. Недостатком пеленгования по максимуму отраженного сигнала является сравнительно низкая точность определения угловых координат. Для повышения точности при пеленговании по максимуму применяют специальные счетно-решающие устройства для анализа формы огибающей пачки отраженных сигналов, а также используют антенны с узкими (игольчатыми) диаграммами направленности.

### Определение угловых координат по минимуму отраженного сигнала

Для пеленгования по минимуму используются антенны с характеристикой направленности, имеющей провалы (рис. 1.101). Координаты цели при этом определяются по направлению оси антенны, соответствующему минимальной амплитуде отраженного сигнала.

Метод пеленгования по минимуму дает относительно высокую точность определения угловых координат. Это объясняется тем, что амплитуда отраженного сигнала весьма резко изменяется вблизи направления минимального излучения, вследствие чего момент пеленга можно определить достаточно точно.



Рис. 1.101. Характеристика направленности антенны при пеленговании по минимуму

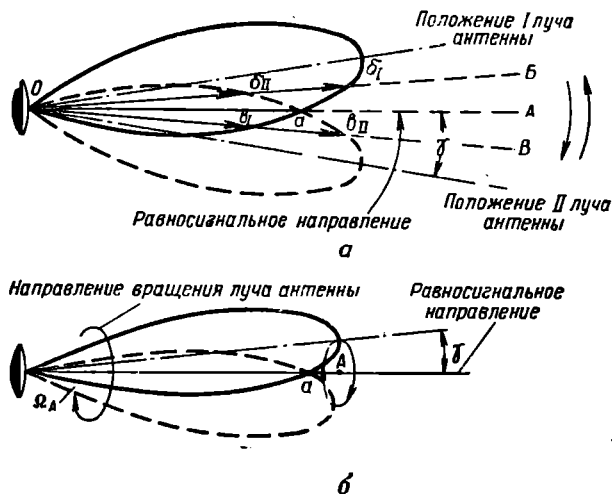
Недостаток метода (по сравнению с методом пеленгования по максимуму) — резкое снижение отношения сигнала к шуму в момент пеленга, уменьшающее дальность действия станции, вследствие чего этот метод не нашел широкого применения в радиолокации. Однако в радионавигационных системах метод пеленгования по минимуму является одним из основных.



## Определение угловых координат методом равносигнальной зоны

При пеленговании методом равносигнальной зоны характеристики направленности (луч) антенны быстро перемещают относительно ее геометрической оси. Частота этого перемещения составляет обычно несколько десятков герц.

Если определяется только одна угловая координата цели (пеленгование только в одной плоскости), луч антенны колеблется в этой плоскости из одного крайнего положения в другое (на рис. 1.102, *а* из положения I в положение II).



**Рис. 1.102.** Образование равносигнального направления:

*а* — при определении угловой координаты в одной плоскости; *б* — при определении угловых координат в обеих плоскостях

Если цель находится в направлении  $OA$ , определяемом точкой пересечения характеристик направленности при двух крайних положениях луча антенны, то в обоих крайних положениях луча цель облучается равным количеством электромагнитной энергии. Поэтому и амплитуды сигналов, отраженных от цели, находящейся на данном направлении, одинаковы при обоих положениях луча антенны. Это направление называется равносигнальным.

В любом другом направлении равенства отраженных сигналов не будет. Так, в направлении  $OB$  при первом крайнем положении луча антенны излучаемая энергия будет меньше, чем при втором крайнем положении. Поэтому сигналы, отраженные от цели, находящейся в этом направлении, будут различны при первом и втором положениях луча,

Принцип пеленгования цели в одной плоскости методом равносигнальной зоны заключается в том, что оператор или автоматическая система, перемещая луч антенны в данной плоскости, добивается равенства амплитуд отраженных сигналов при обоих положениях луча антенны. Равенство амплитуд свидетельствует о том, что цель находится на равносигнальном направлении, т. е. геометрическая ось антенны совмещена с направлением на цель.

Пеленгование методом равносигнальной зоны дает высокую точность определения угловых координат без значительного уменьшения дальности действия станции.

При пеленговании методом равносигнальной зоны можно включать индикаторные устройства, отмечающие не амплитуды сигналов в крайних положениях луча, а непосредственно разность между ними. При этом в несколько раз повышается точность отсчета угла по сравнению с методами пеленгования по максимуму. Так, при ширине диаграммы направленности антенны  $3-4^\circ$  точность отсчета угла достигает десятых долей градуса.

В отличие от методов пеленгования по максимуму точность определения угловых координат при равносигнальном методе зависит не столько от ширины диаграммы направленности антенны, сколько от выбора рабочего участка характеристики, на котором пеленгуется цель. Отклонение оси диаграммы направленности от равносигнального направления (угол  $\gamma$ ) выбирают так, чтобы в случае, когда цель находится на равносигнальном направлении, амплитуда отраженного сигнала спадала до  $0,6-0,8$  максимального значения. Такой выбор обусловлен тем, что на этих участках характеристики амплитуда отраженного сигнала резко изменяется при повороте антенны. В то же время излучаемая в равносигнальном направлении энергия, а следовательно, и отношение сигнала к шуму на этих участках еще довольно велики. Это обеспечивает незначительное уменьшение дальности действия в момент пеленга по сравнению с методом пеленгования по максимуму.

Оптимальное значение угла  $\gamma$  при ширине характеристики направленности  $3-4^\circ$  близко к  $1^\circ$ . Если угол  $\gamma$  меньше оптимального, точность пеленгования падает, так как равносигнальное направление приближается к тупой вершине диаграммы направленности. Если же угол  $\gamma$  значительно больше оптимального, то существенно уменьшается дальность действия станции.

Для одновременного определения обеих угловых координат методом равносигнальной зоны применяется коническое развращивание луча антенны, при котором направление максимального излучения перемещается по образующей конуса. Ось конуса соответствует геометрической оси антенны и является равносигнальным направлением.

Если направление на цель совпадает с равносигнальным направлением, то амплитуды отраженных сигналов во всех положениях луча одинаковы. Если же направление на цель составляет

с осью антенны некоторый угол (угол рассогласования), то амплитуда сигналов при вращении луча антенны в пространстве изменяется.

В случае плавного вращения луча антенны в пространстве и генерирования достаточно большого числа импульсов за период вращения луча амплитуда принимаемых сигналов  $E$  модулируется во времени по синусоидальному закону.

Рассмотрим закон изменения амплитуды отраженных сигналов для четырех различных положений цели относительно оси антенны (рис. 1.103).

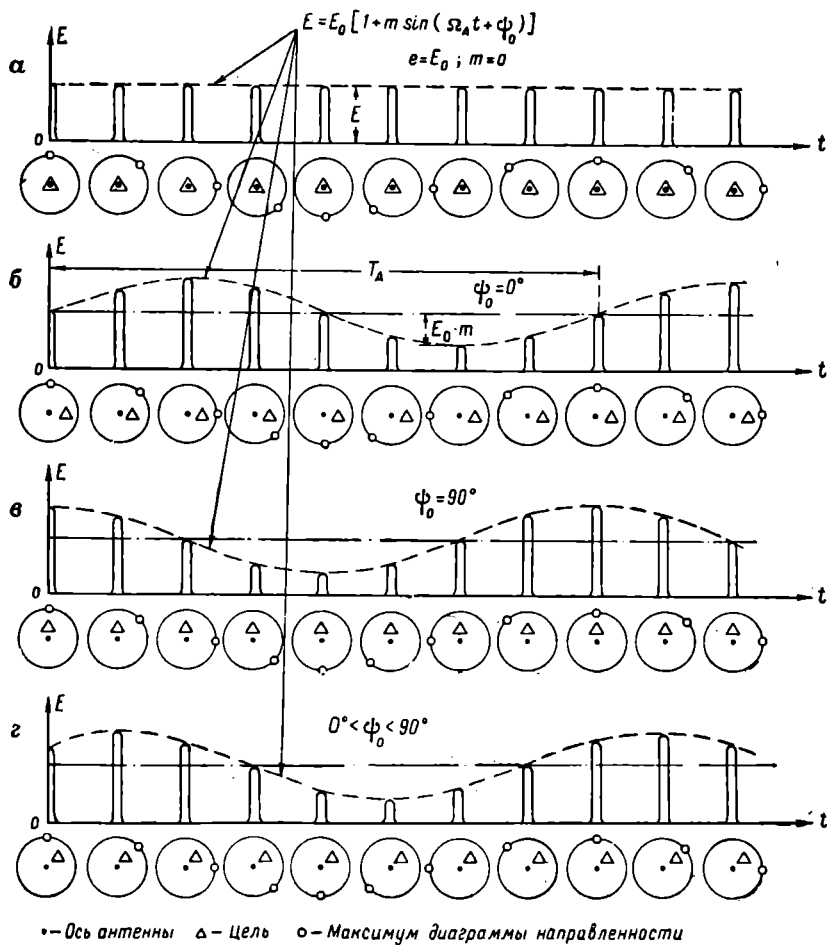


Рис. 1.103. Образование сигнала ошибки при коническом разворачивании луча антенны в пространстве:

а — ось антенны направлена на цель; б — цель смещена относительно оси антенны в азимутальной плоскости; в — цель смещена в угломестной плоскости; г — цель смещена как в азимутальной, так и в угломестной плоскостях

В первом случае ось антенны направлена на цель. ЭДС, наводимая отраженными сигналами в антенне, одинакова при любом положении луча. Линия, огибающая вершину импульсов, снимаемых с выхода приемника, является прямой (рис. 1.103, а).

Во втором случае цель находится правее оси антенны. ЭДС в антенне меняется; она максимальна в моменты, когда ось луча антенны близко подходит к цели, и минимальна, когда она больше всего удаляется от оси. Импульсы имеют равную амплитуду при крайних верхнем и нижнем положениях луча антенны. Максимальная амплитуда получается при крайнем правом положении луча и минимальная — при крайнем левом (рис. 1.103, б).

В третьем случае цель находится выше оси антенны. Импульсы имеют равную амплитуду при крайних правом и левом положениях оси луча. При крайнем верхнем положении оси луча амплитуда импульсов максимальна, при крайнем нижнем — минимальна (рис. 1.103, в).

В четвертом, наиболее общем случае цель сдвинута относительно оси антенны в обеих плоскостях (например, вверх и вправо). Импульсы различны при крайних положениях оси луча антенны как по вертикали, так и по горизонтали (рис. 1.103, г).

Линия, соединяющая вершины импульсов в последних трех случаях, является синусоидой и выражается зависимостью

$$E = E_0 [1 + m \sin (\Omega_A t + \psi_0)], \quad (1.34)$$

где  $\Omega_A$  — угловая частота вращения луча антенны;  
 $\psi_0$  — начальная фаза синусоиды, зависящая от направления смещения цели относительно оси антенны;  
 $E_0$  — средняя амплитуда сигнала, равная значению при совпадении направления на цель с равносигнальной осью;  
 $m$  — коэффициент модуляции, зависящий от величины углового смещения цели и вида диаграммы направленности: чем больше угловое смещение цели (угол рассогласования) и уже характеристика направленности антенны, тем больше глубина модуляции и коэффициент модуляции  $m$ .

Выражение (1.34) справедливо только при малых углах рассогласования, пока направление на цель не выходит за пределы конуса, образованного вращением луча антенны.

На рис. 1.103 для наглядности приведено лишь восемь импульсов за один оборот луча антенны. На самом деле их бывает гораздо больше. Например, при скорости конического развертывания 30 об/сек и частоте повторения импульсов 1500 имп/сек за один оборот луча (за один период конического развертывания  $T_A$ ) излучается, а следовательно, и принимается 50 импульсов.

Кривая, огибающая вершины отраженных импульсов, характеризует сигнал ошибки, или сигнал рассогласования. Амплитуда сигнала ошибки прямо пропорциональна величине угла

рассогласования, а начальная фаза зависит от направления смещения цели относительно равносигнального направления.

Метод конического развертывания луча применяют на сантиметровых и реже дециметровых волнах при использовании параболических антенн.

Осуществляется коническое развертывание путем вращения облучателя вокруг оси параболоида. При этом характеристика направленности антенны также вращается вокруг геометрической оси антенны.

Для смещения максимума диаграммы направленности относительно оси антенны облучатель (например, активный вибратор) сдвигают в фокальной плоскости перпендикулярно оси на 1—3 см от нее. Характеристика направленности антенны смещается при этом в сторону, противоположную смещению вибратора.

Тех же результатов можно достичь, применив в качестве облучателя несимметричный вибратор. В этом случае нет необходимости смещать вибратор. При вращении несимметричного вибратора ось луча также описывает коническую поверхность, угол раствора которой зависит от степени несимметричности вибратора.

Метод конического развертывания луча применяется в тех случаях, когда требуется высокая точность определения обеих угловых координат.

Процесс сопровождения цели при этом заключается в том, что оператор (или специальная автоматическая система) непрерывно поворачивает ось антенны таким образом, чтобы отраженные сигналы сохраняли постоянную амплитуду, т. е. коэффициент модуляции отраженного сигнала  $m$  оставался равным нулю.

Основным недостатком равносигнальных методов пеленгования является то обстоятельство, что дальность действия РЛС в равносигнальном направлении на 20—25% меньше, чем в направлении максимального излучения.

### Моноимпульсный метод определения угловых координат

Общий недостаток всех рассмотренных амплитудных методов пеленгования — это появление дополнительных ошибок за счет помех и флюктуаций амплитуды отраженных сигналов, искажающих нормальный закон модуляции амплитуды отраженных импульсов, создаваемый перемещением луча антенны относительно цели.

Моноимпульсный метод пеленгования подобен равносигнальному, с тем отличием, что взаимное расположение диаграмм направленности антенной системы не изменяется во времени. Поэтому отраженные сигналы принимаются одновременно всеми (обычно четыре) приемными антеннами (рис. 1.104). Одна пара антенн, расположенная вертикально, служит для определения угла места цели, другая пара — для определения азимута. Равенство ампли-

туд отраженных сигналов, принятых всеми антеннами, свидетельствует о нахождении цели на равносигнальном направлении. Различие в амплитудах сигналов, принятых какой-либо парой антенн, не может возникать вследствие помех или флюктуаций, а может быть лишь результатом смещения цели относительно равносигнального направления в горизонтальной или вертикальной плоскости, поскольку все антенны принимают одновременно один и тот же отраженный сигнал. Этот метод дает в принципе возможность определения угловых координат лишь по одному отраженному импульсу, поэтому и называется моноимпульсным, т. е. одноимпульсным.

Кроме исключения влияния помех, моноимпульсный метод обладает тем достоинством, что позволяет раздельно пеленговать несколько целей, попадающих в пределы диаграммы направленности антенны. Точность пеленгования моноимпульсным методом такая же, как при равносигнальном методе. Недостатком моноимпульсной пеленгации является значительное усложнение антенной системы и необходимость иметь многоканальную приемную аппаратуру, причем последнее обстоятельство особенно осложняется жесткими требованиями к идентичности параметров каждого канала.

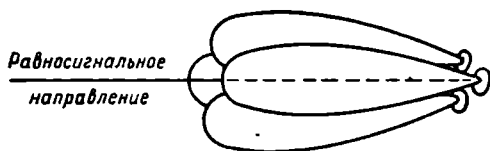


Рис. 1.104. Пространственная диаграмма направленности приемных антенн моноимпульсных РЛС

### 3. Основные способы радиолокационного обзора

Радиолокационный обзор должен либо обеспечивать одновременное определение координат всех целей, находящихся в заданной части пространства, либо давать периодическую информацию о координатах каждой цели. Для этого требуется осуществлять радиолокационный обзор либо всего пространства в радиусе действия станции, либо некоторой заданной его части.

При радиолокационном обзоре необходимо так перемещать (развертывать) луч антенны, чтобы в минимальное время последовательно облучить все точки заданной части пространства. При этом скорость перемещения луча не должна превышать определенной величины (период обзора не должен быть слишком коротким), иначе в заданной части пространства могут оказаться участки, не облученные или облученные малым числом импульсов, и цели, находящиеся на этих участках, останутся необнаруженными.

Таким образом, к радиолокационному обзору предъявляются два противоречивых требования. С одной стороны, желательно укорачивать период обзора с тем, чтобы уменьшить период обновления информации о координатах цели; с другой стороны, для обес-

печения надежности обнаружения и увеличения дальности действия РЛС необходимо, чтобы каждая цель облучалась достаточно долго, ибо только при этом условии в пачке отраженных сигналов будет содержаться некоторое минимально необходимое количество импульсов  $N_{\text{мин}}$ .

При постоянных угловой скорости перемещения антенны  $\Omega_A$  и ширине диаграммы направленности  $\alpha_{\text{изл}}$  время облучения цели  $t_{\text{обл}}$  может быть определено по формуле

$$t_{\text{обл}} = \frac{\alpha_{\text{изл}}}{\Omega_A}.$$

Число импульсов в пачке при этом будет обратно пропорционально периоду повторения импульсов РЛС  $T_{\text{п}}$ :

$$N = \frac{t_{\text{обл}}}{T_{\text{п}}} = \frac{\alpha_{\text{изл}}}{\Omega_A T_{\text{п}}} = \frac{\alpha_{\text{изл}}}{\Omega_A} F_{\text{п}}$$

где  $F_{\text{п}}$  — частота повторения импульсов РЛС.

Задаваясь значением  $N_{\text{мин}}$ , можно вычислить предельно допустимое значение угловой скорости перемещения антенны при радиолокационном обзоре:

$$\Omega_{A \text{ макс}} = \frac{\alpha_{\text{изл}} F_{\text{п}}}{N_{\text{мин}}}. \quad (1.35)$$

Из формулы (1.35) следует, что повышение скорости обзора при заданном  $N_{\text{мин}}$  может быть осуществлено либо за счет расширения диаграммы направленности антенны, либо за счет увеличения частоты повторения импульсов РЛС. Однако оба эти способа ускорения обзора не всегда осуществимы, поскольку расширение диаграммы направленности антенны уменьшает точность пеленгования, а увеличение частоты повторения импульсов ограничивается значением максимальной дальности действия станции.

Существуют следующие основные способы радиолокационного обзора: круговой, секторный, винтовой, строчный, спиральный. Они различаются методом перемещения луча антенны в пространстве.

При круговом обзоре луч антенны вращается в горизонтальной плоскости с постоянной угловой скоростью  $\Omega_A$ . Чтобы за один оборот антенны облучились все цели, диаграмма направленности антенны в вертикальной плоскости делается достаточно широкой, вследствие чего можно определить только одну угловую координату целей — азимут.

Период кругового обзора можно определить по формуле

$$T_{\text{обз}} = \frac{2\pi}{\Omega_A}.$$

Примерное значение угловой скорости вращения антенны при круговом обзоре можно определить из формулы (1.35). Так, например, при числе импульсов в пачке  $N=30$ , ширине диаграммы направле-

ности в азимутальной плоскости  $\beta_{изл} = 3^\circ$  и частоте повторения импульсов  $F_{п} = 1000$  *имп/сек* максимальная скорость вращения антенны

$$\Omega_{А макс} = \frac{3^\circ}{30} 1000 = 100^\circ/сек.$$

Если принять скорость вращения антенны  $\Omega_A = 90^\circ/сек$ , что соответствует 15 *об/мин*, то период кругового обзора будет равен 4 *сек*.

Секторный обзор отличается от кругового тем, что луч антенны совершает периодическое перемещение не на  $360^\circ$ , а в пределах заданного сектора  $\alpha_{обз}$ . Очевидно, что период секторного обзора по сравнению с периодом кругового обзора уменьшается в  $\frac{2\pi}{\alpha_{обз}}$  раз и выражается формулой

$$T_{обз} = \frac{\alpha_{обз}}{\Omega_A}.$$

При секторном обзоре также определяется лишь азимут цели, однако могут быть определены и углы в вертикальной плоскости. Для этого антенна должна иметь диаграмму направленности, широкую в горизонтальной и узкую в вертикальной плоскостях, причем луч антенны должен периодически перемещаться по углу места. Такой способ обзора применяется в некоторых самолетных радиолокационных станциях, а также в специальных станциях, предназначенных для измерения высоты воздушных целей.

При винтовом обзоре пространства луч антенны, кроме кругового движения по азимуту, одновременно медленно перемещается по углу места в некотором небольшом секторе. Если скорость вращения антенны вокруг вертикальной оси значительно больше скорости перемещения ее в вертикальной плоскости, то ось антенны описывает в пространстве винтовую линию (рис. 1.105).

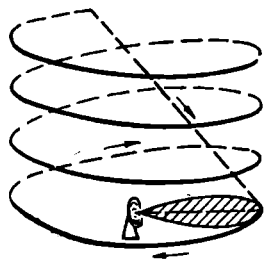


Рис. 1.105. Винтовое развертывание луча антенны в пространстве

Винтовой обзор целесообразно применять в станциях, определяющих обе угловые координаты и имеющих характеристику направленности, узкую в обеих плоскостях.

Винтовое развертывание луча осуществляется обычно перемещением параболической антенны. Антенна непрерывно вращается вокруг вертикальной оси со скоростью 5—10 *об/мин*. Одновременно при помощи особого передаточного механизма плавно изменяется в пределах  $20$ — $40^\circ$  наклон оси параболоида в вертикальной плоскости. Когда ось характеристики направленности достигает крайнего заданного верхнего положения, антенна, не прекращая



вращения вокруг своей оси, быстро возвращается в исходное нижнее положение, после чего начинается новый цикл развертки.

Период обзора пространства при винтовом развертывании луча антенны в  $K$  раз больше, чем при круговом обзоре:

$$T_{\text{обз}} = \frac{K2\pi}{\Omega_A},$$

где  $K$  — число витков обзора.

Число витков винтового обзора выбирается в зависимости от величины угломестного сектора обзора  $\epsilon_{\text{обз}}$  по формуле

$$K \geq \frac{\epsilon_{\text{обз}}}{\epsilon_{\text{изл}}},$$

где  $\epsilon_{\text{изл}}$  — ширина диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости.

При секторе обзора  $\epsilon_{\text{обз}} = 30^\circ$  и использовании антенн с игольчатой формой диаграммы направленности ( $\epsilon_{\text{изл}} = 3-4^\circ$ ) число витков винтового обзора  $K$  будет близко к десяти.

Строчный обзор — разновидность винтового. Луч антенны при строчном обзоре (рис. 1.106) быстро качается (сканирует) в пространстве по одной угловой координате (например, по азимуту) и одновременно медленно перемещается по другой

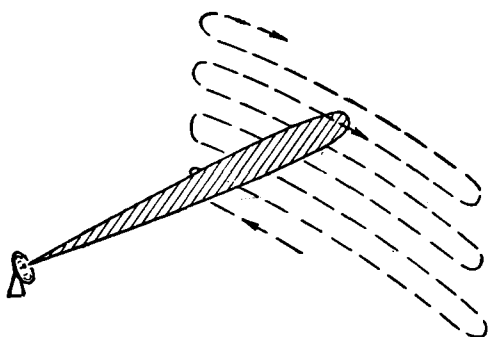


Рис. 1.106. Принцип развертывания луча антенны при строчном методе радиолокационного обзора

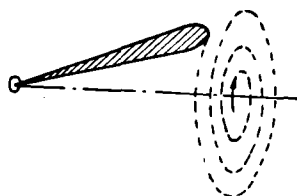


Рис. 1.107. Спиральное развертывание луча в пространстве

(углу места). В отличие от винтового обзора перемещение по азимуту происходит в пределах небольшого заданного сектора  $\alpha_{\text{обз}}$ . Период секторного обзора определяется выражением

$$T_{\text{обз}} = \frac{K\alpha_{\text{обз}}}{\Omega_A}.$$

Наконец, при спиральном обзоре диаграмма направленности перемещается по плоской спирали (рис. 1.107). При этом периодически изменяется угол наклона оси характеристики направленности, вследствие чего луч антенны описывает в пространстве спиральную поверхность.

Спиральный обзор, так же как и строчный, может применяться только для обзора узкого сектора пространства, ограниченного по азимуту и углу места. Однако облучаемый сектор получается еще уже, поэтому спиральный обзор применяется главным образом в РЛС, предназначенных для сопровождения одной цели. Как строчный, так и спиральный обзор требует предварительного целеуказания.

Рассмотренные выше способы радиолокационного обзора, предусматривающие использование в РЛС однолучевых антенн, позволяют одновременно определить одну (при круговом и секторном обзорах) или обе угловые координаты всех целей, находящихся в заданной части пространства.

Определение угловых координат при помощи разворачивания одного луча в заданной части пространства широко применяется в индикаторах радиолокационных станций различного назначения: в индикаторах кругового обзора, индикаторах азимут — дальность, дальность — высота и др. Электронно-лучевые трубки, применяемые в таких индикаторах при радиолокационном обзоре, должны иметь экраны с длительностью послесвечения, примерно равной периоду обзора. Только в этом случае возможна одновременная индикация всех целей, обнаруженных за период обзора.

Однако период винтового обзора, а при значительной величине сектора и период секторного обзора слишком велики и не могут обеспечить необходимой информации о местоположении и траектории современных скоростных воздушных целей. При этом следует иметь в виду, что нежелательное увеличение периода обзора является недостатком, особенно присущим точным станциям, имеющим антенны с узкими диаграммами направленности.

Необходимость разрешения противоречия между требованиями точности пеленгования и одновременно малого периода обзора привела к созданию так называемых многолучевых РЛС. Антенные системы таких РЛС создают два и более лучей, что позволяет, во-первых, уменьшить период обзора, а во-вторых, повысить точность определения угловых координат за счет сравнения сигналов, принятых различными лучами. К многолучевым станциям относятся, например, двухлучевые РЛС с наклонным лучом, а также РЛС с веерным лучом. Способы обзора пространства и определения координат цели этими станциями будут пояснены ниже.

#### **4. Фазовые методы определения угловых координат**

Фазовые методы определения угловых координат основаны на сравнении фаз отраженных сигналов, принятых двумя разнесенными антеннами.

Принцип определения угловых координат фазовым методом можно пояснить при помощи блок-схемы, приведенной на рис. 1.108.

На этом рисунке изображено двухканальное приемно-распре-

делительное устройство. В его состав входят две антенны, разнесенные на расстояние  $l$ , два усилителя и фазометрическое устройство.

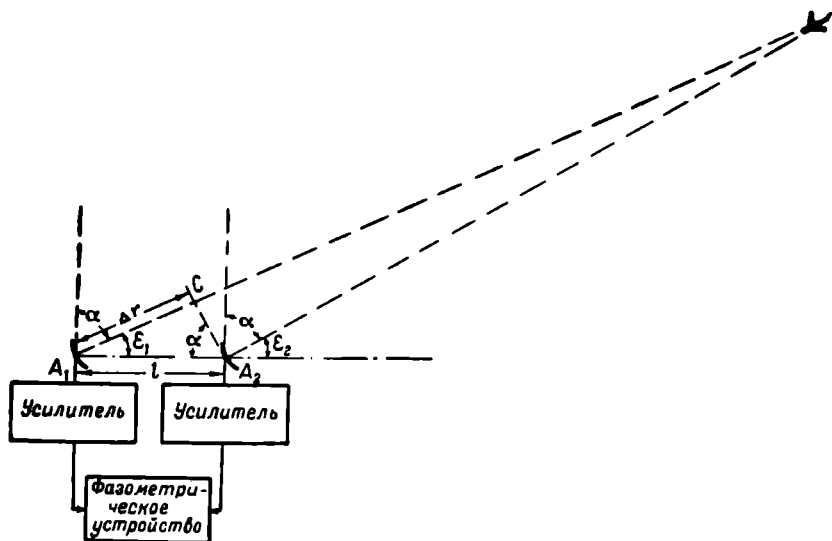


Рис. 1.108. Блок-схема устройства, использующего фазовый метод определения угловых координат

Допустим, необходимо определить угол места цели  $\epsilon$ . Если цель находится на значительном расстоянии от станции ( $D \gg l$ ), то можно считать, что прямые  $A_1O$  и  $A_2O$  параллельны. При этом углы места, под которыми цель наблюдается из точек  $A_1$  и  $A_2$ , одинаковы:

$$\epsilon_1 = \epsilon_2 = \epsilon.$$

Сигналы, принятые антеннами, имеют разность хода  $\Delta r = l \sin \alpha = l \cos \epsilon$ .

Разность начальных фаз отраженных сигналов связана с разностью хода зависимостью

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r. \quad (1.36)$$

Следовательно,

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} l \sin \alpha = \frac{2\pi}{\lambda} l \cos \epsilon.$$

Измерив разность фаз  $\Delta \varphi$  и зная расстояние между антеннами  $l$  (базу) и рабочую длину волны  $\lambda$ , можно определить угол места цели:

$$\epsilon = \arccos \cos \frac{\Delta \varphi \lambda}{2\pi l}.$$

Аналогично можно определить азимут цели.

Для определения обеих угловых координат фазовым методом необходимо иметь три приемные антенны (одна из двух пар антенн, необходимых для пеленгования в двух плоскостях, может быть общей для каналов азимута и угла места).

Фазовый метод отличается высокой точностью определения угловых координат. При этом точность тем выше, чем больше отношение длины базы к длине волны ( $\frac{l}{\lambda}$ ). Однако использование фазового метода в диапазоне сантиметровых и дециметровых волн встречает серьезные технические трудности. Эти трудности, в частности, связаны с многозначностью, возникающей при измерении разности фаз  $\Delta\varphi$  отраженных сигналов на ультракоротких волнах (при  $\frac{l}{\lambda} > 0,5$ ). Вследствие этого фазовые методы определения угловых координат совмещают с амплитудными. Амплитудными методами определяют приближенное значение угловых координат, а с помощью фазового метода эти значения уточняются.

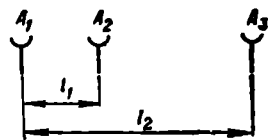


Рис. 1.109. Схема устранения неоднозначности пеленгования фазовым методом с помощью дополнительной антенны

Другим возможным способом устранения неоднозначности определения угловых координат фазовым методом является использование нескольких пар антенн с различными базами. На рис. 1.109 схематически показана антенная система, состоящая из трех антенн и имеющая две базы  $l_1$  и  $l_2$ . Антенны  $A_1$  и  $A_2$  имеют небольшую базу  $l_1$  и позволяют получить однозначный, но неточный отсчет угловой координаты. Антенны  $A_1$  и  $A_3$  имеют большую базу  $l_2$  и позволяют уточнить отсчет. При такой схеме необходимо иметь, кроме тех антенн, три приемно-усилительных канала и два фазометрических устройства для определения каждой угловой координаты.

Для определения угловых координат фазовым методом применяют антенны направленного действия. При использовании ненаправленных антенн любые две цели, находящиеся на различных направлениях и дальностях, будут создавать в фазометрическом устройстве разность фаз, соответствующую некоторой ложной цели, находящейся на ложном направлении, не совпадающем с направлением ни на одну из данных целей. При использовании фазовых методов для сопровождения цели по угловым координатам антенные системы по конструкции во многом сходны с антеннами моноимпульсных РЛС. Способ определения угловых координат фазовым методом при сопровождении цели также является по сути дела моноимпульсным и обладает всеми преимуществами последнего. Действительно, равносигнальное направление, совпадающее с осью симметрии антенной системы, приведенной на рис. 1.104, одновременно является и направлением равных начальных фаз от-

раженных сигналов. Задача оператора или автоматической системы сопровождения цели по угловым координатам (системы АСН) заключается в непрерывном совмещении поворотом антенной системы равнофазного направления с направлением на сопровождаемую цель. Возможные отклонения оси антенной системы от равнофазного направления  $\alpha$  при сопровождении цели невелики, разность фаз отраженных сигналов  $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} l \sin \alpha$  близка к нулю, поэтому многозначность фазового метода исключается.

В заключение следует отметить, что поскольку разность фаз отраженных сигналов пропорциональна разности хода (см. формулу 1.36), то производная от разности фаз, т. е. разностная частота двух отраженных сигналов, будет пропорциональна угловой скорости цели. Поэтому фазовый метод может быть использован не только для измерения угловых координат целей, но и для измерения их угловых скоростей.

Фазовые методы определения угловых координат, кроме радиолокации, используются также на длинных, средних и коротких волнах для целей радионавигации.

## **5. Методы определения угла места и высоты в станциях целеуказания и разведки**

### **Особенности определения угловых координат в станциях целеуказания и разведки**

В радиолокационных станциях, предназначенных для обнаружения воздушных целей, необходимо совмещать радиолокационный обзор значительной части пространства с достаточно точным определением обеих угловых координат.

При круговом или секторном обзоре быстрота просмотра заданной части пространства сочетается с достаточной точностью определения азимута. Однако оба эти способа обзора можно использовать только при широких диаграммах направленности антенн в вертикальной плоскости, при которых невозможно точно определить угол места цели.

С другой стороны, ни строчный, ни спиральный, ни даже винтовой способы обзора, позволяющие точно определять обе угловые координаты, не обеспечивают достаточно быстрого обзора значительной части пространства. Поэтому радиолокационные станции целеуказания и разведки работают, как правило, в режиме кругового или секторного обзора и имеют антенны с широкой в вертикальной и узкой в горизонтальной плоскости характеристикой направленности. Такие антенны позволяют достаточно точно определить только одну угловую координату — азимут цели. Для определения угла места используются специальные методы.

В подобных станциях определение угла места цели часто является лишь промежуточной ступенью процесса определения высоты цели  $H$ .

При известных угле места цели  $\epsilon$  и наклонной дальности  $D$  высота цели

$$H = D \sin \epsilon + \Delta H, \quad (1.37)$$

где  $\Delta H$  — поправка на кривизну земли (рис. 1.110), зависящая от дальности цели.

Методы определения угла места в станциях целеуказания и разведки различаются в зависимости от того, в каком диапазоне волн работает станция.

На метровых волнах при широких характеристиках направленности антенны в вертикальной плоскости неизбежно сказывается влияние земли. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости приобретает многолепестковый характер. Величины углов,

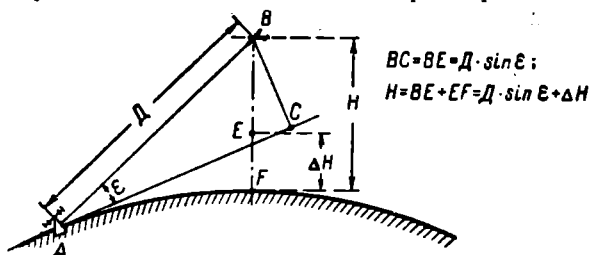


Рис. 1.110. Определение высоты цели на большой дальности

образуемых максимумами лепестков с горизонтом, зависят от высоты расположения антенны над поверхностью земли и от свойств почвы.

Вследствие многолепесткового характера диаграммы направленности в пространстве между лепестками (зонами видимости) имеются области отсутствия облучения (провалы), затрудняющие непрерывное наблюдение за движущимися целями. Влияние провалов можно было бы исключить, изменяя угол наклона оси антенны к горизонту в процессе обзора. Однако громоздкость антенных систем в станциях метрового диапазона затрудняет перемещение антенн в вертикальной плоскости. Кроме того, качение антенны по углу места одновременно с вращением по азимуту увеличивает период обзора, т. е. сокращает частоту получения информации.

В настоящее время для обнаружения целей все шире используются станции дециметрового и сантиметрового диапазонов волн. На этих волнах влияние земли мало сказывается на форме характеристики направленности даже при широком в вертикальной плоскости луче антенны. Это объясняется тем, что на сантиметровых волнах в большинстве случаев происходит диффузное отражение электромагнитной энергии от земной поверхности, исключающее возможность образования лепестков и провалов в характеристиках направленности антенн.

## Определение угла места переключением направления излучения антенны в вертикальной плоскости

Большинство способов приближенной оценки угла места и высоты цели на метровых волнах основано на использовании двух антенн, направления максимумов излучения которых имеют различные углы наклона к горизонту. На рис. 1.111 приведены характеристики направленности, получающиеся при использовании двух попеременно питаемых антенн, находящихся на различной высоте от земли, или сложной антенны, два этажа которой поочередно переключаются с синфазного питания на противофазное.

Из рис. 1.111 видно, что для всех направлений в плоскости чертежа, кроме направлений *A* и *B*, отношение сигналов, принятых

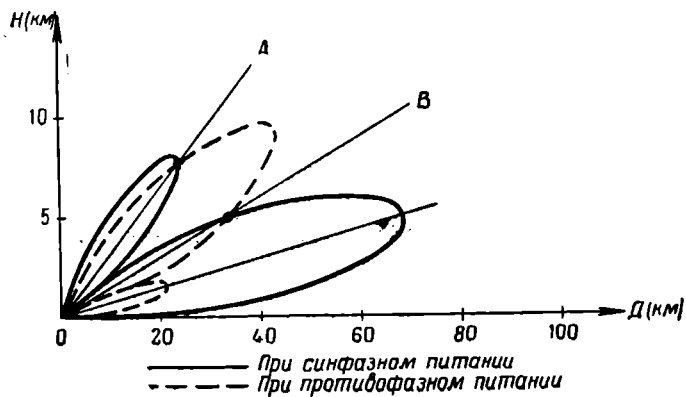


Рис. 1.111. Характеристики направленности антенны, состоящей из двух этажей

в результате облучения цели обоими лепестками, отличается от единицы. Для такой системы составляют таблицу или график зависимости угла места от величины отношения сигналов. Измеряя величины принятых сигналов, находят их отношение, по которому, пользуясь таблицей или графиком, определяют угол места. Наиболее точно он определяется в направлениях *A* и *B*, когда сигналы равны.

Недостаток этого способа—малая точность и сравнительно небольшой интервал однозначности отсчета угла места.

## Гониометрический способ определения угла места и высоты

Гониометром называется устройство, состоящее из двух взаимно перпендикулярных неподвижных статорных катушек, внутри которых вращается третья катушка—роторная.

Схема использования гониометра для определения угла места в радиолокационных станциях метрового диапазона показана на рис. 1.112, а.

Станция имеет две антенны, находящиеся на различных высотах. Сигналы от верхней и нижней антенн подводятся к соответствующим статорным катушкам ( $L_1$  и  $L_2$ ).

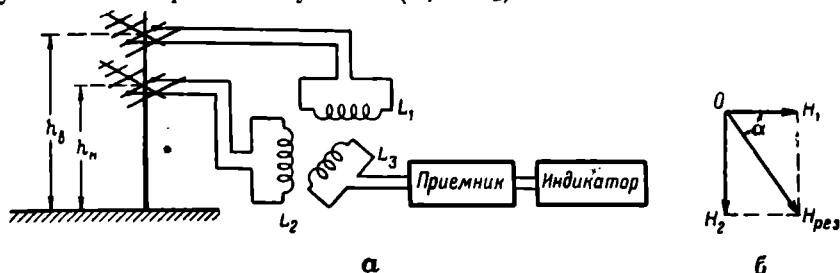


Рис. 1.112. Гониометрический метод определения угла места:  
а — схема включения катушек гониометра; б — векторная диаграмма магнитных полей статорных катушек

Характеристики направленности антенн имеют многолепестковый характер, причем углы наклона лепестков зависят от высоты подъема антенны над поверхностью земли. Поэтому величины ЭДС, наводимых в антеннах, по-разному зависят от угла места цели:

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= 2E_0 \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} h_b \sin \epsilon\right) = af_1(\epsilon); \\ E_2 &= 2E_0 \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} h_n \sin \epsilon\right) = af_2(\epsilon), \end{aligned} \right\} \quad (1.38)$$

где  $E_0$  — ЭДС, которая наводилась бы в антеннах при отсутствии влияния земли;

$h_b$  — высота подъема верхней антенны;

$h_n$  — высота подъема нижней антенны;

$a$  — постоянный коэффициент, равный  $2E_0$ .

Под влиянием этих ЭДС в статорных катушках  $L_1$  и  $L_2$  создаются токи. Вокруг катушек возникают магнитные поля  $H_1$  и  $H_2$ , величины которых прямо пропорциональны ЭДС, наведенным в соответствующих антеннах.

Результирующее магнитное поле  $H_{рез}$  представляет собой векторную (геометрическую) сумму полей  $H_1$  и  $H_2$  (рис. 1.112, б). Направление поля  $H_{рез}$  зависит от соотношения амплитуд полей  $H_1$  и  $H_2$ , т. е. от угла места цели. Определяется оно при помощи роторной катушки  $L_3$ . Если  $H_{рез}$  пересекает витки катушки  $L_3$ , то в ней наводится ЭДС, которая подается на вход приемника, и на экране индикатора появляется сигнал цели.

Если роторную катушку постепенно поворачивать, то в какой-то момент импульс на экране индикатора исчезнет. Это означает,



что витки катушки повернуты параллельно магнитному полю. Специальный указатель, связанный с роторной катушкой, показывает это нулевое положение и, следовательно, направление результирующего магнитного поля.

Из треугольника  $H_2OH_{\text{рез}}$  (рис. 1.112, б) находим

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{H_1}{H_2} = \frac{f_1(\epsilon)}{f_2(\epsilon)}.$$

Отсюда следует, что определенному углу места  $\epsilon$  соответствует определенное нулевое положение роторной катушки  $\alpha$  и, наоборот, по нулевому положению катушки можно найти угол места цели.

Зная угол места и наклонную дальность цели, легко определить ее высоту аналитически (см. формулу 1.37) или по специальным таблицам. Однако чаще для ускорения определения высоты цели непосредственно на шкалу гониометра наносят кривые, по которым, зная дальность, легко определяют высоту цели, пользуясь шкалой высоты, нанесенной на рычаге  $P$  (рис. 1.113) поворота роторной катушки.

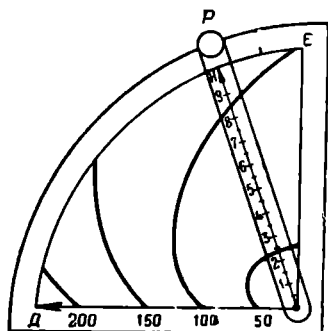


Рис. 1.113. Внешний вид шкалы гониометра

Гониометрический метод позволяет определять угол места и высоту цели в сравнительно небольших пределах.

Кроме того, точность гониометрического метода сильно зависит от свойств почвы вблизи станции, так как почва влияет на форму характеристик направленности антенн в вертикальной плоскости.

### Определение высоты в станциях с наклонным лучом

В настоящее время широко применяются станции дальнего обнаружения, работающие на сантиметровых волнах.

В большинстве случаев такие станции определяют не угол места, а непосредственно высоту цели. Для этого используются специальные антенны, характеристика направленности которых в вертикальной плоскости напоминает букву V (рис. 1.114). При такой форме характеристики направленности достигается высокая точность определения угловых координат и быстрый обзор пространства.

Антенная система станции состоит из двух антенн. Каждая из них представляет собой усеченный параболоид, формирующий характеристику направленности (луч антенны), узкую в горизонтальной и широкую в вертикальной плоскостях. Один из лучей



вертикальный; другой находится под некоторым углом  $\theta$  (чаще всего  $30^\circ$  или  $45^\circ$ ) к первому.

Для смещения характеристик направленности одну из антенн поворачивают в вертикальной плоскости на соответствующий угол (рис. 1.115).

При вращении антенны в азимутальной плоскости цели, находящиеся в зоне действия станции, облучаются дважды — сначала вертикальным, а затем наклонным лучом. После каждого облучения в приемник поступает сигнал, отраженный от цели.

Промежуток времени между первым и вторым облучениями зависит от угловой скорости вращения антенны  $\Omega_A$ , наклонной дальности  $D$  и высоты цели  $H$ .

Действительно, чем больше высота цели  $H$ , тем на больший угол должна повернуться антенна, чтобы цель, облученная вертикальным лучом, была облучена вторично наклонным лучом.

На этом и основано определение высоты в станциях с наклонным лучом.

Из рис. 1.114 видно, что расстояние  $d$ , которое надо пройти второму лучу, чтобы облучить цель, находящуюся в зоне действия первого луча, легко определить из треугольника  $ACC_1$ :

$$d = H \operatorname{tg} \theta, \quad (1.39)$$

где  $\theta$  — угол наклона второго луча.

С другой стороны, так как  $d = AB$ , а отрезок  $AB$  с незначительной погрешностью можно считать равным дуге окружности, стягивающей центральный угол  $\Delta\beta$ , то можно записать:

$$d = \Delta\beta D_r = \Omega_A \Delta t D_r,$$

где  $\Delta\beta$  — угол в горизонтальной плоскости, на который следует повернуть антенну, чтобы после облучения цели вертикальным лучом перейти к облучению ее наклонным лучом;

$\Omega_A$  — угловая скорость вращения антенны в горизонтальной плоскости;

$\Delta t$  — промежуток времени между первым и вторым облучениями цели;

$D_r$  — горизонтальная дальность цели.

Таким образом,

$$d = H \operatorname{tg} \theta = \Delta\beta D_r,$$

откуда

$$H = \frac{\Delta\beta D_r}{\operatorname{tg} \theta}. \quad (1.40)$$

Подставив в последнюю формулу вместо  $\Delta\beta$  разность азимутов антенны при первом и втором облучениях ( $\beta_2 - \beta_1$ ), а также вы-

разив в прямоугольном треугольнике  $OAC$  горизонтальную дальность  $D_T$  через наклонную дальность  $D$  и высоту  $H$ , получим

$$H = \frac{(\beta_2 - \beta_1) \sqrt{D^2 - H^2}}{\operatorname{tg} \theta}. \quad (1.41)$$

Возведя обе части уравнения (1.41) в квадрат, после несложных преобразований получим следующую формулу:

$$H = D \frac{\beta_2 - \beta_1}{\sqrt{(\beta_2 - \beta_1)^2 + \operatorname{tg}^2 \theta}}. \quad (1.42)$$

В большинстве станций угол наклона второго луча  $\Theta$  выбирается равным  $45^\circ$ , следовательно,  $\operatorname{tg} \Theta = 1$ . Поэтому формула (1.42) приобретает более простой вид:

$$H = D \frac{\beta_2 - \beta_1}{\sqrt{(\beta_2 - \beta_1)^2 + 1}}. \quad (1.43)$$

При выводе формулы (1.43) не учитывалась кривизна Земли.

Если ввести поправку на кривизну Земли, равную  $\frac{D^2}{2R_0}$ , где  $R_0$  — радиус Земли, то выражение для высоты будет следующим:

$$H = D \frac{\beta_2 - \beta_1}{\sqrt{(\beta_2 - \beta_1)^2 + 1}} + \frac{D^2}{2R_0}. \quad (1.44)$$

Практически нет необходимости каждый раз рассчитывать высоту  $H$  по данной наклонной дальности  $D$  и разности азимутов  $\beta_2 - \beta_1$ . Так, при определении высоты можно пользоваться заранее рассчитанными таблицами высоты для различных значений  $D$  и  $\beta_2 - \beta_1$ .

Для большего удобства по табличным данным строят системы кривых (номограммы) равных высот в координатах азимут — дальность (рис. 1.116) и по номограммам определяют высоту цели для любых значений  $D$  и  $\beta_2 - \beta_1$ .

Пусть наклонная дальность  $D = 75$  км, а разность азимутов  $\Delta\beta = \beta_2 - \beta_1 = 1,6^\circ$ .

По номограммам (рис. 1.116) находим, что точка, соответствующая этим данным, лежит на кривой  $H = 2,5$  км; значит, высота цели  $H$  в данном случае равна 2,5 км.

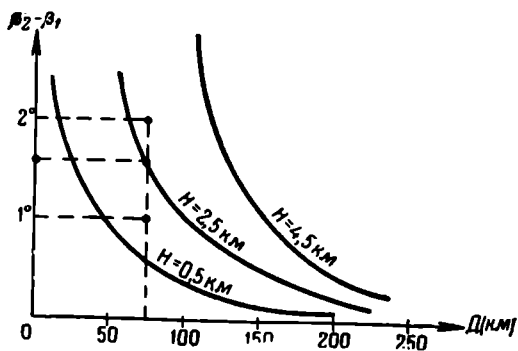


Рис. 1.116. Номограммы, используемые для определения высоты

При той же дальности  $D=75$  км, но  $\Delta\beta=2^\circ$  высота цели равна 3 км и т. д.

В большинстве радиолокационных станций с наклонным лучом для определения высоты используют индикатор типа азимут — дальность; это упрощает процесс определения высоты. Кривые равных высот наносят на прозрачный материал, например целлулоид. Номограмму накладывают на экран индикатора так, чтобы ее вертикальная ось совпадала с вертикальной осью строчной развертки (рис. 1.117). Затем горизонтальную ось подвижной номограммы совмещают с отметкой цели.

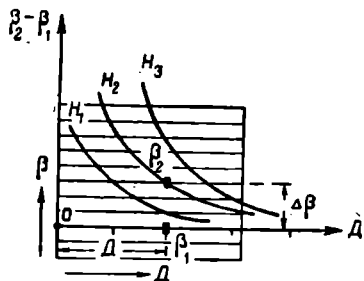


Рис. 1.117. Определение высоты по индикатору азимут — дальность при помощи номограммы

Высота определяется по той из кривых, на которой находится отметка цели от второго облучения.

Действительно, в таком случае отметка цели от второго облучения дает возможность сразу определить разность азимутов  $\Delta\beta$ , а отметка цели от первого облучения показывает дальность цели  $D$ .

Из рис. 1.116 и 1.117 видно, что на больших дальностях при малых высотах, т. е. небольших углах места цели, разность  $\beta_2 - \beta_1$  так мала, что обе отметки на экране индикатора азимут — дальность сливаются в одну и точность определения высоты резко снижается. Поэтому для улучшения раздельной наблюдаемости сигналов от целей, идущих на малых высотах (у основания V-образной характеристики направленности), вводят смещение наклонного луча от вертикального на некоторый азимутальный угол  $\beta_0$  (около  $10^\circ$ ). Благодаря этому отметки от низко летящих целей на экране индикатора расходятся на большие расстояния и точность определения высоты повышается.

Формула (1.44) для определения высоты в этом случае приобретает вид

$$H = D \frac{\beta_2 - \beta_1 - \beta_0}{\sqrt{(\beta_2 - \beta_1 - \beta_0)^2 + 1}} + \frac{D^2}{2R_0}. \quad (1.45)$$

К недостаткам метода определения высоты при помощи наклонного луча относятся:

— трудность распознавания соответствующих пар отраженных сигналов при большом числе целей;

— малая точность определения высоты при большой дальности цели, поскольку в этом случае угол  $\Delta\beta$  мало зависит от высоты;

— сильное влияние изменения положения цели на точность измерения высоты, происходящее вследствие перемещения цели между первым и вторым облучениями.

## Определение угла места и высоты при помощи разворачивания луча антенны по углу места

Выше указывалось (см. п. 2 данного параграфа), что для определения высоты целей можно использовать разновидность секторного обзора. Для этого антенна радиолокационной станции должна иметь характеристику направленности, узкую в вертикальной и широкую в горизонтальной плоскостях.

Измерению высоты должно предшествовать определение азимута цели. После этого осуществляется поиск по углу места путем качания луча в вертикальной плоскости.

Индикатором высоты может быть индикатор типа дальность — высота. По его экрану (рис. 1.118) можно непосредственно определять угол места и высоту цели.

Данный метод определения высоты довольно точен, однако он требует такой формы характеристики направленности антенны, при которой нельзя точно определить азимут. Поэтому создают специальные радиолокационные станции — высотомеры. Их придают некоторым станциям целеуказания и разведки. Высотомеры служат только для определения угла места и высоты целей, обнаруженных основной станцией.

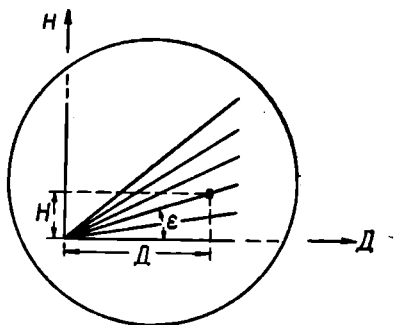


Рис. 1.118. Экран индикатора типа дальность — высота

## Определение угла места в станциях с веерным лучом (метод парциальных диаграмм)

Для определения угла места применяются также станции, диаграмма направленности которых в вертикальной плоскости состоит из ряда отдельных (парциальных) лепестков, расположенных веером (рис. 1.119). При этом каждый лепесток облучает пространство в определенном секторе по углу места. Возможны два варианта создания таких диаграмм направленности. В первом случае станция имеет отдельные передатчик и приемник для каждого лепестка, во втором — передающее устройство является общим для всех каналов, а независимыми являются лишь приемные каналы.

Круговой обзор пространства станциями с веерным лучом осуществляется вращением луча в горизонтальной плоскости. При этом определяются наклонная дальность и азимут всех

целей. Угол места цели может быть приближенно определен по номеру лепестка, принявшего отраженный от цели сигнал. Более

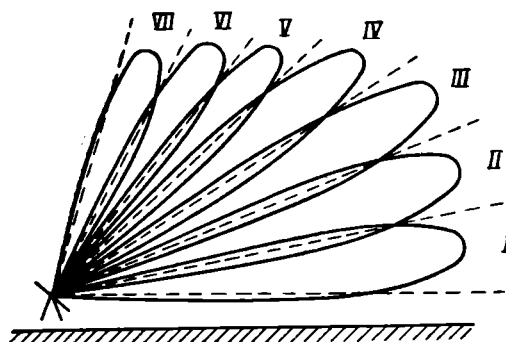


Рис. 1.119. Диаграмма направленности антенной системы РЛС с веерным лучом (парциальная диаграмма направленности)

точное определение угла места или высоты внутри соответствующего сектора может осуществляться либо фазометрическими, либо амплитудными методами сравнением сигналов, отраженных от цели, наблюдаемой двумя смежными лучами. При таком методе определения угла места исключается большинство недостатков, присущих станциям с наклонным лучом. К недостаткам станций с веерным лучом можно отнести

сложность антенного устройства и аппаратуры разделения сигналов в смежных лепестках, а также необходимость в многоканальной приемной аппаратуре.

Определение угла места и высоты станциями с внутриимпульсным сканированием

Весьма перспективным является совмещение в РЛС веерной диаграммы направленности передающей антенны со сканированием луча приемной антенны в вертикальной плоскости. При этом

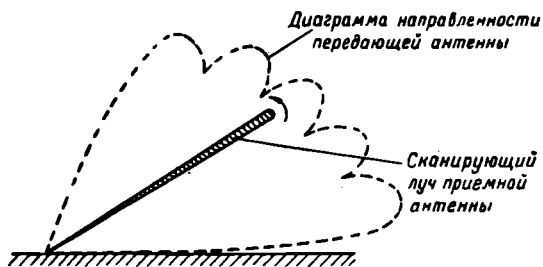


Рис. 1.120. Диаграммы направленности передающей и приемной антенн РЛС с внутриимпульсным сканированием

узкий луч приемной антенны качается в пределах веерной диаграммы направленности передающей антенны (рис. 1.120). Если период сканирования приемного луча равен длительности импульса (так называемое внутриимпульсное сканирование), то период

обзора можно не увеличивать. Каждый сигнал, отраженный от цели, находящейся в пределах веерной диаграммы направленно-сти, будет приниматься сканирующим лучом, и пропуск какого-либо отраженного сигнала исключается.

Таким образом, сканирующий приемный луч обеспечивает выдачу информации об угле места, азимуте и дальности целей для каждого зондирующего импульса.

Разрешающая способность по углу места в такой станции определяется шириной сканирующего приемного луча, а разрешающая способность по дальности — периодом сканирования. Поскольку последний равен длительности импульса, то разрешающая способность РЛС по дальности не изменяется. Частота внутриимпульсного сканирования должна быть равна  $\frac{1}{\tau_n}$ .

В станциях дальнего обнаружения длительность импульса обычно равна 1—5 мксек, поэтому частота сканирования должна быть 0,2—1 Мгц. Такое быстрое сканирование может быть осуществлено лишь электронными методами, основанными на использовании фазовой и частотной модуляции радиоимпульсов.

Изложенный метод позволяет создать РЛС кругового обзора с непрерывным измерением угла места целей. Применение электронного сканирования луча приемной антенны в пределах сектора обзора по углу места позволяет получать информацию о высоте целей без уменьшения скорости обзора по азимуту или уменьшения числа импульсов, принимаемых за время поворота антенны на угол, равный ширине луча по азимуту. Внутриимпульсное сканирование можно рассматривать как дальнейшее развитие метода парциальных диаграмм, так как оно эквивалентно переключению отдельных лучей в пространстве. При этом сканирующий приемный луч является как бы коммутирующим устройством, включающим тот или иной лепесток веерного луча. Однако информация об угле места и высоте цели при внутриимпульсном сканировании носит непрерывный, а при обычном использовании веерного луча дискретный характер. Кроме того, метод внутриимпульсного сканирования не требует многоканальной приемной аппаратуры, что повышает надежность РЛС. Точность определения угла места и высоты при внутриимпульсном сканировании увеличивается.

Недостатком метода является сложность создания систем электронного сканирования.

## § 10. ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО ТОКА

### 1. Принцип получения пилообразного тока развертки

Как известно, отклонение электронного луча в электронно-лучевых трубках с магнитным управлением осуществляется однородным магнитным полем специальных отклоняющих катушек,



расположенных вне трубки (на ее горловине). Магнитный поток, создаваемый отклоняющими катушками, пропорционален протекающему в катушках току. Величина отклонения электронного луча пропорциональна величине магнитного потока катушек, поэтому для получения на экране трубки линейной временной развертки в отклоняющих катушках должен протекать линейно изменяющийся (пилообразный) ток. Форма и параметры пилообразного тока развертки (рис. 1.121) полностью аналогичны рас-

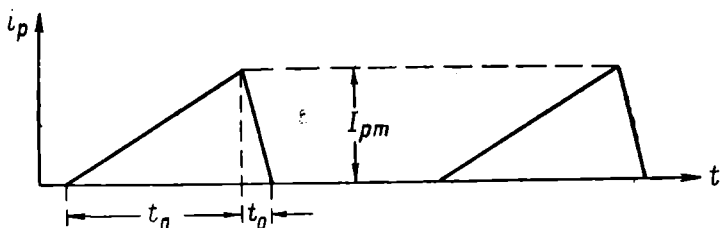


Рис. 1.121. Пилообразный ток развертки

смотренным в § 4 параметрам пилообразного напряжения развертки, используемого в ЭЛТ с электростатическим управлением для создания линейной временной развертки.

Необходимая амплитуда тока развертки  $I_{pm}$  трубок с магнитным управлением обычно довольно велика и для создания тока развертки в отклоняющих катушках таких трубок необходимы специальные двухкаскадные, а иногда и трехкаскадные генераторы пилообразного тока (рис. 1.122).

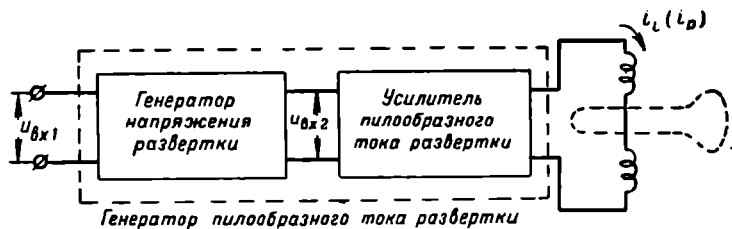


Рис. 1.122. Блок-схема генератора пилообразного тока

Последний каскад генератора пилообразного тока развертки непосредственно нагружается на отклоняющие катушки, потребляющие сравнительно большую мощность. Поэтому последний каскад генератора, называемый усилителем пилообразного тока, является усилителем мощности.

Поскольку отклоняющие катушки представляют для усилителя пилообразного тока комплексную нагрузку с большой реактивной составляющей, форма выходного тока усилителя не соответствует

форме входного напряжения, подводимого к усилителю от предыдущего каскада — генератора напряжения развертки. Для определения того, какова должна быть форма напряжения, вырабатываемого генератором напряжения развертки, для создания в отклоняющих катушках тока пилообразной формы, рассмотрим эквивалентную схему анодной цепи усилителя тока развертки (рис. 1.123, а).

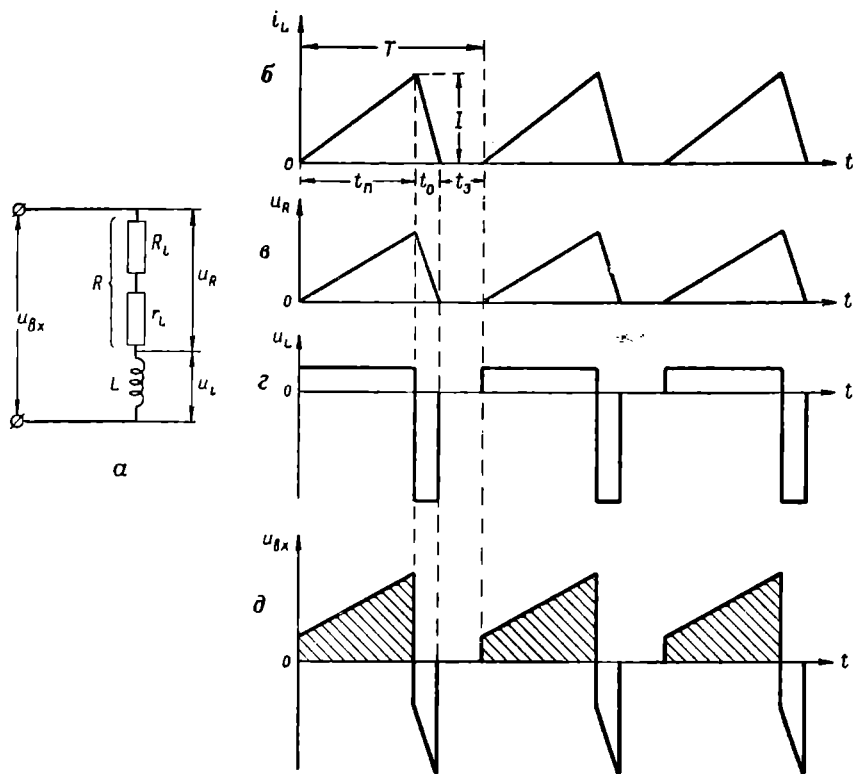


Рис. 1.123. Получение пилообразного тока:

а — эквивалентная схема анодной цепи усилителя пилообразного тока; б — ток пилообразной формы; в, г — напряжения на сопротивлении и на индуктивности; д — входное напряжение

Пренебрегая паразитными емкостями, анодную цепь лампы усилителя, нагрузкой которого являются отклоняющие катушки ЭЛТ, можно представить на эквивалентной схеме в виде цепи  $LR$ , состоящей из последовательно соединенных индуктивности катушек и двух активных сопротивлений, первое из которых —  $R_i$  является внутренним сопротивлением лампы, а второе —  $r_L$  численно равно равно активному сопротивлению катушек. Общее активное сопротивление цепи  $R = R_i + r_L$ .

При определении требуемой формы напряжения для получения в отклоняющих катушках  $L$  пилообразного тока  $i_L$  (рис. 1.123, б) будем полагать, что во время обратного хода этот ток также изменяется по линейному закону, хотя последнее и не обязательно.

Напряжение на индуктивности  $u_L$  (рис. 1.123, з) пропорционально скорости изменения тока:  $u_L = L \frac{di_L}{dt}$ . Поскольку во время прямого хода развертки скорость изменения тока  $\frac{di_L}{dt}$  должна быть постоянна, то и величина напряжения  $u_L$  также должна быть постоянна. В момент окончания прямого хода и начала обратного хода развертки производная  $\frac{di_L}{dt}$  скачком изменяет знак и величину, и напряжение  $u_L$  также изменяется по величине и знаку. Напряжение на суммарном активном сопротивлении  $u_R = i_L R = i_L(R_i + r_L)$  по форме совпадает с током  $i_L$ . Результирующее входное напряжение (рис. 1.123, д) равняется сумме напряжений на отдельных участках цепи:

$$u_{вх} = u_R + u_L = i_L R + L \frac{di_L}{dt}. \quad (1.46)$$

Первое слагаемое суммы (1.46) — пилообразное напряжение  $u_R$ . Скорость нарастания этого напряжения  $\frac{du_R}{dt}$  определяется тангенсом угла наклона линейно нарастающей части:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{du_R}{dt},$$

но так как  $du_R = R di_L$ ,  
то

$$\operatorname{tg} \alpha = R \frac{di_L}{dt}.$$

Второе слагаемое — постоянное напряжение  $u_L$ , величина которого пропорциональна скорости нарастания тока в цепи  $L$ ,  $R$ :

$$u_L = L \frac{di_L}{dt}. \quad (1.47)$$

Как видно из рис. 1.123, д, суммарное входное напряжение данной цепи  $u_{вх}$ , обеспечивающее получение в отклоняющих катушках пилообразного тока, имеет форму трапеции. Постоянное напряжение  $u_L$ , выделяющееся на индуктивности, представляет собой пьедестал этой трапеции, а линейно нарастающая часть создается за счет падения напряжения на активном сопротивлении цепи  $u_R$ . Можно показать, что форма трапецидального напряжения, обеспечивающая получение пилообразного тока в заданной цепи  $L$ ,  $R$ ,

определяется значением постоянной времени этой цепи. Действительно, отношение пьедестала трапеции к тангенсу угла наклона (крутизне) ее нарастающей части равно постоянной времени цепи:

$$\frac{u_L}{\operatorname{tg} \alpha} = \frac{L \frac{di_L}{dt}}{R \frac{di_L}{dt}} = \frac{L}{R} = \tau. \quad (1.48)$$

Формула (1.48) и представляет собой условие получения пилообразного тока в цепи  $L, R$ , из которого следует, что форма напряжения, которое необходимо подавать на вход усилителя пилообразного тока, определяется постоянной времени анодной цепи данного усилителя.

Если это условие не выполнено и на цепь  $L, R$  подано трапецидальное напряжение, форма которого не соответствует постоянной времени цепи  $L, R$  ( $\frac{u_L}{\operatorname{tg} \alpha} \neq \tau$ ), то начальный участок тока длительностью  $3-5 \tau$  будет нелинейным.

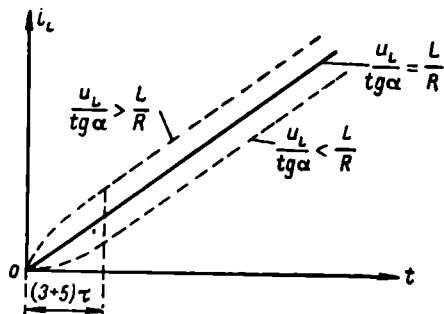


Рис. 1.124. Графики тока в цепи  $L, R$  при воздействии на нее трапецидальных напряжений различной формы

На рис. 1.124 приведены графики тока в цепи  $L, R$  при воздействии на нее трапецидальных напряжений различной формы, т. е. с разными соотношениями пьедестала напряжения  $u_L$  и тангенса угла наклона нарастающей части  $\operatorname{tg} \alpha$ .

## 2. Схемы формирования трапецидального напряжения

Одной из простейших схем, используемых для формирования трапецидального напряжения, является схема с положительной сеткой, приведенная на рис. 1.125, а. Графики, поясняющие ее работу, показаны на рис. 1.125, б.

На вход схемы подаются отрицательные прямоугольные импульсы, амплитуда которых больше напряжения запирающей лампы, а длительность равна длительности прямого хода развертки. Выходным напряжением является анодное напряжение лампы.

В исходном режиме при  $u_{\text{вх}} = 0$  на сетке лампы действует небольшое (десятые доли вольта) положительное напряжение, лампа полностью отперта. Сопротивление  $R_1$  намного больше внутреннего сопротивления отпертой лампы и анодное напряжение лампы в исходном режиме  $U_{a0}$  мало. Конденсатор  $C$  заряжен до

этого напряжения ( $U_{C0} = U_{a0}$ ). Поскольку ток через цепь  $C - R_2$  не идет, напряжение на сопротивлении  $R_2$  равно нулю.

Когда на вход схемы поступает отрицательный импульс, лампа запирается и конденсатор  $C$  начинает заряжаться через сопротивления  $R_1, R_2$ . Напряжение на конденсаторе возрастает при этом по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau = C(R_1 + R_2)$ .

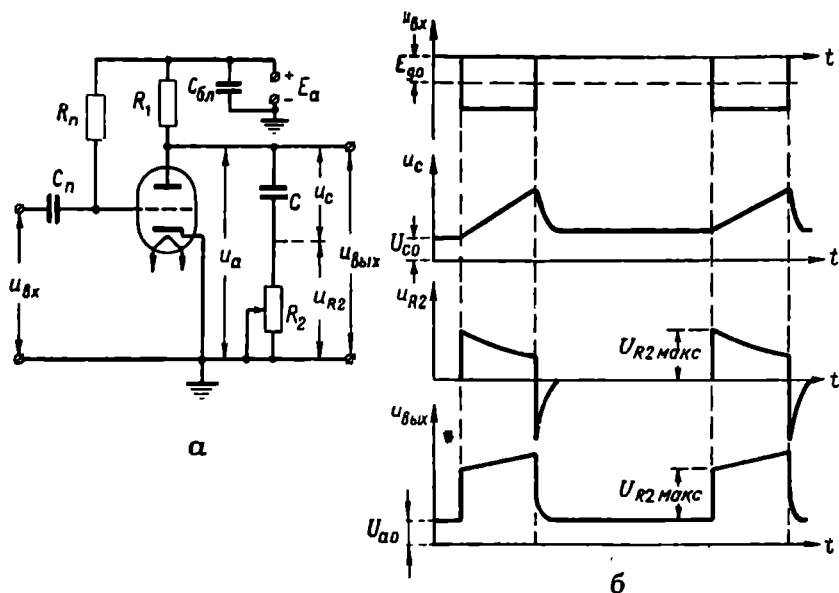


Рис. 1.125. Формирование трапецидального напряжения:  
а — принципиальная схема; б — графики напряжений

Начальное значение тока заряда конденсатора  $I_{C0}$  может быть определено по формуле

$$I_{C0} = \frac{E_a - U_{C0}}{R_1 + R_2} \approx \frac{E_a}{R_1 + R_2}.$$

На сопротивлении  $R_2$  начальный ток заряда создает падение напряжения  $U_{R2}$ . По мере заряда конденсатора ток заряда  $I_C$  уменьшается, уменьшаются напряжения  $U_{R1}$  и  $U_{R2}$ , а анодное напряжение  $U_a = E_a - U_{a1}$  увеличивается. Из последнего следует, что напряжение на конденсаторе возрастает быстрее, чем падает напряжение  $U_{R2}$ , и выходное напряжение схемы увеличивается по экспоненциальному закону.

Когда входной отрицательный импульс заканчивается, лампа открывается и конденсатор  $C$  сравнительно быстро разряжается через лампу и сопротивление  $R_2$ ; ток разряда конденсатора создает на сопротивлении  $R_2$  отрицательный выброс напряжения.

Таким образом, выходное напряжение имеет трапецидальную форму. Начальный скачок его, т. е. пьедестал, определяется напряжением  $E_a$  и соотношением между сопротивлениями  $R_1$  и  $R_2$ . Чем больше сопротивление  $R_2$  (при постоянных  $E_a$  и  $R_1$ ), тем больше скачок.

Изменяя величину сопротивления  $R_2$ , можно регулировать величину пьедестала  $U_{R2}$ . При этом одновременно будут изменяться и постоянная времени заряда конденсатора, а следовательно, и скорость нарастания выходного напряжения.

Очевидно, что всегда можно подобрать такое значение сопротивления  $R_2$ , при котором соотношение между величиной пьедестала и скоростью изменения выходного напряжения соответствует формуле (1.48).

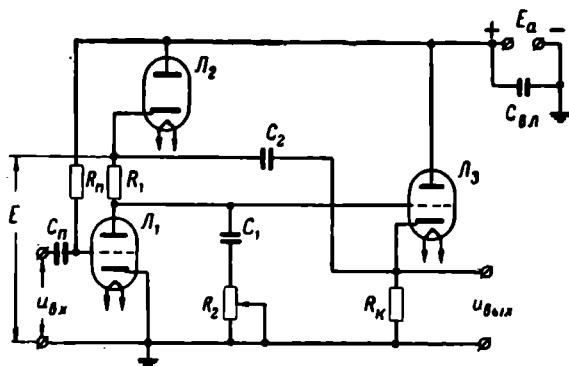


Рис. 1.126. Схема генератора трапецидального напряжения с положительной обратной связью

Основным недостатком рассмотренной схемы генератора трапецидального напряжения является низкая линейность нарастающей части выходного напряжения. Чтобы искажения формы тока развертки были минимальными, используют только начальный, приблизительно линейный участок экспоненты. Для этого увеличивают постоянную времени заряда конденсатора. Это, естественно, вызывает уменьшение амплитуды выходного трапецидального напряжения. Таким образом, в схеме невозможно одновременно получить малый коэффициент нелинейности и высокую степень использования анодного напряжения — недостаток, присущий также рассмотренной в § 4 схеме простейшего генератора пилообразного напряжения.

Способы улучшения линейно нарастающей части трапецидального напряжения также аналогичны ранее рассмотренным способам улучшения линейности пилообразного напряжения. В частности, иногда для повышения линейности применяются схемы генераторов трапецидального напряжения с положительной обратной связью (рис. 1.126), в которых для повышения

линейности нарастающей части выходного напряжения используется заряд конденсатора развертки  $C_1$  от источника  $E$ , напряжение которого в процессе заряда возрастает. Физические процессы в этой схеме аналогичны процессам в схеме генератора пилообразного напряжения с положительной обратной связью, рассмотренной выше.

### 3. Однотактные усилители пилообразного тока

Усилители пилообразного тока, как и любые усилители, могут быть собраны либо по однотактной, либо по двухтактной схеме.

На рис. 1.127, а приведена упрощенная схема однотактного усилителя тока развертки с отклоняющими катушками, включенными в анодную цепь лампы. В усилителе используется лучевой

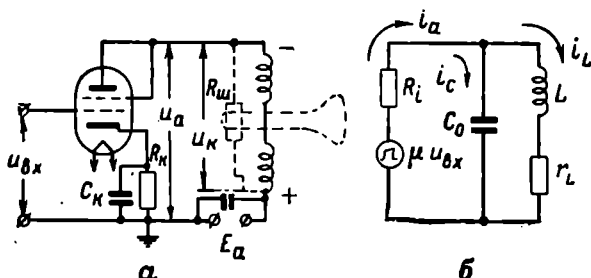


Рис. 1.127. Однотактный усилитель тока развертки с катушками, включенными в анодную цепь лампы:  
а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема

тетрод, у которого экранирующая сетка соединена с анодом. При таком включении лампы амплитуда тока развертки увеличивается на 10—15%.

Сопротивление сеточного смещения  $R_K$  выбирается так, чтобы при отсутствии входного напряжения лампа была почти заперта. При этом исходное положение луча на экране трубки (начало развертки) находится в центре экрана. Если возникает необходимость смещать начало развертки в сторону от центра экрана, применяются дополнительные отклоняющие катушки.

На рис. 1.127, б приведена эквивалентная схема усилителя, на которой лампа заменена эквивалентным генератором с ЭДС, равной  $\mu u_{вх}$ , и внутренним сопротивлением  $R_i$ ; через  $L$  обозначена индуктивность катушек,  $r_L$  — их активное сопротивление,  $C_0$  — междувитковая емкость.

Если не учитывать влияния междувитковой емкости, то в течение прямого хода развертки ток, протекающий через индуктивность  $L_K$  и создающий магнитный поток, равен анодному току лампы. При этом эквивалентная схема представляет собой цепь с последовательно соединенными индуктивностью и активным со-

противлением. Постоянная времени этой цепи  $\tau = \frac{L}{R_i + r_L}$  зависит не столько от активного сопротивления отклоняющих катушек, сколько от внутреннего сопротивления лампы. Для того чтобы в цепи протекал линейно нарастающий ток, ЭДС эквивалентного

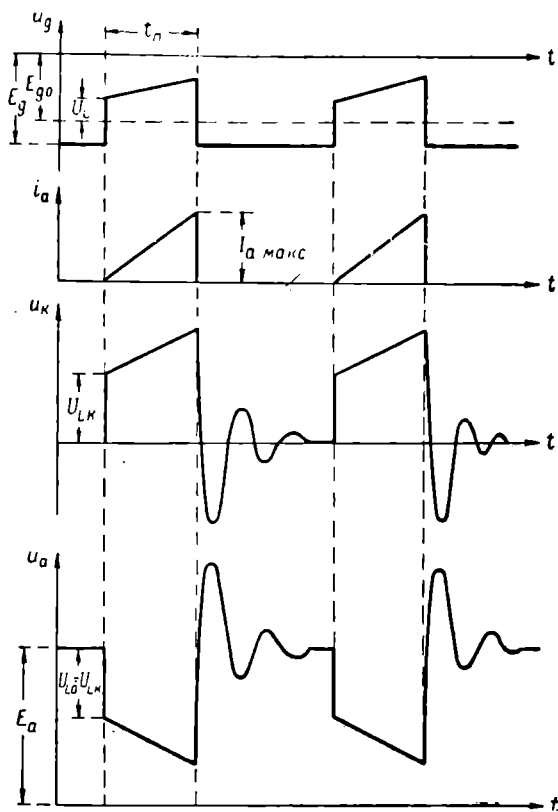


Рис. 1.128. Графики напряжений в усилителе, показанном на рис. 1.127

генератора должна иметь трапецидальную форму, удовлетворяющую условию (1.48). Входное напряжение усилителя должно быть в  $\mu$  раз меньше ЭДС эквивалентного генератора и иметь такую же форму.

Очевидно, начальный скачок входного напряжения  $U_L$  и скорость его нарастания  $\frac{du_{вх}}{dt}$  должны быть тем больше, чем больше требуется скорость нарастания тока в отклоняющих катушках.

Графики, поясняющие процессы в усилителе тока, приведены на рис. 1.128.



В исходном режиме, когда  $u_{вх} = 0$ , лампа заперта и ее анодное напряжение равно напряжению источника питания  $E_a$ .

Под действием положительного трапецеидального импульса лампа отпирается и в ее анодной цепи возникает линейно нарастающий ток.

В момент отпирания лампы и появления анодного тока в отклоняющих катушках индуцируется ЭДС самоиндукции  $U_{Lк}$ , в результате чего анодное напряжение лампы скачком уменьшается на такую же величину. Анодный ток  $i_a$ , нарастая по линейному закону, создает нарастающее по такому же закону напряжение на активном сопротивлении катушек. Общее напряжение на активном и реактивном сопротивлениях отклоняющих катушек  $u_k$  будет увеличиваться, а анодное напряжение  $u_a$  уменьшаться.

Когда входной импульс оканчивается, лампа запирается. Резкое прекращение анодного тока вызывает появление затухающих колебаний в контуре, образованном индуктивностью катушек и шунтирующей емкостью  $C_0$ . Если лампа усилителя пилообразного тока включена как тетрод (рис. 1.129), величина начального скачка сеточного напряжения небольшая. Действительно, из формулы (1.48) следует, что при

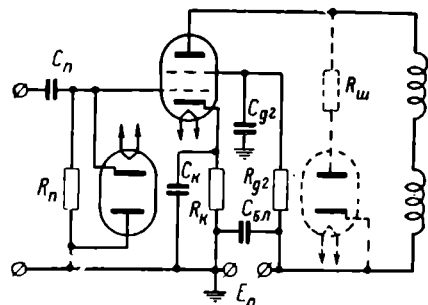


Рис. 1.129. Схема усилителя тока развертки на тетроде с использованием фиксирования и демпфирующего диода

лампы  $R_i$ , характерном для тетродов и пентодов, постоянная времени эквивалентной цепи и отношение  $\frac{u_L}{\text{tg } \alpha} = \tau$  имеют малую величину. А раз скорость развертки мала (обычно это соответствует диапазону дальности 50 км и более) и соответственно мала скорость нарастания тока  $\frac{di_L}{dt}$ , то требуемое значение  $U_L$  для входного напряжения такого усилителя составляет всего несколько вольт. Поэтому, пренебрегая незначительной нелинейностью в начале развертки, в качестве входного напряжения усилителя, собранного на тетроде или пентоде, можно использовать не трапецеидальное, а пилообразное напряжение.

Поскольку входное напряжение в схеме, приведенной на рис. 1.129, подается на сетку лампы через переходную цепь, то при изменении амплитуды, длительности или скважности входных пилообразных импульсов может изменяться начальный уровень отрицательного сеточного напряжения. Чтобы этого не произошло, в схеме усилителя на тетроде параллельно сопротивлению переходной цепи включен фиксирующий диод.

Колебания, возникающие в катушках после запираания лампы, имеют большую амплитуду и могут вызвать пробой изоляции катушек. Кроме того, если пауза между прямыми ходами развертки мала, колебания не успевают затухнуть и искажают начальный участок развертки. Уменьшить амплитуду колебаний и ускорить их затухание можно подключением шунтирующего сопротивления  $R_{ш}$ , показанного пунктиром на рис. 1.127 и 1.129. Во время прямого хода развертки часть анодного тока протекает через это сопротивление, что приводит к уменьшению тока в отклоняющих катушках. Чтобы шунтирующее действие сопротивления во время прямого хода было мало, величину этого сопротивления выбирают сравнительно большой — в несколько десятков килоом.

Влияние сопротивления  $R_{ш}$  в течение прямого хода развертки можно полностью устранить, включив последовательно с сопротивлением демпфирующий диод (рис. 1.129). Во время прямого хода развертки возникающее на катушках напряжение приложено плюсом к катоду, а минусом к аноду диода, вследствие чего диод заперт и весь ток лампы протекает через отклоняющие катушки. После запираания лампы полярность напряжения на катушках изменяется, диод отпирается и шунтирует их.

Суммарное сопротивление отпертого диода и сопротивление  $R_{ш}$  подбирают так, чтобы в эквивалентном контуре режим был близок к критическому. Тогда время спада тока в катушках после запираания лампы будет минимальным для данной конструкции катушек.

До сих пор мы рассматривали отклоняющую катушку как последовательно включенные индуктивность  $L$  и активное сопротивление  $r_L$ . В действительности же параллельно этой цепи подключена значительная паразитная емкость схемы  $C_0$ , состоящая из междувитковой емкости отклоняющей катушки, емкости трубки и емкости монтажа. Эта суммарная паразитная емкость шунтирует отклоняющие катушки, и при отпирании лампы напряжение на них возрастает не мгновенно, а по мере заряда емкости  $C_0$  анодным током лампы. Поэтому, как показано на рис. 1.130 (пунктир), эта емкость уменьшает крутизну переднего фронта трапецидального напряжения  $u_k$ . Уменьшение крутизны переднего фронта напряжения  $u_k$  снижает начальную скорость возрастания тока

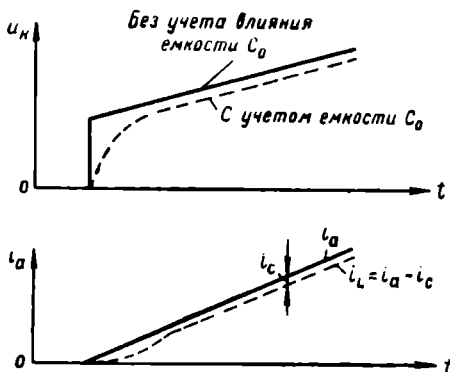


Рис. 1.130. Влияние паразитной емкости на форму тока в отклоняющих катушках

в отклоняющих катушках, вследствие чего масштаб начального участка временной развертки становится нелинейным. Кроме того, поскольку ток в отклоняющих катушках равен разности между током лампы и током заряда конденсатора, несколько уменьшается амплитуда тока развертки во время всего прямого хода.

Для уменьшения длительности нелинейного участка развертки, что особенно важно при быстрых развертках с малой длительностью прямого хода, необходимо свести к минимуму междувитковую емкость катушек, составляющую большую часть суммарной паразитной емкости  $C_0$ . Этого можно достичь применением катушек

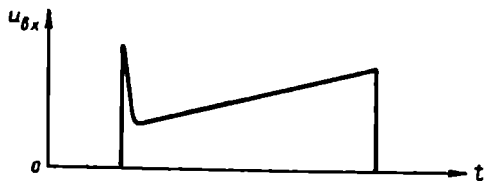


Рис. 1.131. Форма входного напряжения усилителя, обеспечивающая уменьшение времени заряда паразитной емкости  $C_0$

специальной конструкции, в частности, используя катушки без сердечника, а также уменьшая число витков отклоняющих катушек. Однако при этом необходимо одновременно увеличивать амплитуду тока развертки, либо применяя более мощные лампы, либо соединяя несколько ламп по параллельной или двухтактной

схеме, либо, наконец, включая отклоняющие катушки через понижающий трансформатор. Одним из способов уменьшения влияния шунтирующей емкости  $C_0$  является также создание дополнительного остроконечного импульса на переднем фронте трапецидального импульса, подаваемого на вход усилителя тока развертки (рис. 1.131). Этот положительный импульс увеличивает начальный ток лампы усилителя, что способствует более быстрому заряду шунтирующей емкости и обеспечению трапецидальной формы напряжения на отклоняющих катушках.

Выше указывалось, что одним из способов, дающих возможность существенно уменьшить число витков отклоняющих катушек, а следовательно, уменьшить и их междувитковую емкость, является включение отклоняющих катушек в анодную цепь лампы через понижающий трансформатор. Один из вариантов такой схемы приведен на рис. 1.132. Применение понижающего трансформатора позволяет увеличить амплитуду тока в отклоняющих катушках с малым числом витков. Кроме того, достоинством трансформаторных схем является возможность выбора исходного положения рабочей точки на прямолинейном участке характеристики лампы, поскольку лампа в таких усилителях в исходном режиме отперта (при непосредственном включении катушек в анодную цепь усилительной лампы последняя в исходном режиме обязательно должна быть заперта, так как в противном случае в отклоняющих катушках будет протекать постоянный подмагничивающий ток).

В трансформаторных схемах постоянная составляющая тока и магнитного потока в отклоняющих катушках равна нулю. В случае необходимости с помощью специального источника  $E$  и потенциометра  $R_n$  в отклоняющих катушках может быть создан поток подмагничивания регулируемой величины и знака. Следовательно, в трансформаторной схеме перемещение начала развертки в любую точку экрана может быть осуществлено без дополнительных отклоняющих катушек.

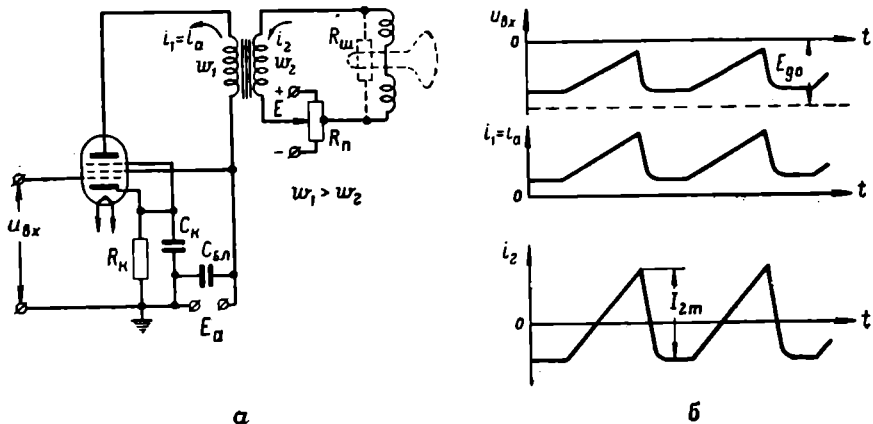


Рис. 1.132. Трансформаторный усилитель тока развертки:  
а — схема; б — графики токов и напряжений

Поскольку в качестве лампы в приведенной схеме трансформаторного усилителя пилообразного тока используется пентод, то, как указывалось выше, на вход усилителя может подаваться пилообразное напряжение.

Хороших результатов в ослаблении влияния паразитной шунтирующей емкости  $C_0$  можно добиться, используя усилители тока развертки, в которых отклоняющие катушки включены в катодную цепь усилительной лампы (рис. 1.133). Поскольку эквивалентное внутреннее сопротивление  $R_{i\theta}$  лампы в каскаде с катодной нагрузкой уменьшается в  $\mu$  раз ( $R_{i\theta} = \frac{1}{S}$ , где  $S$  — крутизна характеристики лампы), то постоянная времени анодной цепи такого усилителя велика, поэтому на его вход необходимо подавать входное напряжение трапецеидальной формы с большим напряжением пьедестала. При этом амплитуда напряжения, подаваемого на вход усилителя тока развертки с катушками в цепи катода (коэффициент усиления по напряжению каскада близок к единице), должна быть значительно больше, чем в ранее рассмотренных схемах. Демпфирующее сопротивление  $R_{ш}$  в схемах усилителей с катушками в цепи катода лампы не нужно вследствие

вие сильного демпфирующего действия лампы, которая в таких схемах в начале обратного хода развертки не запирается из-за появления в катушках большой ЭДС  $e_{обр}$ , приложенной минусом к катоду, а плюсом к аноду лампы и препятствующей уменьшению анодного тока.

Основным достоинством схем усилителей с отклоняющими катушками в цепи катода лампы является уменьшение внутреннего сопротивления лампы  $R_{i\lambda}$ , включенного последовательно с емкостью  $C_0$  (рис. 1.133, б). Уменьшение величины  $R_{i\lambda}$  существенно

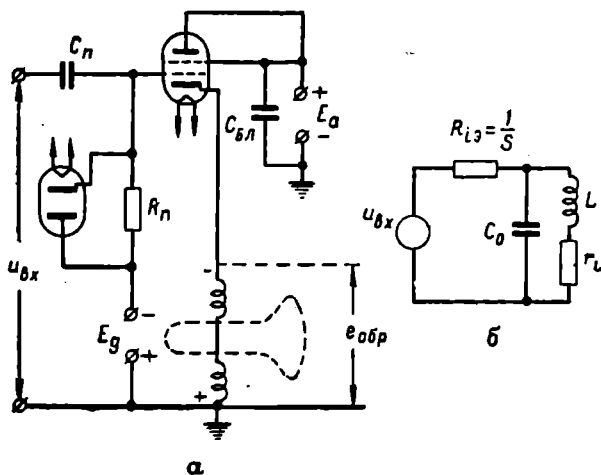


Рис. 1.133. Усилитель тока развертки с отклоняющими катушками, включенными в цепь катода лампы:

а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема

уменьшает величину постоянной времени заряда шунтирующей емкости  $C_0$  и тем самым снижает длительность начального нелинейного участка пилообразного тока развертки. Однако следует иметь в виду, что даже в этом случае нелинейный участок развертки полностью не устраняется и составляет 1—2 мксек. Поэтому в точных индикаторных устройствах часто вообще не используется начальный участок развертки. Запуск генератора тока развертки осуществляется на несколько десятков микросекунд раньше запуска передатчика РЛС, что дает возможность гасить начальный нелинейный участок линии развертки на экране трубки.

Все рассмотренные выше однокатные схемы имеют сравнительно невысокую линейность тока развертки по всей длительности прямого хода, поэтому в индикаторных устройствах высокой точности используют либо двухтактные схемы усилителей пилообразного тока, либо однокатные схемы с глубокой отрицатель-

ной обратной связью, обеспечивающие более высокую линейность тока развертки. Примером схемы однотактного генератора пилообразного тока с отрицательной обратной связью может служить широко распространенная схема, приведенная на рис. 1.134.

Схема состоит из генератора трапецеидального напряжения с положительной обратной связью и трехкаскадного усилителя пилообразного тока с глубокой отрицательной обратной связью. Примененная здесь схема генератора трапецеидального напряжения отличается от ранее рассмотренной схемы с положительной обратной связью (рис. 1.126) лишь тем, что в ней вместо одной лампы использован трехкаскадный усилитель на лампах  $\mathcal{L}_2, \mathcal{L}_3, \mathcal{L}_4$ .

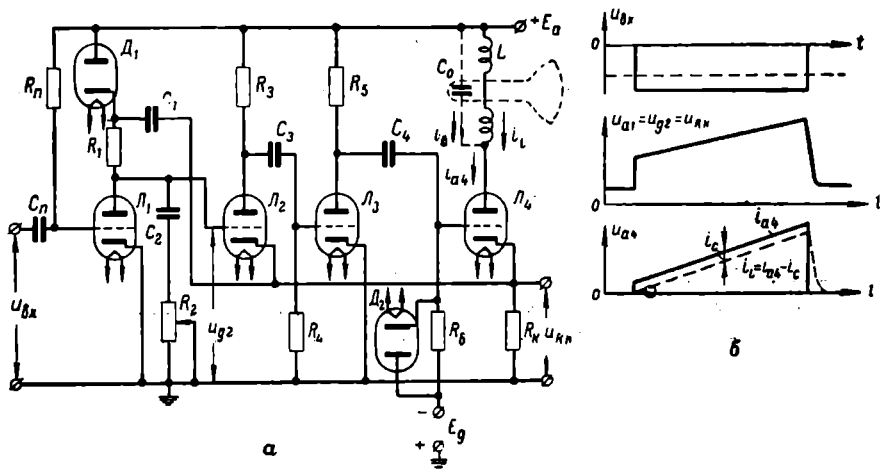


Рис. 1.134. Генератор пилообразного тока развертки с отрицательной обратной связью:

а — принципиальная схема; б — графики напряжений и токов

Последний может рассматриваться как некоторая эквивалентная лампа с весьма большим коэффициентом усиления. При этом линейность возрастания трапецеидального напряжения становится значительно больше, чем в схеме, рассмотренной ранее. Трапецеидальное напряжение  $u_{g2}$  (рис. 1.134, б) прикладывается ко входу трехкаскадного усилителя тока развертки — к сетке лампы  $\mathcal{L}_2$ ; напряжение обратной связи  $u_{RK}$  с сопротивления  $R_K$  вводится в цепь сетки  $\mathcal{L}_2$  последовательно с входным напряжением  $u_{g2}$ . Благодаря наличию трех каскадов в усилителе напряжение обратной связи  $u_{RK}$  оказывается в противофазе с входным напряжением. Полагая выходным напряжением усилителя напряжение  $u_{RK}$ , можно считать, что в схеме, кроме глубокой отрицательной обратной связи по току, осуществляется также 100-процентная отрицательная обратная связь по напряжению, при которой коэффициент усиления схемы по напряжению  $K_3$  может быть вычислен

по формуле  $K_{\beta} = \frac{K}{1+K}$ , где  $K$  — коэффициент усиления по напряжению без учета обратной связи. Коэффициент усиления  $K$  трехкаскадного усилителя обычно достаточно велик, что позволяет считать  $K_{\beta} = \frac{\Delta u_{Rk}}{\Delta u_{g2}} \approx 1$ . Напряжение  $u_{Rk}$  при этом повторяет по форме напряжение  $u_{g2}$ . Такую же форму имеет и ток, проходящий через сопротивление  $R_k$  и представляющий собой сумму токов лампы  $\mathcal{L}_2$  и  $\mathcal{L}_4$ . Однако изменение тока лампы  $\mathcal{L}_4$  во много раз больше, чем изменение тока лампы  $\mathcal{L}_2$ , так как напряжение на сетке  $\mathcal{L}_4$  усилено по сравнению с напряжением на сетке  $\mathcal{L}_2$  двумя усилительными каскадами. Указанное обстоятельство приводит к тому, что анодный ток  $i_{a4}$  лампы  $\mathcal{L}_4$ , протекающий через отклоняющую катушку, имеет практически ту же форму, что и напряжение  $u_{g2}$ . При этом ток в отклоняющей катушке  $i_L$  изменяется по линейному закону в течение всего прямого хода развертки, за исключением лишь небольшого начального участка.

#### 4. Двухтактные усилители пилообразного тока

Одной из широко используемых схем двухтактных усилителей тока развертки является схема с двумя входами, приведенная на рис. 1.135. Отклоняющие катушки двухтактной схемы  $L_1$  и  $L_2$

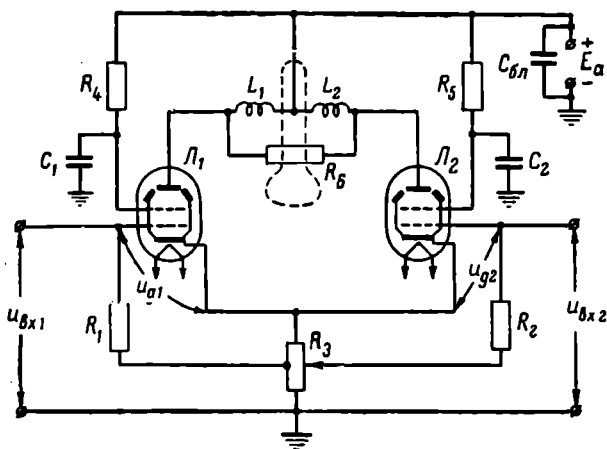


Рис. 1.135. Двухтактный усилитель тока развертки

включены таким образом, что их магнитные потоки  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  направлены навстречу, а результирующий магнитный поток, пронизывающий горловину трубки, равен

$$\Phi = \Phi_1 - \Phi_2. \quad (1.49)$$

Учитывая, что магнитные потоки в катушках пропорциональны протекающим через них токам, можно записать (для мгновенных значений токов и потоков):

$$\Phi = k(i_{a1} - i_{a2}), \quad (1.50)$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности.

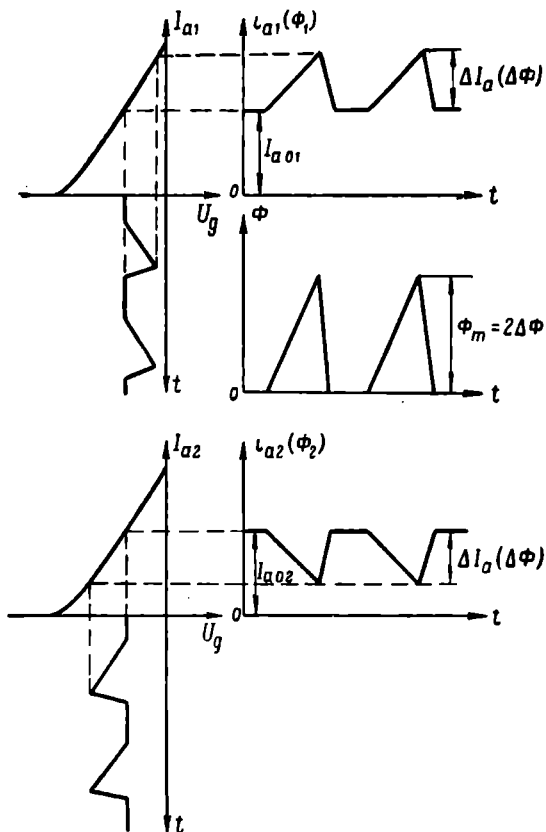


Рис. 1.136. Графики токов ламп двухтактного усилителя

Следовательно, результирующий магнитный поток и отклонение луча пропорциональны разности токов ламп.

Графики, поясняющие работу двухтактного усилителя, показаны на рис. 1.136.

На сетки ламп подаются противофазные входные напряжения, трапециевидные или пилообразные в зависимости от скорости развертки и требований к линейности ее начального участка.



В исходном режиме, когда  $u_{\text{вх1}} = u_{\text{вх2}} = 0$ , обе лампы отперты и их суммарный ток создает на верхней части сопротивления  $R_3$  напряжение, являющееся напряжением смещения. Величина результирующего магнитного потока и начальное положение луча на экране трубки определяются разностью токов покоя ламп. Изменяя потенциометром  $R_3$  смещение на сетке лампы  $L_2$ , можно устанавливать различные значения этой разности токов и таким образом регулировать положение начала развертки на экране трубки. Если, как это показано на графиках рис. 1.136, токи покоя ламп равны, в исходном режиме результирующий магнитный поток равен нулю и начало развертки находится в центре экрана трубки. Под действием входных напряжений ток лампы  $L_1$  возрастает, а ток лампы  $L_2$  по такому же закону падает. Суммарный ток ламп остается все время постоянным, поэтому отпадает необходимость шунтировать сопротивление сеточного смещения  $R_3$  конденсатором.

Разность токов ламп возрастает со скоростью, вдвое большей, чем скорость изменения тока каждой лампы:

$$(I_{a0} + \Delta i_a) - (I_{a0} - \Delta i_a) = 2\Delta i_a.$$

Линейно возрастающий результирующий магнитный поток катушек имеет амплитуду  $\Phi_m = 2\Delta\Phi$ , где  $\Delta\Phi$  — изменение магнитного потока в отклоняющих катушках, созданное изменением тока одной лампы. Этот результирующий магнитный поток перемещает электронный луч по экрану трубки с постоянной скоростью, благодаря чему развертка имеет равномерный временной масштаб.

Если изменить полярность входных напряжений, подавая на сетку лампы  $L_1$  отрицательные, а на сетку лампы  $L_2$  положительные импульсы, направление результирующего магнитного потока изменится на  $180^\circ$  и луч будет перемещаться от центра экрана в противоположном направлении.

Эта особенность двухтактного усилителя составляет одно из его преимуществ перед однотактными схемами и используется при создании радиально-круговой развертки в индикаторах кругового обзора.

Ввиду того что лампы двухтактного усилителя все время отперты, режимы их работы можно выбрать так, чтобы рабочие точки не выходили за пределы линейных участков ламповых характеристик, что позволяет получить высокую линейность развертки.

Применение рассмотренной схемы двухтактного усилителя усложняет схему генератора тока развертки, так как, кроме каскада формирования трапециoidalного или пилообразного напряжения, необходим парафазный усилитель для получения двух противофазных входных напряжений. Этот недостаток схем усилителей пилообразного тока с двумя входами можно устранить, применив двухтактный усилитель с катодной связью, схема которого дана на рис. 1.137.

По принципу действия последняя схема несколько напоминает парафазный усилитель с катодной связью, рассмотренный в § 5 данной главы. Действительно, в ней так же, как и в парафазном усилителе, имеется только один вход, на который через переходную цепь  $C_1 R_3$  подается входное пилообразное напряжение  $u_{вх}$ . Пилообразное напряжение между сеткой и катодом лампы  $\Lambda_2 u_{g2}$  создается в результате изменения падения напряжения на общем катодном сопротивлении, возникающего при подаче на сетку лампы  $\Lambda_1$  входного напряжения  $u_{вх}$ . Очевидно, что при воздействии положительного пилообразного входного напряжения на

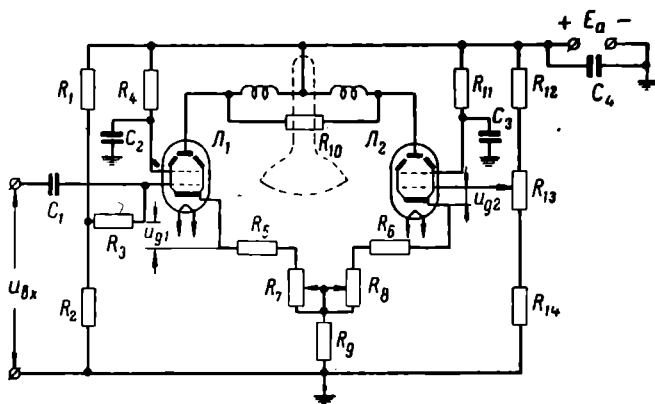


Рис. 1.137. Двухтактный усилитель тока развертки с катодной связью

сетку лампы  $\Lambda_1$  пилообразное напряжение, возникающее между сеткой и катодом лампы  $\Lambda_2$ , будет иметь противоположную — отрицательную полярность. Анодные токи ламп  $\Lambda_1$  и  $\Lambda_2$  при этом также изменяются по пилообразному закону в противоположных направлениях.

Включение отклоняющих катушек  $L_1$  и  $L_2$  обеспечивает встречную направленность магнитных потоков  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ . Результирующий магнитный поток, пронизывающий горловину трубки, так же как и в двухтактной схеме с двумя входами, изменяется пропорционально разности токов:

$$\Phi = \Phi_1 - \Phi_2 = k(i_{a1} - i_{a2}).$$

Поэтому графики токов и потоков, приведенные на рис. 1.136 для двухтактной схемы усилителя пилообразного тока с двумя входами, остаются справедливыми и для схемы усилителя с катодной связью.

Следует отметить, что в схеме усилителя пилообразного тока с катодной связью анодный ток лампы  $\Lambda_2$  (так же как и в парафазном усилителе с катодной связью) изменяется на несколько

меньшую величину, чем анодный ток лампы  $L_1$ . Однако это небольшое различие в амплитудах токов развертки не сказывается на линейности изменения результирующего магнитного потока.

Наличие отрицательной обратной связи за счет общего катодного сопротивления  $R_9$  уменьшает приблизительно на 50% амплитуду пилообразного сеточного напряжения  $u_{g1}$ , действующего на сетке лампы  $L_1$ , по сравнению с амплитудой входного пилообразного напряжения  $u_{вх}$ . В связи с этим коэффициент усиления, получаемый в схеме с катодной связью, будет при прочих равных условиях в два раза меньше, чем в двухтактной схеме с двумя входами. Кроме обратной связи за счет общего для обеих ламп катодного сопротивления  $R_9$ , в схеме предусмотрена регулируемая отрицательная обратная связь по току за счет сопротивлений  $R_5$  и  $R_6$ , а также верхней части сопротивлений  $R_7$  и  $R_8$ . Наличие отрицательной обратной связи по току обеспечивает повышение линейности пилообразного тока. Изменяя величину регулируемых сопротивлений  $R_7$  и  $R_8$ , можно изменять коэффициент обратной связи по току, а следовательно, и коэффициент усиления всего усилителя. При перемещении вверх движка на сопротивлениях  $R_7$  и  $R_8$  величина сопротивления, включенного в цепь обратной связи, и коэффициент отрицательной обратной связи уменьшается, а коэффициент усиления и амплитуда тока развертки возрастут. Поэтому с помощью сопротивлений  $R_7$  и  $R_8$  можно регулировать длину линии развертки на экране трубки.

Другая регулировка, предусмотренная в схеме, обеспечивает перемещение начала линии развертки в требуемую точку экрана трубки. Перемещая движок потенциометра  $R_{13}$  и изменяя тем самым потенциал сетки  $L_2$  и начальное значение ее анодного тока  $I_{a02}$ , можно подобрать такую величину начального магнитного потока в горловине трубки, которая обеспечивает требуемое положение начала линии развертки на экране трубки. Потенциал сетки лампы  $L_1$  в данной схеме не регулируется и определяется постоянным соотношением сопротивлений делителя  $R_1$  и  $R_2$ .

В качестве ламп в двухтактных усилителях пилообразного тока обычно используют лучевые тетроды или низкочастотные пентоды. Поэтому входное напряжение в двухтактных усилителях тока развертки имеет не трапецеидальную, а пилообразную форму.

## § 11. ИНДИКАТОР КРУГОВОГО ОБЗОРА (ИКО)

### 1. Назначение и принцип действия индикатора кругового обзора

Для успешного управления силами и средствами ПВО необходимо одновременное непрерывное наблюдение за всеми целями, находящимися в воздухе. Поэтому большинство современных радиолокационных станций, используемых для целей ПВО, снабжено индикатором кругового обзора (ИКО).

ИКО дает возможность одновременно определять две координаты — наклонную дальность  $D$  и азимут  $\beta$  — любой из обнаруженных целей и, таким образом, получать полную картину воздушной обстановки в радиусе действия станции. Благодаря этому ИКО является основным типом индикатора в наземных и корабельных станциях обнаружения, целеуказания и разведки. В самолетных станциях он используется для получения на экране электронно-лучевой трубки изображения местности, над которой пролетает самолет.

В индикаторе кругового обзора электронный луч движется от центра экрана по радиусу, т. е. образует радиальную развертку.

При вращении антенны станции в горизонтальной плоскости линия радиальной развертки меняет свое направление на экране синхронно с вращением антенны. Поэтому в любой момент направление линии развертки на экране индикатора соответствует направлению оси антенной системы в горизонтальной плоскости.

Такая развертка называется радиально-круговой. Это название говорит о том, что линия развертки прочерчивается по радиусу — от центра к краю экрана и вместе с тем каждый очередной ход развертки происходит в новом направлении, т. е. она как бы вращается вокруг центра экрана (см. рис. 1.7).

Антенна станции, снабженной индикатором кругового обзора, должна иметь такую характеристику направленности и так перемещаться в пространстве, чтобы за короткое время облучить все цели, находящиеся в зоне обнаружения. Только тогда все цели можно одновременно видеть на экране индикатора.

Это условие сравнительно легко выполняется в станциях обнаружения, целеуказания и разведки при работе их в режиме кругового обзора. Эти станции имеют антенны с широкими в вертикальной плоскости характеристиками направленности, благодаря чему полный обзор пространства осуществляется за один оборот антенны.

В точных станциях ИКО используются при работе в режиме поиска. Однако облучение пространства усложняется здесь тем, что характеристика направленности антенн таких станций имеет малый угол раствора в обеих плоскостях. Поэтому точные станции при поиске часто работают в режиме винтового обзора (см. § 9), при котором заданная часть пространства обзревается за 5—7 оборотов антенны.

В станциях с ИКО антенны вращаются со скоростью несколько оборотов в минуту (обычно 5—30). Следовательно, с такой же скоростью вращается и линия развертки.

Светящиеся следы радиально-круговой развертки тесно прилегают один к другому. Обычно за один оборот антенны создается несколько тысяч линий развертки. Вследствие этого при такой

развертке невозможно применять амплитудные методы индикации цели на экране электронно-лучевой трубки, так как на амплитудную отметку цели накладывались бы следующие линии развертки, смазывающие ее изображение.

Экран ИКО с отметками целей показан на рис. 1.138. Отметки целей имеют вид светящихся дужек. Ширина каждой дужки пропорциональна ширине характеристики направленности антенны в горизонтальной плоскости. Расстояние от центра экрана до дужки указывает наклонную дальность цели  $D$ , а угловое положение центра дужки относительно основного направления — азимут цели  $\beta$ .

Таким образом, на экране ИКО наклонная дальность и азимут определяются в полярной системе координат.

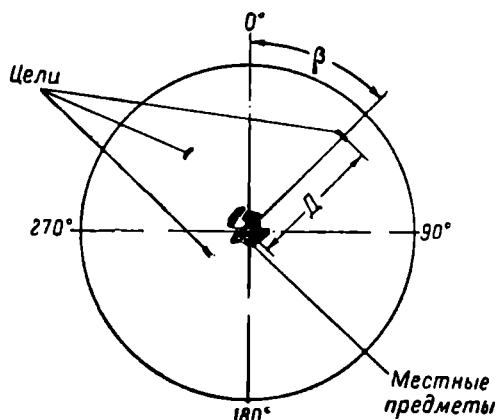


Рис. 1.138. Экран индикатора кругового обзора с отметками целей

Для одновременного наблюдения всех целей, находящихся под различными азимутами, применяют трубки, имеющие экран с большой длительностью послесвечения, приблизительно равно времени одного оборота антенны.

Поэтому в станциях целеуказания и разведки отраженные от целей сигналы видны на экране ИКО непрерывно, и при каждом периоде обзора картина воздушной обстановки обновляется в соответствии с изменением координат целей. Наличие многих целей

на сравнительно небольшой площади экрана трубки ИКО требует применения трубок с высокой разрешающей способностью.

Разрешающая способность индикатора тем выше, чем меньше диаметр светящегося пятна на экране трубки. Следовательно, качество фокусировки луча в трубках, используемых в ИКО, должно быть особенно высоким.

Для получения радиально-круговой развертки необходима постоянная скорость радиального движения луча по экрану трубки. Для этого через отклоняющие катушки трубки должен проходить линейно изменяющийся (пилообразный) ток.

Чтобы линия развертки вращалась вокруг центра экрана синхронно с вращением антенны, изменяется направление магнитного потока отклоняющих катушек. Вращение магнитного потока может быть осуществлено либо вращением самих катушек, либо электрическим путем (при неподвижных катушках).

## 2. Индикатор кругового обзора с вращающимися катушками

В индикаторе кругового обзора с вращающимися катушками отклоняющая система — так называемое отклоняющее ярмо — монтируется на подшипниках (рис. 1.139, а) и вращается вокруг горловины трубки синхронно с вращением антенны. При этом изменяется направление магнитного потока, пронизывающего трубку, а следовательно, и направление линии развертки на экране.

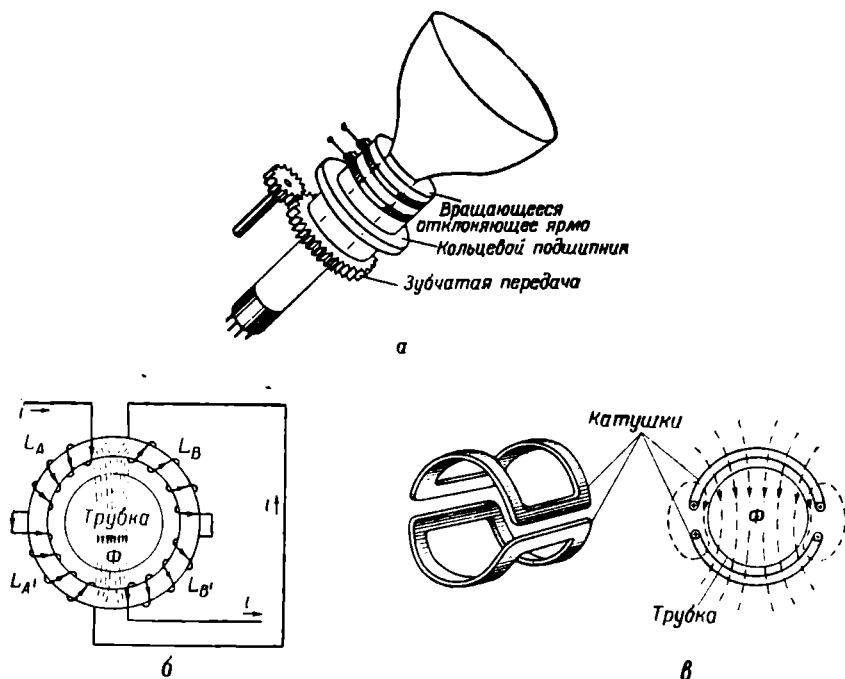


Рис. 1.139. Трубка индикатора кругового обзора с вращающимся отклоняющим ярмом (а) и различные типы вращающихся отклоняющих катушек (б, в)

По конструкции отклоняющие системы бывают различными. Самая простая из них — система с катушкой, намотанной на кольцевой сердечник из специальной стали или другого магнитного материала (рис. 1.139, б).

Однако в настоящее время чаще применяются вращающиеся отклоняющие катушки без сердечника с последовательным сложением потоков (рис. 1.139, в). Они обладают меньшей индуктивной емкостью и могут работать при значительно больших скоростях развертки без опасности возникновения паразитных колебаний. Кроме того, такие катушки меньше подвержены воздействию

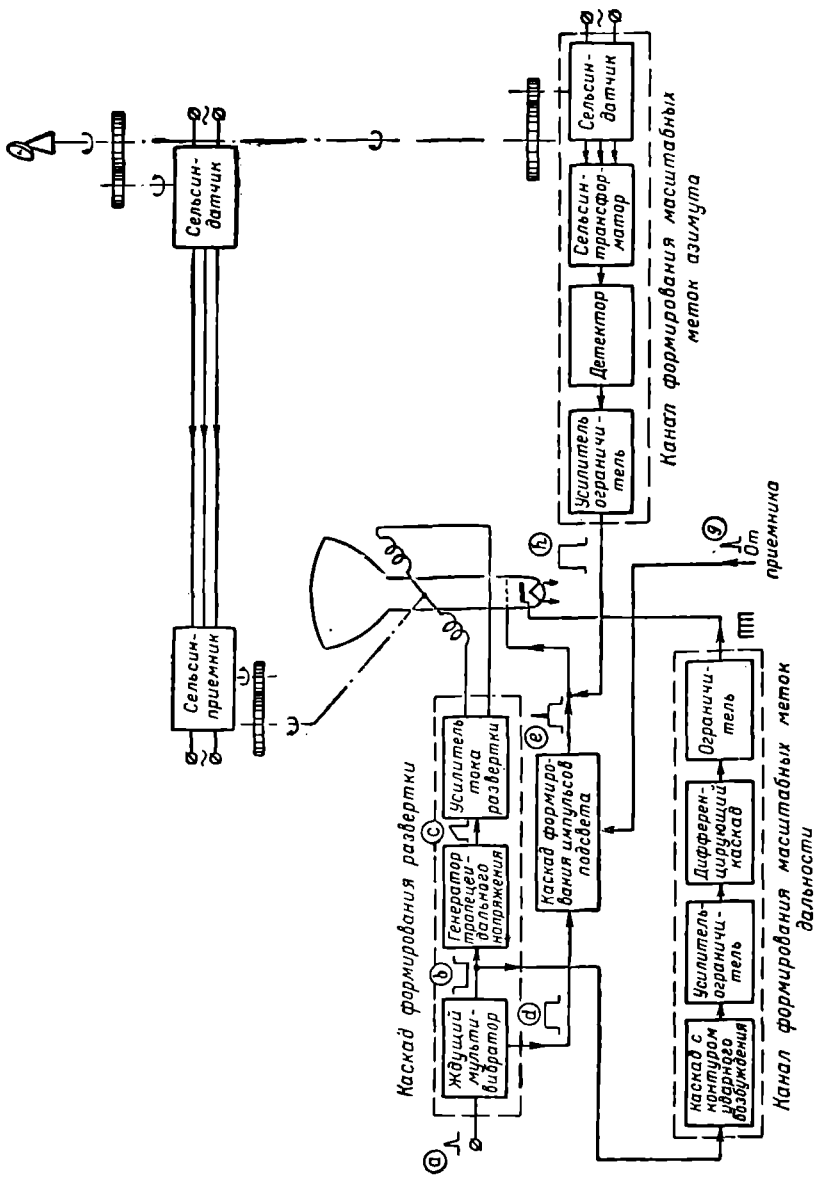


Рис. 1.140. Упрощенная схема ИКО с вращающимися катушками

внешних магнитных полей и дают более однородное магнитное поле.

Упрощенная схема ИКО с вращающимися катушками показана на рис. 1.140.

Одновременно с излучением каждого прямого импульса в пространство на ждущий мультивибратор поступает кратковременный запускающий импульс (*a*). Ждущий мультивибратор генерирует отрицательный прямоугольный импульс (*b*), длительность которого соответствует максимальной дальности действия станции и определяет длительность прямого хода радиальной развертки. Отрицательный импульс ждущего мультивибратора поступает на вход генератора трапецеидального напряжения. Трапецеидальное напряжение (*c*) подается на вход усилителя тока, обеспечивающего создание линейно нарастающего (пилообразного) тока в отклоняющих катушках.

Положительный импульс (*d*), снимаемый с анода другой лампы ждущего мультивибратора, подается на каскад формирования импульсов подсвета прямого хода развертки. Последний формирует положительный импульс необходимой амплитуды (*e*), который отпирает трубку только на время прямого хода развертки. Этот каскад выполняет также функции смесителя. На него поступают сигналы целей (*g*) с выхода приемника, которые накладываются на импульс подсвета, создавая на нем выброс (*e*).

Эти выбросы создают в определенных местах линии развертки ярко светящиеся точки, которые вследствие вращения линии радиальной развертки образуют светящиеся дужки. Последние и являются отметками целей на экране индикатора.

Схема формирования масштабных меток дальности служит для создания линий электронного масштаба дальности на экране ИКО.

Схема запускается отрицательным прямоугольным импульсом, поступающим со ждущего мультивибратора канала развертки. Выходное напряжение схемы представляет собой серию кратковременных отрицательных масштабных импульсов, следующих через равные промежутки времени. Длительность этой серии определяется длительностью входного отрицательного импульса, т. е. равна длительности прямого хода развертки.

Отрицательные масштабные импульсы дальности подаются на катод электронно-лучевой трубки и увеличивают яркость свечения линии развертки в точках, соответствующих моменту поступления этих импульсов на трубку.

При вращении такой линии развертки на экране образуются светящиеся концентрические окружности, каждая из которых соответствует определенной дальности (рис. 1.141). Эти окружности создают так называемый электронный масштаб дальности, помогающий оператору быстро и достаточно точно определять координаты целей.



Часто в индикаторах кругового обзора, кроме электронного масштаба дальности, создается и электронный масштаб азимута. Его можно получить при помощи более яркой подсветки линий развертки, соответствующих определенным углам поворота антенны (например, 0, 15, 30°).

На рис. 1.141 показана электронная масштабная сетка на экране ИКО при наличии электронного масштаба по обеим координатам — дальности и азимуту.

Для формирования электронных масштабных меток азимута в рассматриваемой схеме используется весьма часто применяемая система, состоящая из сельсин-датчика, сельсин-трансформатора, детектора и усилителя-ограничителя.

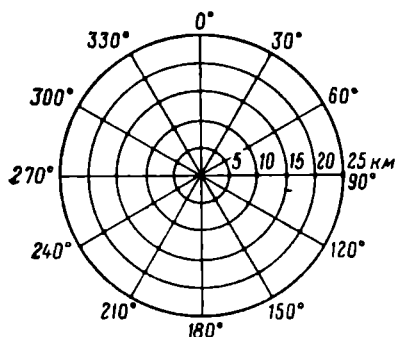


Рис. 1.141. Вид электронного масштаба на экране индикатора кругового обзора

К ротору сельсин-датчика, связанного с валом вращения антенны зубчатой передачей, подводится переменное синусоидальное напряжение  $u_1$  (рис. 1.142). При вращении ротора сельсин-датчика переменное напряжение  $u_2$  на выходе сельсин-трансформатора изменяет свою амплитуду с частотой, равной удвоенной частоте вращения ротора (за один полный оборот ротора дающего сельсин-датчика выходное напряжение дважды равно нулю).

Выходное напряжение сельсин-трансформатора подается на детектор, и на выходе последнего создается напряжение  $u_3$ , имеющее форму полупериодов синусоиды. После усиления, ограничения и дифференцирования этого напряжения можно получить положительные импульсы ( $u_4$  на рис. 1.142 и  $h$  на рис. 1.140), которые и используются как масштабные импульсы азимута. Частота повторения их равна удвоенной частоте вращения ротора сельсин-датчика, а длительность, как и у импульсов подсвета ( $e$ ), должна соответствовать длительности прямого хода развертки. Эти импульсы подводятся, так же как и импульсы подсвета, к управляющему электроду электронно-лучевой трубки. Однако амплитуда их должна быть несколько больше амплитуды импульсов подсвета, чтобы в момент воздействия масштабных импульсов свечение линии развертки было ярче, чем обычно.

За время одного оборота антенны на экране ИКО должно появиться несколько десятков масштабных линий азимута. Значит, ротор сельсин-датчика системы формирования масштабных импульсов азимута должен вращаться значительно быстрее, чем вал вращения антенны.

Поэтому ротор сельсин-датчика этой системы связывается с валом вращения антенны не непосредственно, а через ускоряющую зубчатую передачу, коэффициент передачи которой

$$K_{\text{пер}} = \frac{360^\circ}{2N^\circ}, \quad (1.51)$$

где  $N^\circ$  — угол между двумя соседними азимутальными масштабными линиями на экране ИКО.

Число 2 в знаменателе указывает, что за один оборот вала антенны формируются два масштабных импульса.

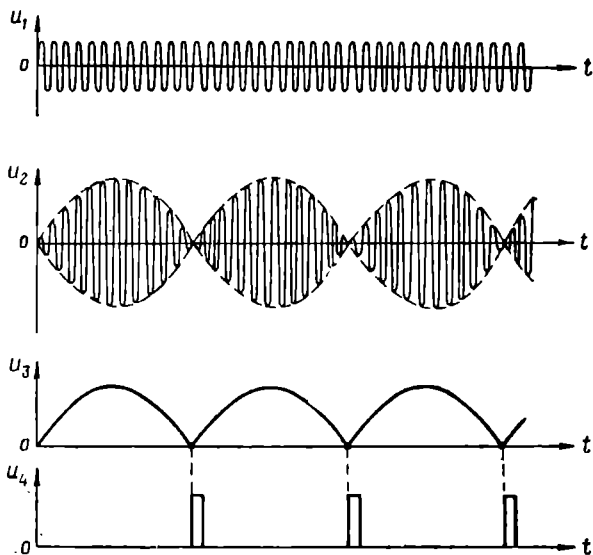


Рис. 1.142. Графики напряжений в канале формирования масштабных меток азимута

Сигналы целей, импульсы подсвета и импульсы электронного масштаба азимута могут подаваться не на управляющий электрод, а на катод трубки. Очевидно, в этом случае полярность импульсов должна быть отрицательной.

Для синхронного вращения отклоняющих катушек и антенны их связывают механически, например гибким стальным валом, или электрически — при помощи сельсинов.

Механический способ синхронной связи прост и надежен, однако применять его можно лишь при близком расположении привода вращения антенны и индикатора. При расстояниях же больше 1—1,5 м гибкий вал скручивается и точность передачи данных ухудшается. В таких случаях целесообразнее применять электрическую синхронную связь.

Простейшая система электрической синхронной передачи состоит из электрически соединенных сельсин-датчика и сельсин-приемника (рис. 1.143). Ротор сельсин-датчика вращается приводом антенны, а ротор сельсин-приемника вращает отклоняющие катушки трубки.

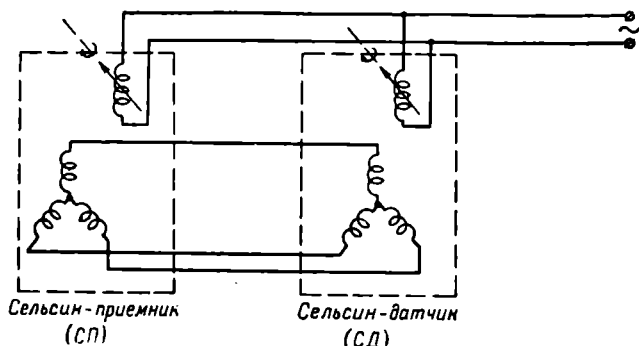


Рис. 1.143. Простейшая схема электрической синхронной связи

Главный недостаток такой передачи — малая точность, объясняющаяся тем, что несоответствие  $\Delta\alpha$  угла поворота ротора сельсин-приемника углу поворота ротора сельсин-датчика вызывает такую же по величине ошибку  $\Delta\beta$  в передаче данных (т. е.  $\Delta\beta = \Delta\alpha$ ). Более точной является электрическая синхронная система передачи данных, в которой используется ускоряющая зубчатая передача (рис. 1.144). В этой системе ошибка в передаче данных

$$\Delta\beta = \frac{\Delta\alpha}{Z}, \quad (1.52)$$

где  $\Delta\alpha$  — несоответствие между углами поворота роторов сельсин-датчика и сельсин-приемника;

$Z$  — передаточное число ускоряющей зубчатой передачи.

Таким образом, при достаточно большом передаточном числе ошибка в передаче данных получится очень небольшой. Точность

будет ограничена лишь допустимой скоростью вращения роторов сельсинов (400—450 об/мин).

Еще большую точность передачи угла поворота антенны и бóльший вращающий момент на выходном валу можно получить, применяя для вращения отклоняющей системы специальной следящей электропривод. Однако конструктивно

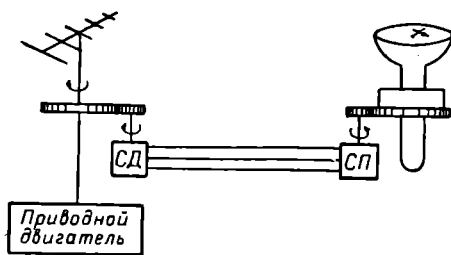


Рис. 1.144. Система электрической синхронной связи с использованием ускоряющей зубчатой передачи

система синхронной связи с помощью электропривода значительно сложнее, чем система синхронной связи на сельсинах, и поэтому применяется гораздо реже последней.

### 3. Индикатор кругового обзора с неподвижными отклоняющими катушками

Принцип получения радиально-круговой развертки при неподвижных катушках

Для получения радиально-круговой развертки магнитный поток, пронизывающий горловину трубки, должен, во-первых, изменяться во времени по линейному закону и, во-вторых, вращаться синхронно с антенной.

При неподвижных катушках для выполнения этих условий необходима система из двух пар отклоняющих катушек, создающих два независимых взаимно перпендикулярных магнитных потока. Магнитный поток в каждой катушке должен линейно изменяться во времени.

Схематически такая система показана на рис. 1.145.

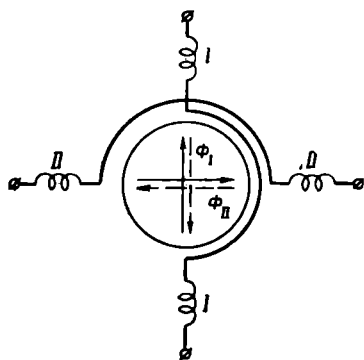


Рис. 1.145. Упрощенная схема неподвижной отклоняющей системы для получения радиально-круговой развертки

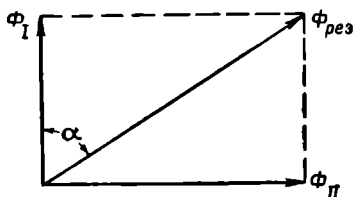


Рис. 1.146. Векторная диаграмма магнитных потоков в отклоняющих катушках

Магнитный поток  $\Phi_I$  первой пары катушек вертикален, а  $\Phi_{II}$  второй пары горизонтален. Результирующий магнитный поток  $\Phi_{рез}$  является геометрической (векторной) суммой этих потоков (рис. 1.146).

Если изменять во времени (модулировать) величину вертикального вектора по закону косинуса, а горизонтального — синуса, то результирующий вектор будет вращаться.

На рис. 1.147 изображены временные диаграммы потоков  $\Phi_I$ ,  $\Phi_{II}$ ,  $\Phi_{рез}$  и векторные диаграммы для четырех моментов времени. Линейно изменяющиеся магнитные потоки  $\Phi_I$  и  $\Phi_{II}$  возникают

одновременно и нарастают одинаковое время, равное длительности прямого хода развертки  $t_n$ . Поэтому результирующий магнитный поток  $\Phi_{рез}$  изменяется во времени также по пилообразному закону.

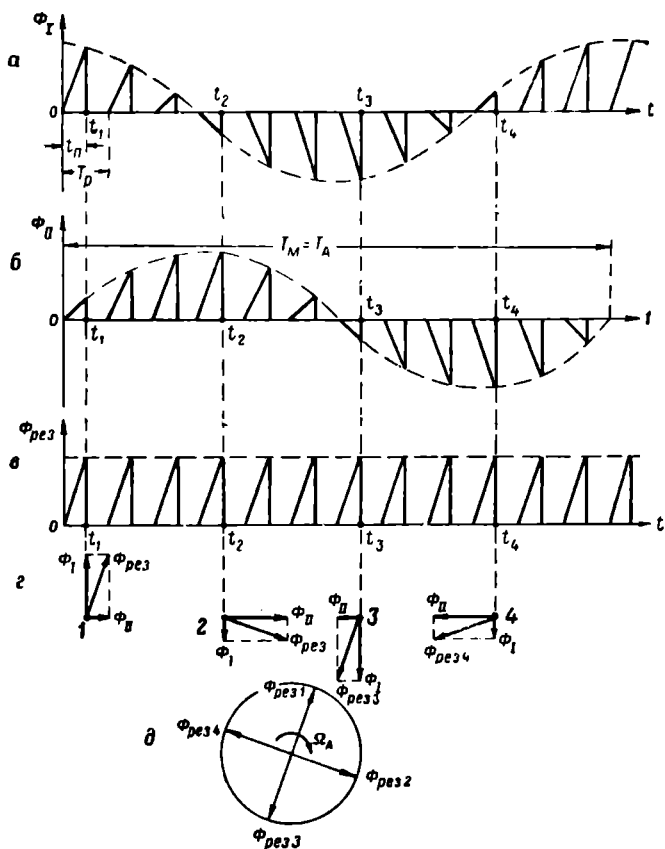


Рис. 1.147. Графики отклоняющих магнитных потоков в ИКО с неподвижными катушками

Амплитудные значения потоков  $\Phi_I$  и  $\Phi_{II}$  изменяются во времени по косинусоидальному и синусоидальному законам. Амплитудное значение  $\Phi_{рез}$  остается при этом постоянным. Направление же вектора  $\Phi_{рез}$  в пространстве все время меняется. В этом можно убедиться, построив векторные диаграммы потоков  $\Phi_I$ ,  $\Phi_{II}$  и  $\Phi_{рез}$  в разные моменты времени (рис. 1.147, г). Из диаграмм видно, что магнитный поток  $\Phi_{рез}$  вращается в пространстве (рис. 1.147, д), совершая один полный оборот за период модуляции  $T_M$ .

Таким образом, для того чтобы поток  $\Phi_{рез}$  вращался с угловой скоростью антенны  $\Omega_A$ , период модуляции  $T_M$  должен быть равен периоду вращения антенны

$$T_A = \frac{2\pi}{\Omega_A}. \quad (1.53)$$

К этому же выводу можно прийти и в результате следующих математических рассуждений.

Пусть

$$\Phi_I = \Phi_m \cos \Omega_A t;$$

$$\Phi_{II} = \Phi_m \sin \Omega_A t.$$

где  $\Phi_I$  и  $\Phi_{II}$  — амплитудные значения потоков в первой и второй катушках;

$\Phi_m$  — максимальное значение амплитуд потоков.

Так как потоки  $\Phi_I$  и  $\Phi_{II}$  взаимно перпендикулярны,

$$\Phi_{рез} = \sqrt{\Phi_I^2 + \Phi_{II}^2} = \sqrt{\Phi_m^2 (\cos^2 \Omega_A t + \sin^2 \Omega_A t)} = \Phi_m.$$

Таким образом, амплитуда результирующего магнитного потока не зависит от времени, она постоянна и равна  $\Phi_m$  — максимальной амплитуде потоков  $\Phi_I$  и  $\Phi_{II}$ .

Покажем теперь, что результирующий магнитный поток вращается в пространстве с угловой скоростью  $\Omega_A$ . Если принять вертикальное направление за начало отсчета, то из рис. 1.146 можно найти угол  $\alpha$  между результирующим потоком и этим направлением:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\Phi_{II}}{\Phi_I} = \frac{\Phi_m \sin \Omega_A t}{\Phi_m \cos \Omega_A t} = \operatorname{tg} \Omega_A t. \quad (1.54)$$

Следовательно,

$$\alpha = \Omega_A t, \quad (1.55)$$

т. е. угол поворота результирующего потока пропорционален времени, а скорость его вращения равна угловой скорости вращения антенны  $\Omega_A$ .

На рис. 1.147 показано небольшое число периодов развертки  $T_p$  за один период вращения антенны  $T_A$ . Реальное соотношение  $T_A$  и  $T_p$  можно получить из следующего примера. Пусть скорость вращения антенны станции равна 10 об/мин, а частота повторения импульсов  $F=1000$  имп/сек. Тогда за время одного оборота антенны  $T_A=6$  сек будет излучаться 6000 импульсов. Следовательно, столько же раз должна прочерчиваться линия развертки на экране индикатора.

Таким образом, в этом случае  $T_A=6000 T_p$  и угол  $\varphi$  между двумя соседними ходами развертки очень мал ( $\varphi = \frac{360^\circ}{6000} = 0,06^\circ$ ).

На основании изложенного можно сделать следующие выводы:

1. Поскольку результирующий магнитный поток линейно нарастает во времени, электронный луч, прочерчивая линию развертки на экране трубки, движется от центра экрана к его краю с постоянной скоростью.

2. Результирующий магнитный поток вращается синхронно с антенной в горизонтальной плоскости; следовательно, направление линии развертки на экране изменяется также синхронно с изменением направления излучения антенны.

3. Длина линии развертки на экране остается неизменной при любом направлении развертки, так как амплитуда результирующего магнитного потока постоянна.

### Устройство отклоняющей системы

Из предыдущего раздела следует, что для создания радиально-круговой развертки при неподвижных катушках необходимо, чтобы последние создавали два взаимно перпендикулярных пилообразных магнитных потока. Амплитуды этих потоков должны быть промодулированы по синусоидальному закону с частотой вращения антенны  $\Omega_A$  (рис. 1.147, а и б).

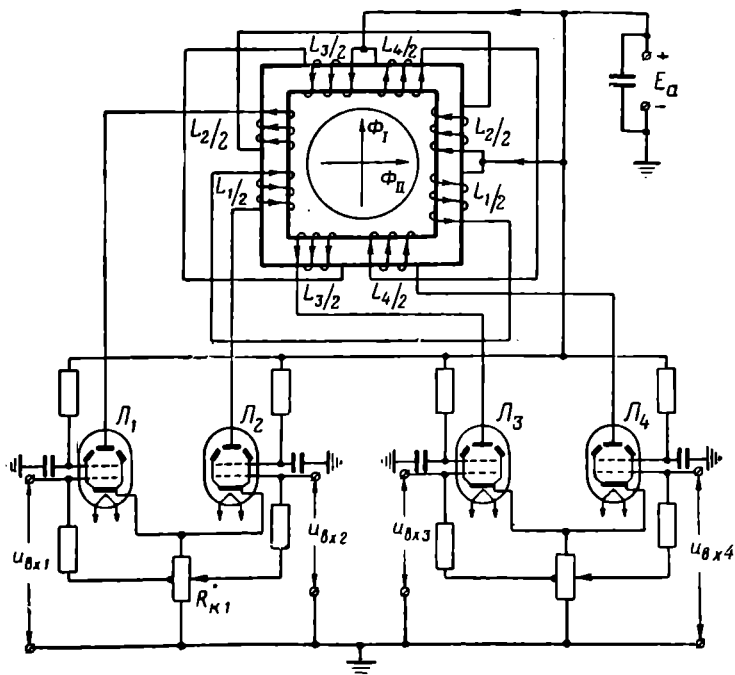


Рис. 1.148. Схема включения неподвижных отклоняющих катушек, служащих для создания радиально-круговой развертки

Поскольку потоки, создаваемые катушками, прямо пропорциональны протекающим по ним токам, для создания таких потоков через две пары взаимно перпендикулярных отклоняющих катушек пропускают пилообразный ток. Изменения токов в катушках должны быть подобны временным диаграммам создаваемых ими потоков. Таким образом, временные диаграммы, приведенные на рис. 1.147, *а, б*, справедливы не только для потоков  $\Phi_I$  и  $\Phi_{II}$ , но и для токов  $i_I$  и  $i_{II}$ , но в ином масштабе.

Обычно для создания таких токов каждую пару катушек включают в анодную цепь двухтактного усилителя тока (рис. 1.148). На вход каждого усилителя подают два противофазных пилообразных напряжения от отдельного парафазного усилителя (рис. 1.149).

Схема двухтактного усилителя тока с одной парой отклоняющих катушек была рассмотрена в предыдущем параграфе.

Конструкция отклоняющего ярма в данной схеме получается более сложной, так как обе пары отклоняющих катушек наматываются на один общий сердечник: первая пара ( $L_1, L_2$ ) — на вертикальные стороны ярма, вторая ( $L_3, L_4$ ) — на горизонтальные.

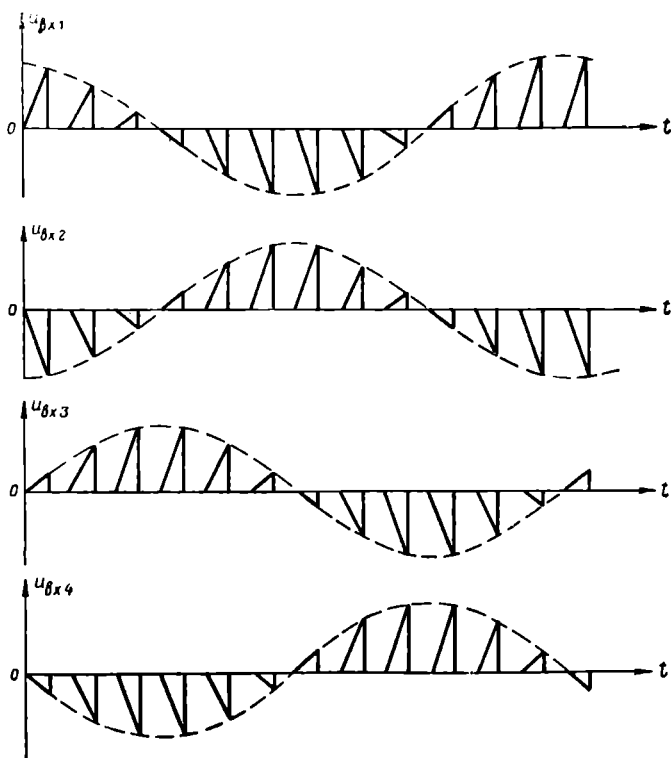


Рис. 1.149. Графики входных напряжений



Катушки  $L_1, L_2$  создают вертикальный поток  $\Phi_1$ , катушки  $L_3, L_4$  — горизонтальный поток  $\Phi_{II}$ .

Отклонение электронного луча в магнитном поле, определяемое по правилу левой руки, всегда перпендикулярно направлению магнитного потока. Поэтому вертикальные катушки являются горизонтально отклоняющими, а горизонтальные — вертикально отклоняющими.

### Упрощенная блок-схема ИКО с неподвижными катушками

Упрощенная блок-схема ИКО с неподвижными катушками приведена на рис. 1.150. Графики напряжений и токов на выходе блоков канала создания радиально-круговой развертки приведены на рис. 1.151.

На вход ИКО одновременно с излучением радиопульсов передатчиком подаются кратковременные положительные импульсы (рис. 1.151, *а*), запускающие ждущий мультивибратор. Последний генерирует отрицательные прямоугольные импульсы (рис. 1.151, *б*), длительностью которых определяется длительность прямого хода развертки. Эти импульсы воздействуют на генератор пилообразного напряжения, с выхода которого пилообразное напряжение (рис. 1.151, *в*) подается на усилитель мощности, а оттуда — на модулятор амплитуды. Специальный каскад — усилитель мощности — требуется потому, что модулятор амплитуды является для предыдущего каскада низкоомной нагрузкой (он представляет собой разновидность сельсин-трансформатора, одна из обмоток которого служит нагрузкой предыдущего каскада). Этот модулятор преобразует пилообразное напряжение постоянной амплитуды в два пилообразных напряжения, амплитуды которых промодулированы по синусоидальному закону с частотой модуляции, равной частоте вращения антенны.

Огибающие этих напряжений должны быть сдвинуты между собой на  $90^\circ$  (рис. 1.151,  $g_1$  и  $g_2$ ).

После модулятора амплитуды канал создания развертки разделяется на два идентичных тракта. Каждый тракт создает ток развертки в одной паре отклоняющих катушек (вертикального либо горизонтального отклонения).

Каждое из двух выходных напряжений модулятора амплитуды поступает на парафазный усилитель соответствующего тракта. Парафазные усилители создают по два противофазных напряжения (рис. 1.151,  $d_1, d_2, d_3, d_4$ ), которые затем через центрирующие схемы подаются на двухтактные усилители тока.

Двухтактные усилители тока создают в отклоняющих катушках токи, а следовательно, и магнитные потоки той же формы, что и выходные напряжения модулятора амплитуды (рис. 1.151,  $ж_1, ж_2$ ). В результате на экране трубки создается радиально-круговая развертка.

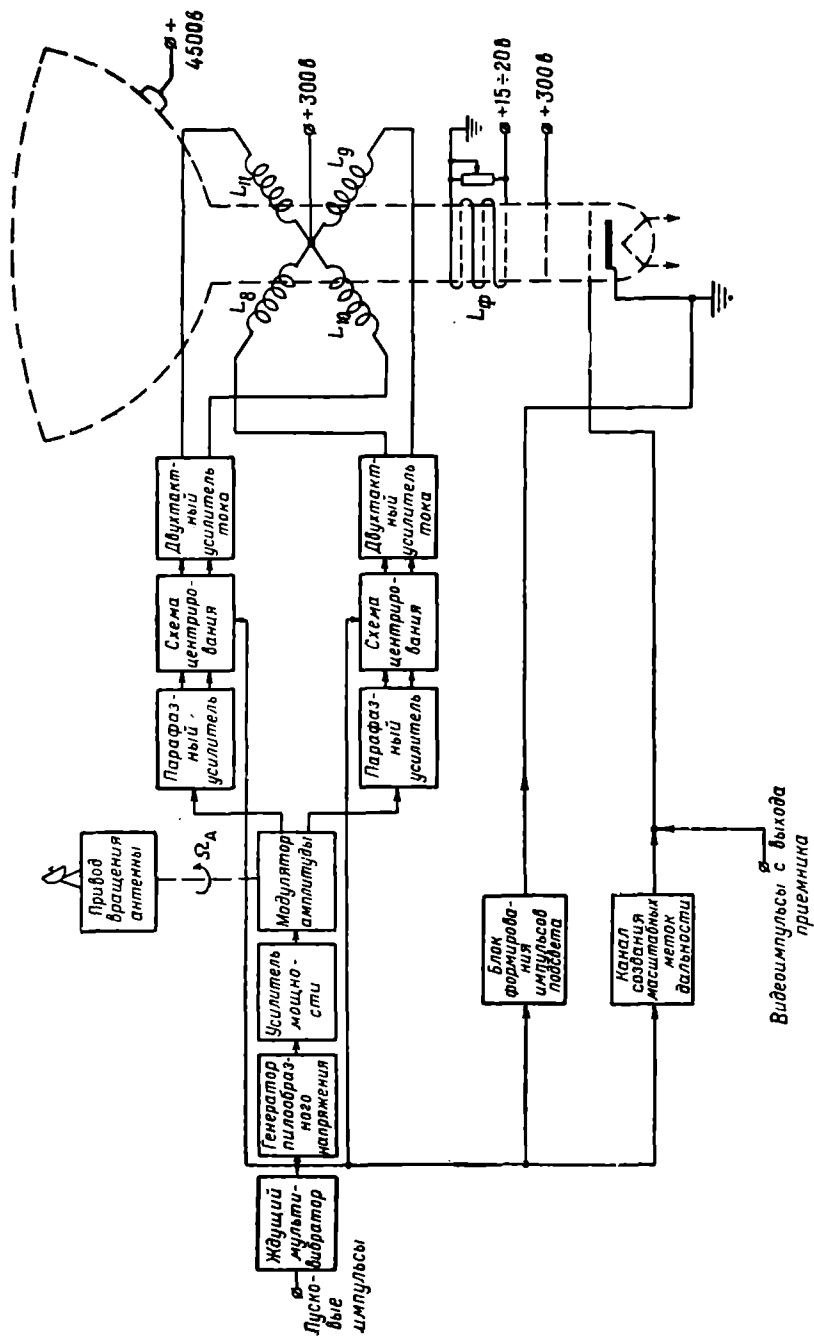


Рис. 1.150. Упрощенная блок-схема ИКО с неподвижными катушками

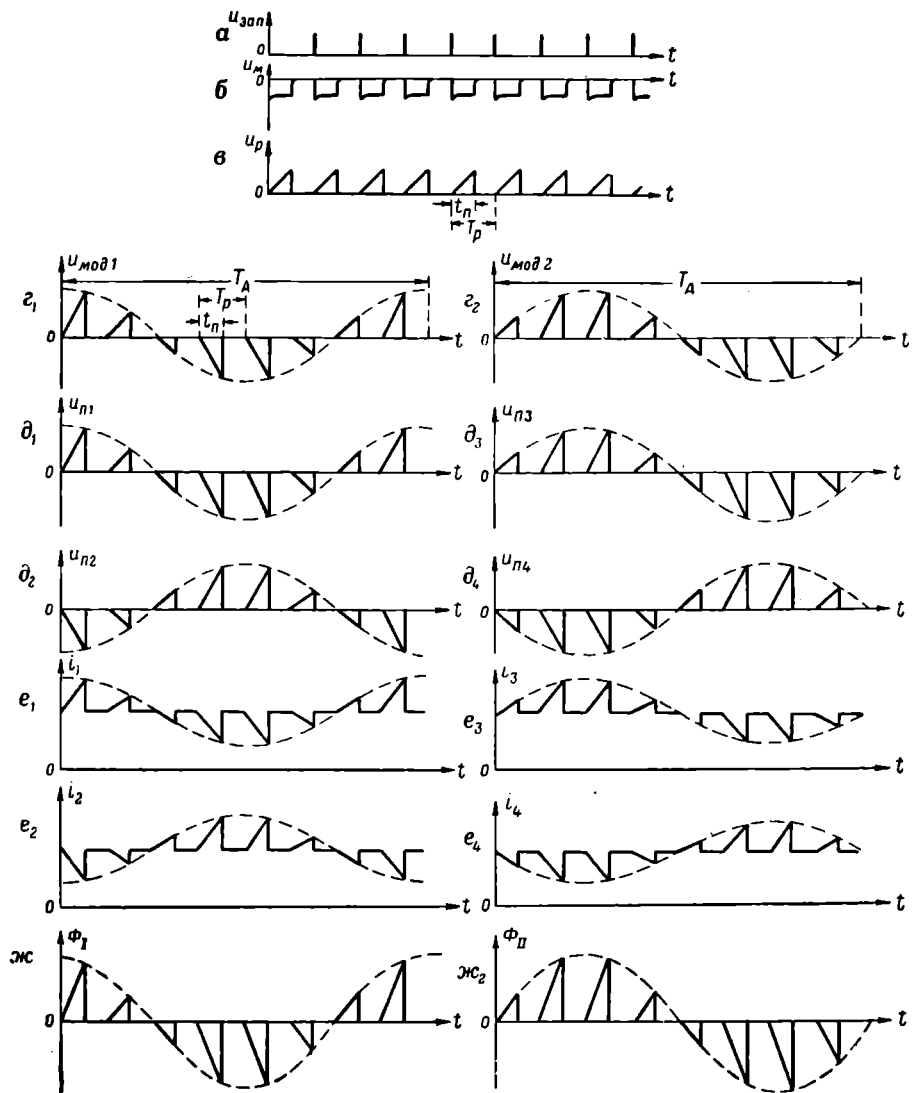


Рис. 1.151. Графики напряжений и токов в канале развертки схемы ИКО с неподвижными катушками

Для того чтобы линии развертки начинались каждый раз точно от центра экрана трубки, в исходном режиме анодные токи всех четырех ламп двухтактных усилителей тока должны быть одинаковы. Для этого используются специальные схемы центрирования, включаемые на входе усилителей. Работа их будет подробно рассмотрена ниже.

Канал создания масштабных меток дальности и блок формирования импульсов подсвета по назначению и принципу действия аналогичны соответствующим блокам ИКО с вращающимися катушками.

Некоторые элементы принципиальной схемы ИКО с неподвижными катушками

В основном все блоки рассматриваемой схемы ИКО относятся к классическим схемам, описанным ранее. Поэтому в настоящем разделе будут рассмотрены схемы и принцип действия только элементов, специфических для данной схемы.

Таковыми элементами являются модулятор амплитуды и схемы центрирования развертки.

**Модулятор амплитуды.** Как уже указывалось, модулятор амплитуды преобразует пилообразное напряжение постоянной амплитуды (рис. 1.151, *в*) в два пилообразных напряжения, промодулированных по косинусоидальному и синусоидальному законам с частотой модуляции, равной частоте вращения антенны (рис. 1.151,  $z_1$  и  $z_2$ ).

Возможны несколько способов осуществления амплитудной модуляции напряжения развертки: с помощью синусно-косинусного потенциометра, сельсин-трансформатора и вращающегося (поворотного) трансформатора. Наибольший интерес представляют последние два способа, схемы осуществления которых представлены на рис. 1.152, *а* и *б*. В первой из них модулятором амплитуды служит сельсин-трансформатор с однофазным ротором и трехфазным статором (рис. 1.152, *а*). Ротор сельсин-трансфор-

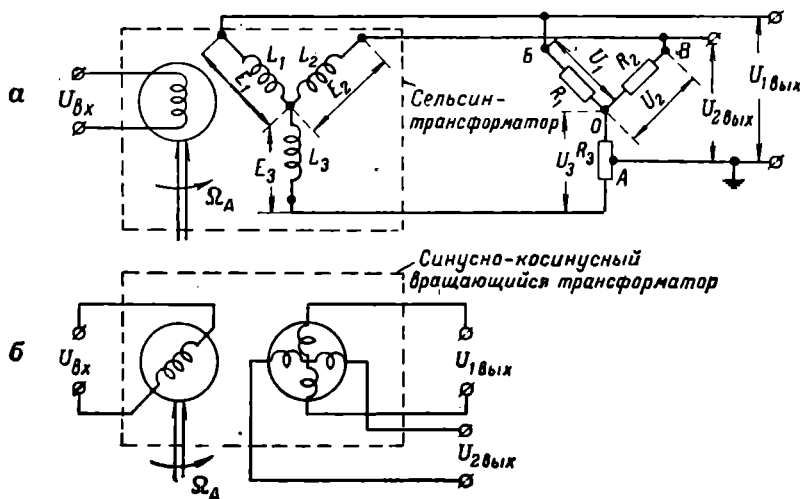


Рис. 1.152. Схемы модуляторов амплитуды:

*а* — модулятор с сельсин-трансформатором; *б* — модулятор с вращающимся трансформатором

матора механически связан с приводом вращения антенны и вращается синхронно с антенной. К роторной обмотке подводятся постоянные по амплитуде пилообразные импульсы напряжения от усилителя напряжения развертки. Статор сельсин-трансформатора нагружен на сопротивления  $R_1, R_2, R_3$ , соединенные звездой.

Чтобы получить два пилообразных напряжения, промодулированных со сдвигом по фазе в  $90^\circ$ , выходные напряжения снимают с зажимов  $AB$  и  $AB$ .

Чтобы убедиться в том, что при определенном положении контактов  $A$  угол между векторами выходных напряжений  $\bar{U}_{1\text{вых}}$  и  $\bar{U}_{2\text{вых}}$  будет равен  $90^\circ$ , рассмотрим векторную диаграмму напряжений в звезде сопротивлений  $R_1, R_2, R_3$  (рис. 1.153).

Из диаграммы видно, что если положение точки  $A$  на сопротивлении  $R_3$  выбрано так, что отрезки  $CA, CD$  и  $CB$  равны, то прямоугольные треугольники  $ADC$  и  $ABC$  равнобедренные. Это означает, что  $\alpha_1 = \alpha_2 = 45^\circ$  и, следовательно, угол между вектором  $\bar{U}_{AD} = \bar{U}_{1\text{вых}}$  и

вектором  $\bar{U}_{AB} = \bar{U}_{2\text{вых}}$  равен  $90^\circ$ . Это условие выполняется в том случае, когда движок  $A$  делит сопротивление таким образом, что  $|\bar{U}_{OA}| = 0,36 |\bar{U}_3|$ .

Действительно, из треугольника  $OCB$  катет  $OC = OB \cos 60^\circ = 0,5 |\bar{U}_2|$ . Таким образом,  $AC = OA + OC = 0,5 |\bar{U}_2| + |\bar{U}_{OA}| = 0,86 |\bar{U}_2|$ . С другой стороны,  $CB = OB \cos 30^\circ = 0,86 |\bar{U}_2|$ . Следовательно,  $AC = CB$  и треугольник  $ABC$  равнобедренный. То же можно сказать и о треугольнике  $ADC$ . Отсюда непосредственно следует, что  $\angle DAB = \alpha_1 + \alpha_2 = 90^\circ$ , т. е. выходные пилообразные напряжения  $U_{1\text{вых}}$  и  $U_{2\text{вых}}$  изменяются со сдвигом фаз в  $90^\circ$ .

Аналогичные выходные напряжения могут быть получены и с помощью модулятора амплитуд, собранного на вращающемся трансформаторе (схема рис. 1.152, б). В этой схеме постоянные по амплитуде пилообразные импульсы подаются на роторную обмотку синусно-косинусного вращающегося трансформатора. При вращении ротора синхронно с антенной со статорных (выходных) обмоток вращающегося трансформатора снимаются пилообразные импульсные напряжения  $U_{1\text{вых}}$  и  $U_{2\text{вых}}$ , амплитуды которых будут промодулированы по синусоидальному и косинусоидальному закону с частотой вращения антенны.

**Схема центрирования развертки.** С анодов ламп парафазных усилителей модулированные по амплитуде пилообразные напряжения подаются через переходные цепи на сетки ламп двухтактных усилителей тока. На рис. 1.154, а показаны графики входных

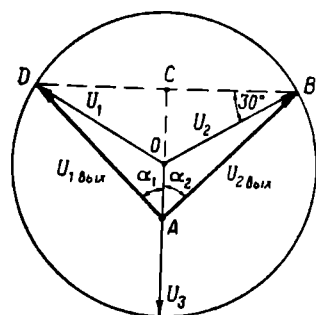


Рис. 1.153. Векторная диаграмма напряжений в звезде сопротивлений модулятора амплитуды

напряжений одного из усилителей тока. Эти напряжения после прохождения переходной цепи (т. е. напряжение на сетках ламп усилителей тока) не содержат постоянной составляющей — они чисто переменные.

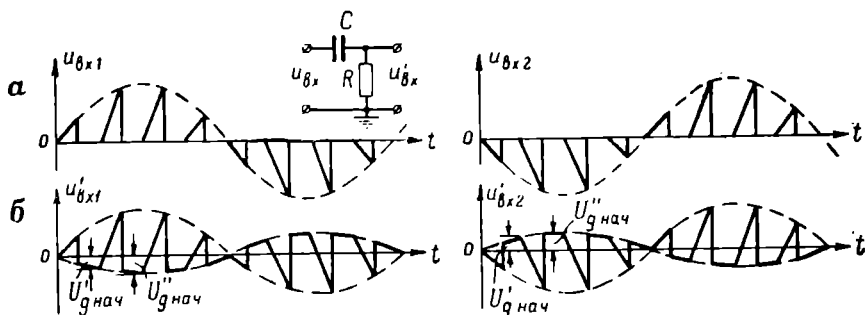


Рис. 1.154. Влияние переходных цепей на начальный уровень амплитудно-модулированного пилообразного напряжения, подаваемого на вход усилителя тока

Поскольку амплитуда пилообразного напряжения в каждый период развертки различна, то величина постоянной составляющей (средние значения напряжения за период развертки) изменяется от периода к периоду.

Графики напряжений на выходе переходных цепей показаны на рис. 1.154, б.

В промежутках между прямыми ходами развертки (во время паузы) на сетки ламп двухтактного усилителя тока подаются напряжения  $U_{g нач}$  противоположной полярности, и токи ламп будут различными. Вследствие этого результирующий магнитный поток катушек, подключенных к анодам ламп, не равен нулю, следовательно, начало развертки будет смещено в сторону от центра экрана. При каждом ходе развертки амплитуда пилообразного напряжения различна, следовательно, различна и величина начального напряжения  $U_{g нач}$ , подаваемого на сетки ламп в промежутках между ходами развертки. Поэтому с каждым новым ходом линия развертки начинается в новой точке экрана (рис. 1.155).

Для устранения этого явления применяются специальные схемы сеточного фиксирования, называемые схемами центрирования развертки. При их помощи начальный уровень напряжения на сетках ламп усилителя тока поддерживается неизменным

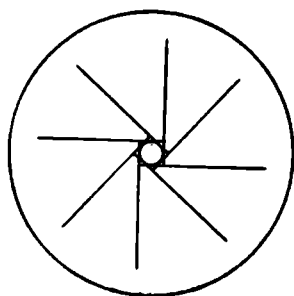


Рис. 1.155. Вид развертки на экране ИКО при отсутствии фиксации напряжения на сетках ламп усилителя тока

(фиксируется), благодаря чему фиксируется в одной точке экрана и положение начала всех линий развертки.

На рис. 1.156, а изображена схема центрирования развертки, поддерживающая неизменный начальный уровень напряжения на сетках двухтактного усилителя тока, собранного на лампах  $\Lambda_1$

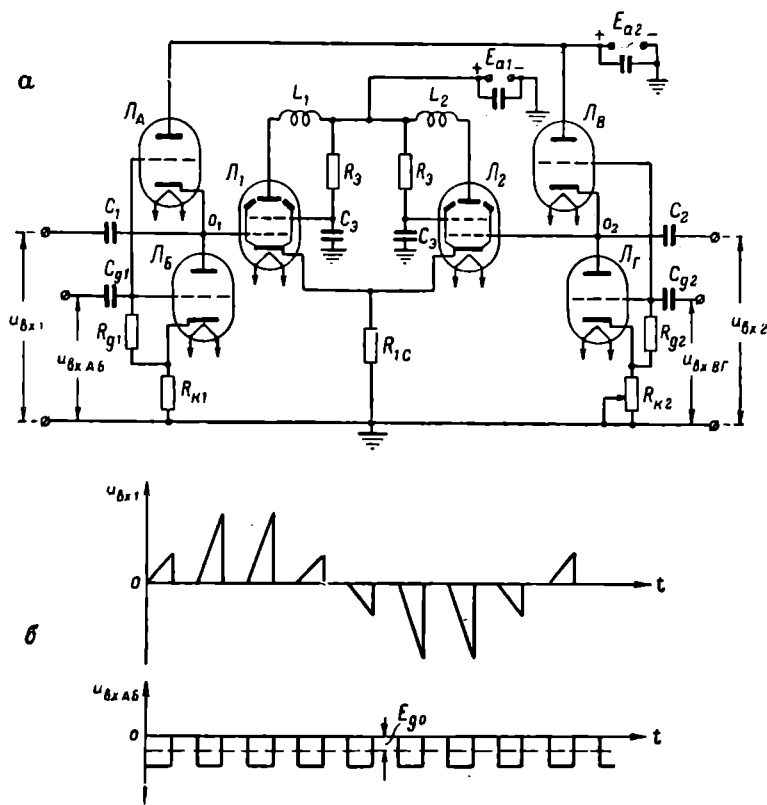


Рис. 1.156. Двухтактный усилитель тока с центрирующей схемой:  
а — принципиальная схема; б — графики входных напряжений

и  $\Lambda_2$ . Лампы  $\Lambda_A$  и  $\Lambda_B$  обеспечивают фиксирование начального уровня напряжения на сетке лампы  $\Lambda_1$ , а лампы  $\Lambda_B$  и  $\Lambda_\Gamma$  — на сетке лампы  $\Lambda_2$ .

С выхода парафазного усилителя модулированные по амплитуде пилообразные импульсы напряжения через конденсатор  $C_1$  подаются на сетку лампы  $\Lambda_1$  и через конденсатор  $C_2$  на сетку лампы  $\Lambda_2$ . Одновременно к сеткам ламп  $\Lambda_A, \Lambda_B, \Lambda_B$  и  $\Lambda_\Gamma$  подводятся отрицательные импульсы, запирающие эти лампы на время прямого хода развертки.

Рассмотрим подробно процесс фиксирования начального уровня напряжения на сетке одной из ламп ( $L_1$ ) усилителя тока.

На рис. 1.156, б показаны графики входных напряжений, действующих на левом плече схемы.

При отсутствии импульсов лампы  $L_A$  и  $L_B$  отперты и образуют вместе с сопротивлением  $R_{k1}$  делитель напряжения.

Сопротивление лампы  $L_A$  постоянному току больше, чем сопротивление лампы  $L_B$ . Действительно, напряжение между сеткой и катодом лампы  $L_B$  равно нулю, а на сетку лампы  $L_A$  подано отрицательное смещение, равное напряжению между анодом и катодом лампы  $L_B$  (анод лампы  $L_B$  подключен к катоду лампы  $L_A$ , а катод лампы  $L_B$  — к сетке лампы  $L_A$ ). Поэтому падение напряжения на лампе  $L_A$  значительно больше, чем на лампе  $L_B$ .

Пусть напряжение между анодом лампы  $L_B$  и землей равно  $+15$  в. Это напряжение подается на сетку лампы  $L_2$  и определяет величину ее анодного тока в исходном режиме.

Следует иметь в виду, что хотя потенциал сетки лампы  $L_1$  положителен ( $U_{g1} = +15$  в), напряжение между сеткой и катодом лампы  $L_1$  отрицательно. Это объясняется тем, что потенциал катода лампы  $L_1$  ( $U_k$ ) выше потенциала сетки:  $|U_{g1}| < |U_k|$ . Поэтому  $U_{gk1} = U_{g1} - U_k < 0$ .

На конденсаторе  $C_1$  существует некоторое начальное напряжение  $U_{C10}$ , причем потенциал правой обкладки конденсатора равен  $+15$  в, так как эта обкладка соединена с анодом лампы  $L_B$  (см. эквивалентную схему, рис. 1.157, а).

Входное сопротивление  $Z_{вх1}$  лампы  $L_1$  очень велико — десятки мегом (лампа работает при  $U_{gk} < 0$ ). Оно имеет активную  $R_{вх}$  и емкостную  $X_{Cвх}$  составляющие.

При воздействии положительного пилообразного импульса конденсатор  $C_1$  и сопротивление  $Z_{вх1}$  образуют делитель напряжения (рис. 1.157, б). Лампы  $L_A$  и  $L_B$  на это время запираются (см. графики входных напряжений, рис. 1.154, б). Так как емкость конденсатора  $C_1$  велика (примерно  $2000$  пф), его сопротивление  $X_C$  мало по сравнению с сопротивлением  $Z_{вх}$  (рис. 1.157). Поэтому входное напряжение выделяется почти полностью на входном сопротивлении лампы, т. е. оказывается приложенным между сеткой и катодом лампы  $L_1$ . Однако некоторая, очень небольшая, часть входного напряжения  $\Delta U_{C1}$  выделяется и на конденсаторе  $C_1$ , изменяя разность потенциалов  $U_{C10}$  между его обкладками.

После окончания действия входного пилообразного напряжения потенциал левой обкладки конденсатора  $C_1$ , соединенной с верхним зажимом источника входного напряжения, возвращается к исходному значению. Потенциал правой обкладки конденсатора (а следовательно, потенциал точки  $O_1$  схемы) оказывается ниже исходного значения  $+15$  в вследствие изменения напряжения на конденсаторе  $\Delta U_{C1}$ .



По окончании импульса лампы  $L_A$  и  $L_B$  вновь отпираются. Так как они образуют делитель напряжения, установившийся потенциал точки  $O_1$  определяется при этом соотношением их внутренних сопротивлений — он возвращается к исходному значению

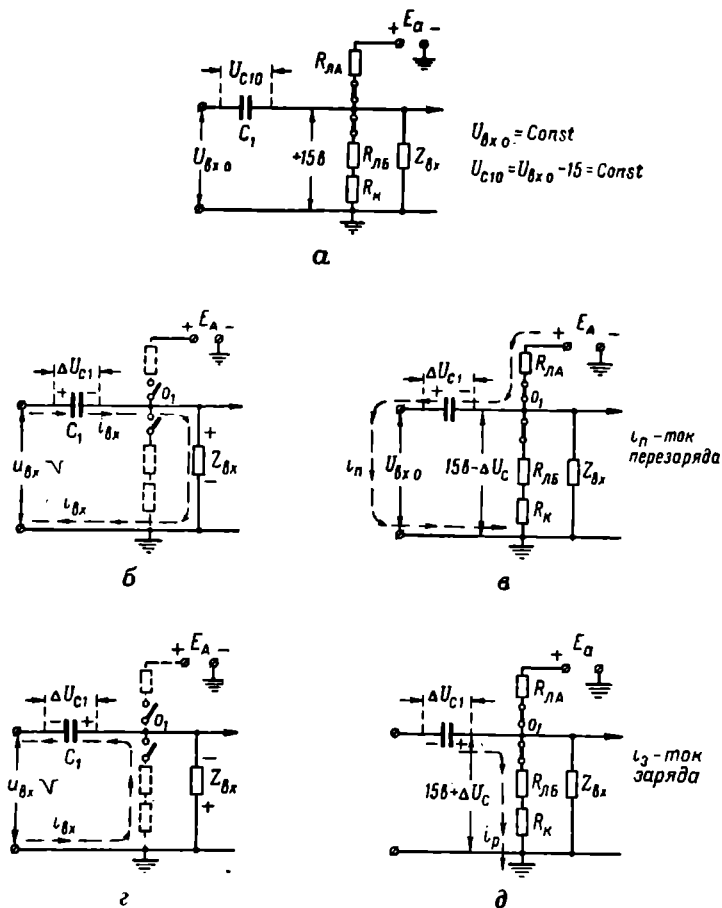


Рис. 1.157. Эквивалентные схемы каскада центрирования развертки для различных моментов времени

+15 в. Это происходит по мере перезаряда конденсатора  $C_1$  через сопротивление  $R_{ЛA}$  (рис. 1.157, в). Перезаряд кончается, когда потенциал правой обкладки становится равным 15 в.

Таким образом, к началу очередного хода развертки потенциал сетки лампы  $L_1$  по-прежнему оказывается равным +15 в. В данном случае это произошло благодаря перезаряду конденсатора  $C_1$  через фиксирующую лампу  $L_A$ .

При действии отрицательного пилообразного импульса процессы отличаются от рассмотренных тем, что на конденсаторе  $C_1$  создается небольшое дополнительное напряжение  $\Delta U_{C1}$ , приложенное плюсом к правой обкладке конденсатора и минусом к левой (рис. 1.157, *з*). Вследствие этого результирующая разность потенциалов между обкладками увеличивается.

После окончания импульса пилообразного напряжения потенциал левой обкладки конденсатора  $C_1$  возвращается к исходному уровню, а правой (т. е. точки  $O_1$ ) оказывается выше  $+15$  в на величину  $\Delta U_{C1}$ .

При отпирании ламп  $L_A$  и  $L_B$  потенциал точки  $O_1$  возвращается к исходному значению по мере разряда конденсатора  $C_1$  через фиксирующую лампу  $L_B$  (рис. 1.157, *д*).

Следовательно, по окончании действия пилообразного напряжения любой полярности независимо от того, повышается или понижается потенциал сетки усилителя пилообразного тока, центрирующая схема возвращает его к заданному уровню, в данном случае  $+15$  в.

Вторая фиксирующая схема, собранная на лампах  $L_B$  и  $L_G$ , поддерживает такой же потенциал на сетке лампы  $L_2$ . Таким образом, в результате действия фиксирующих схем сохраняется постоянство начальных значений анодных токов ламп  $L_1$  и  $L_2$  и каждый новый ход развертки начинается из одной и той же точки.

Для смещения начала развертки по экрану изменяется исходный постоянный потенциал на сетке одной из ламп усилителя тока (рис. 1.156 — на сетке лампы  $L_2$ ). Для этого сопротивление  $R_{k2}$  в катодной цепи фиксирующих ламп  $L_B$  и  $L_G$  сделано переменным. При изменении исходного потенциала сетки лампы  $L_2$  изменяется начальное значение анодного тока  $I_{a20}$ , что приводит к изменению исходного значения результирующего магнитного потока  $\Phi_{рез}$ , и линия развертки начинается из другой точки экрана. Так осуществляется выбор начальной точки линии развертки на экране индикатора — центрирование начала развертки.

Выше были рассмотрены центрирующие схемы лишь одного из двухтактных усилителей тока (на лампах  $L_1$  и  $L_2$ ). Аналогичные схемы имеются и в другом усилителе. Если в одном из них развертка центрируется по горизонтали, то в другом — по вертикали.

### Принципиальная схема ИКО с неподвижными отклоняющими катушками

На рис. 1.158 приведена принципиальная схема ИКО с неподвижными отклоняющими катушками. Она соответствует ранее рассмотренной упрощенной схеме (рис. 1.150). В ней имеются два основных канала — канал создания радиально-круговой развертки и канал формирования масштабных отметок дальности, а также

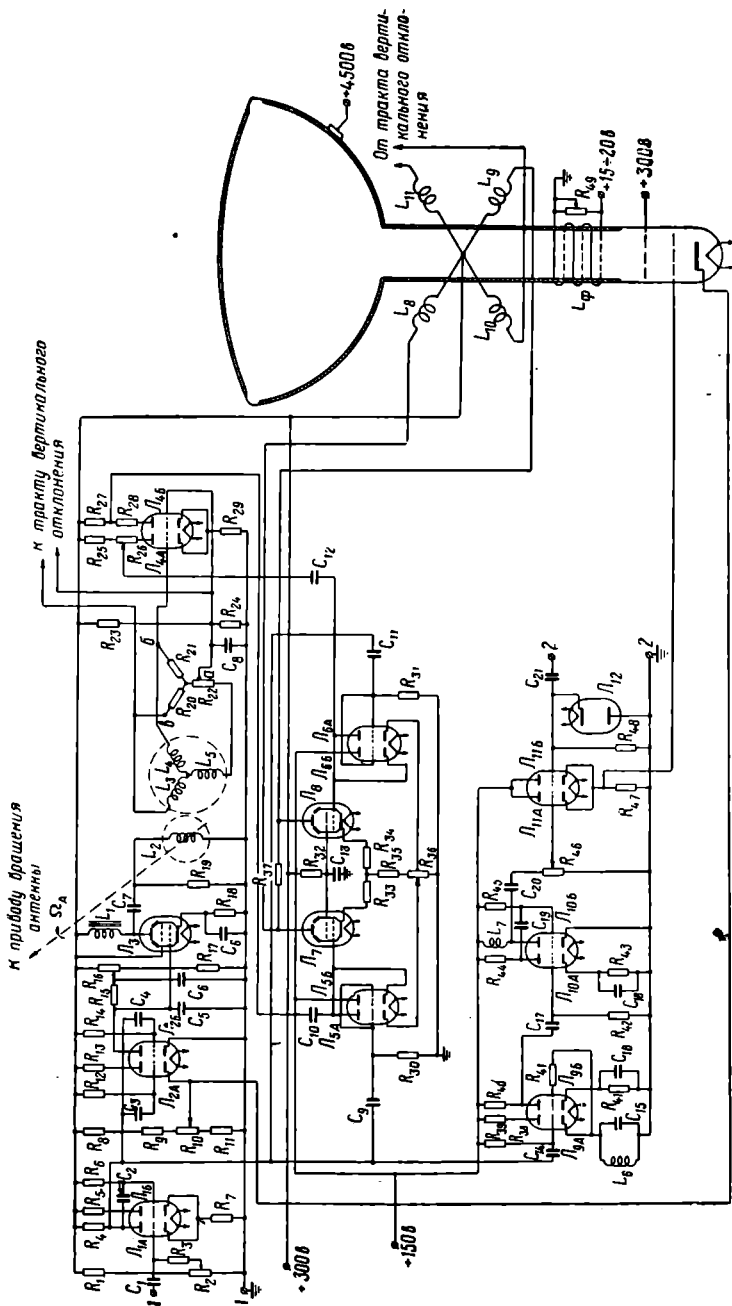


Рис. 1.158. Принципиальная схема индикатора кругового обзора с неподвижными отклоняющими катушками

каскад формирования импульсов подсвета и электронно-лучевая трубка с магнитным управлением.

**Канал создания радиально-круговой развертки.** Графики напряжений и токов в отдельных каскадах канала создания радиально-круговой развертки соответствуют приведенным на рис. 1.151.

ИКО запускается кратковременными положительными импульсами (рис. 1.151, *a*), поступающими на зажимы  $I, I$  одновременно с излучением каждого прямого импульса в пространство. Запускающие импульсы подаются на управляющую сетку лампы  $\mathcal{L}_{1A}$  ждущего мультивибратора, собранного на двух половинах двойного триода  $\mathcal{L}_1$  по схеме с катодной связью.

С анода лампы  $\mathcal{L}_{1A}$  снимаются отрицательные импульсы, по форме близкие к прямоугольным (рис. 1.151, *b*). Длительность их, определяющая длительность прямого хода развертки, можно регулировать потенциометром  $R_2$ .

С выхода ждущего мультивибратора отрицательные импульсы через переходную цепь  $C_4R_{14}$  поступают на сетку лампы  $\mathcal{L}_{2B}$  генератора пилообразного напряжения. Под действием отрицательного прямоугольного импульса лампа  $\mathcal{L}_{2B}$  запирается. Напряжение на ее аноде стремится возрасти до величины, определяемой положением движка потенциометра  $R_{16}$ , и конденсатор  $C_5$  заряжается через сопротивление  $R_{15}$ . Напряжение, создающееся при этом на конденсаторе  $C_5$ , по форме близко к пилообразному (рис. 1.151, *в*). Чтобы оно было линейным, постоянная времени цепи заряда конденсатора  $C_5$  должна быть достаточно велика. Сопротивление  $R_{15}$  берется не менее нескольких сотен килоом при емкости конденсатора  $C_5$  в тысячи пикофарад.

Амплитуду пилообразного напряжения, снимаемого с выхода генератора пилообразного напряжения, можно регулировать в небольших пределах потенциометром  $R_{16}$ .

Пилообразные импульсы, снимаемые с выхода этого каскада, усиливаются как по напряжению, так и по току усилителем мощности, собранным на лучевом тетраде  $\mathcal{L}_3$ . Анодной нагрузкой усилителя мощности является дроссель низкой частоты  $L_1$  с индуктивностью около десяти генри.

Следующий каскад — модулятор амплитуды, представляющий собой сельсин-трансформатор, ротор которого  $L_2$  механически связан с приводом вращения антенны и подключен к выходу усилителя мощности через переходную цепь  $C_7R_{19}$ . Статор сельсин-трансформатора ( $L_3, L_4, L_5$ ) нагружен на сопротивления  $R_{20}, R_{21}, R_{22}$ , соединенные звездой, с которых снимаются два пилообразных напряжения, промодулированных по синусоидальному закону со сдвигом фаз  $90^\circ$  (рис. 1.151,  $e_1$  и  $e_2$ ). Процесс формирования таких напряжений рассмотрен в предыдущем разделе.

После модулятора амплитуды канал создания развертки разделяется на два идентичных автономных тракта — тракт создания

тока развертки в катушках  $L_8, L_9$  горизонтального отклонения и тракт создания тока развертки в катушках  $L_{10}, L_{11}$  вертикального отклонения. Каждый из них содержит парафазный усилитель, схему фиксирования и двухтактный усилитель тока развертки. На каждый тракт поступает одно из пилообразных напряжений, снимаемых с выхода модулятора амплитуды. Напряжение, поступающее в тракт горизонтального отклонения, снимается с точек  $ab$  модулятора амплитуды. С точек  $ab$  снимается напряжение на вход тракта вертикального отклонения.

На рис. 1.158 показаны лишь элементы, относящиеся к тракту горизонтального отклонения.

Снимаемое с точек  $ab$  пилообразное напряжение подается на сетку лампы  $L_{4A}$  парафазного усилителя, собранного по схеме с катодной связью. Благодаря отрицательной обратной связи частотные и нелинейные искажения при усилении пилообразных напряжений уменьшаются.

На анодах ламп  $L_{4A}$  и  $L_{4B}$  парафазного усилителя создаются два противофазных (парафазных) пилообразных напряжения (рис. 1.151,  $d_1$  и  $d_2$ ).

При помощи переменного сопротивления  $R_{26}$  регулируется амплитуда одного из выходных парафазных напряжений. Эта регулировка дает возможность симметризовать схему и компенсировать разброс параметров ламп и сопротивлений обоих плеч усилителя. Выходные напряжения парафазного усилителя (рис. 1.151,  $d_1$  и  $d_2$ ) через центрирующие схемы, собранные на двойных триодах  $L_5$  и  $L_6$ , подаются на сетки ламп  $L_7$  и  $L_8$  двухтактного усилителя пилообразного тока.

Принцип работы схем центрирования рассматривался в предыдущем разделе.

Центрирующие схемы поддерживают неизменным (фиксируют) начальный уровень напряжений на сетках ламп двухтактных усилителей тока развертки. Этим достигается постоянство исходных значений анодных токов ламп  $L_7$  и  $L_8$  при любом ходе развертки, благодаря чему развертка начинается всегда из одной и той же точки экрана.

Двухтактный усилитель пилообразного тока развертки собран на лучевых тетрадах  $L_7$  и  $L_8$ . Его анодной нагрузкой служат горизонтально отклоняющие катушки  $L_8, L_9$ , к средней точке которых подключен источник анодного напряжения. В катодные цепи ламп, помимо сопротивлений смещения  $R_{35}, R_{36}$ , подключены сопротивления  $R_{33}, R_{34}$  величиной в сотни ом, играющие роль сопротивлений отрицательной обратной связи. Отрицательная обратная связь уменьшает частотные и нелинейные искажения.

Изменяя положения движка на сопротивлении смещения  $R_{36}$ , можно изменять начальный потенциал сетки, а следовательно, и величину начального анодного тока лампы  $L_7$ . При помощи этого переменного сопротивления можно изменять начальный магнит-

ный поток в горизонтально отклоняющих катушках и, следовательно, перемещать центр развертки влево или вправо по экрану электронно-лучевой трубки.

**Канал формирования масштабных меток дальности.** Графики напряжений в канале формирования масштабных меток дальности приведены на рис. 1.159.

Схема формирования масштабных меток запускается отрицательным прямоугольным импульсом, поступающим со ждущего мультивибратора канала развертки (рис. 1.159, а). Первый каскад

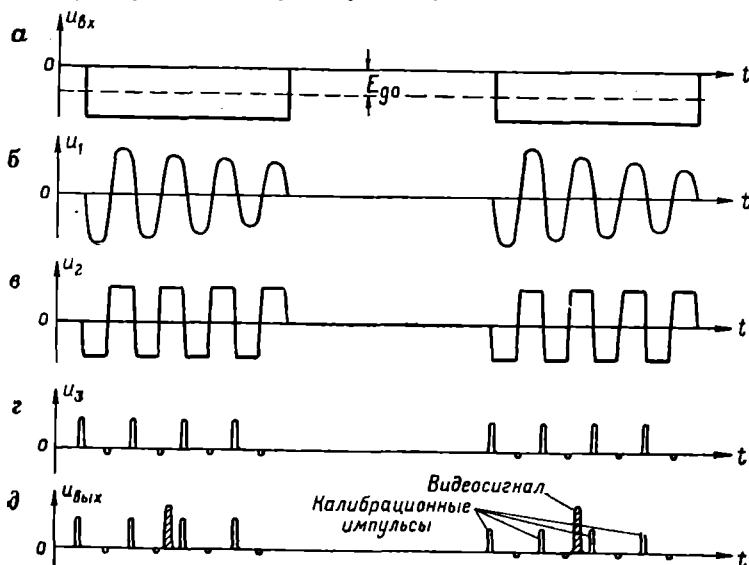


Рис. 1.159. Графики напряжений в канале формирования масштабных меток

схемы собран на лампе  $L_{9A}$  и представляет собой генератор синусоидальных колебаний с контуром ударного возбуждения  $L_6C_{15}$ , включенным в цепь катода лампы.

При поступлении на сетку лампы  $L_{9A}$  отрицательного прямоугольного импульса лампа запирается и в контуре возникает серия синусоидальных колебаний (рис. 1.159, б). Длительность серии определяется продолжительностью запускающих импульсов, т. е. временем прямого хода радиально-круговой развертки.

На триоде  $L_{9B}$  собран двусторонний сеточно-анодный ограничитель, а на триоде  $L_{10A}$  — схема ограничения отсечкой анодного тока. После двукратного ограничения и усиления форма напряжения на выходе ограничительных каскадов становится близкой к прямоугольной (рис. 1.159, в). Это напряжение подается на сетку лампы  $L_{10B}$  схемы дифференцирования с помощью катушки индуктивности  $L_7$ . Эта лампа запирается при отрицательных полу-

периодах прямоугольного напряжения. В моменты запирания на аноде лампы возникают кратковременные положительные импульсы (рис. 1.159, *з*).

Потенциометром  $R_{46}$ , включенным на выходе каскада, амплитуда этих импульсов регулируется так, чтобы получить желаемую яркость свечения масштабных меток на экране трубки.

На лампах  $L_{11A}$  и  $L_{11B}$  собран усилительный каскад с общей катодной нагрузкой, называемой обычно смесителем. На сетку триода  $L_{11A}$  поступают положительные масштабные импульсы с анода лампы  $L_{10B}$ , на сетку триода  $L_{11B}$  — положительные видеоимпульсы с выхода приемника. Диод  $L_{12}$ , подключенный параллельно участку сетка — катод лампы  $L_{11B}$ , фиксирует видеоимпульсы снизу на нулевом уровне. На общей катодной нагрузке  $R_{47}$  выделяется сумма сигналов, поступающих на сетки обеих половин двойного триода. Этот суммарный сигнал (рис. 1.159, *д*) подводится к управляющему электроду трубки.

Применение специального смесительного каскада, собранного по схеме с катодной нагрузкой, устраняет взаимное влияние цепей видеоусилителя, калибратора и электронно-лучевой трубки.

**Каскад формирования импульсов подсвета.** Каскад с катодной нагрузкой, собранной на лампе  $L_{2A}$ , не входит ни в один из основных каналов ИКО. Он служит для формирования импульсов подсвета прямого хода развертки. Для этого используются отрицательные импульсы, снимаемые с анода лампы  $L_{1A}$  ждущего мультивибратора на сетку лампы  $L_2$ .

С катодной нагрузки лампы  $L_{2A}$  отрицательные импульсы подводятся к катоду электронно-лучевой трубки, отпирая ее на время прямого хода развертки. Уровень постоянной составляющей напряжения на катоде этой лампы можно изменять потенциометром  $R_{10}$ , входящим в делитель напряжения, включенный между зажимом «+300 в» и землей. Благодаря такой схеме на катод трубки в исходном режиме подается некоторый положительный потенциал, запирающий трубку. При воздействии на сетку лампы  $L_{2A}$  отрицательного прямоугольного импульса потенциал ее катода уменьшается и трубка отпирается.

При перемещении движка потенциометра  $R_{10}$  изменяется потенциал катода электронно-лучевой трубки, а следовательно, и яркость свечения линии развертки.

#### 4. Индикатор кругового обзора со смещенным центром

Радиально-круговая развертка, используемая в индикаторах кругового обзора, удобна для одновременного наблюдения за многими целями. Однако получить крупный масштаб изображения одновременно с большим полем обзора невозможно. Поэтому для получения более крупного масштаба изображения и повышения разрешающей способности индикатора часто используют индикатор со смещенным центром (рис. 1.160, *а*). Он отличается

от обычного ИКО с вращающимися катушками лишь тем, что точка начала радиальных линий развертки (центр развертки) смещена относительно центра экрана трубки. Как видно из рисунка, масштаб изображения при этом увеличивается за счет уменьшения поля обзора.

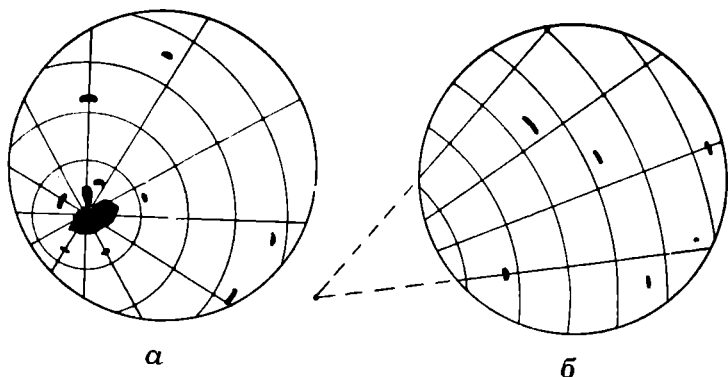


Рис. 1.160. Вид экрана индикатора кругового обзора со смещенным центром:  
 а — центр развертки смещен в пределах экрана; б — центр развертки смещен за пределы экрана

Смещение центра развертки обычно достигается применением отдельной отклоняющей системы, состоящей из двух пар взаимно перпендикулярных катушек (рис. 1.161).

Катушки смещения центра наматываются на стальной сердечник; развертывающая катушка — без сердечника и обычно находится внутри квадратного сердечника со смешивающими катушками (рис. 1.162).

Изменяя потенциометрами  $R_1$  и  $R_{11}$  (рис. 1.162, а) величину постоянного тока, протекающего через катушки, можно сместить центр развертки в любую точку экрана и даже вывести его за пределы экрана (рис. 1.160, б).

Часто в индикаторе кругового обзора имеется возможность плавно смещать центр. В этом случае один и тот же индикатор по желанию используется как индикатор со смещенным центром или как обычный индикатор кругового обзора.

Индикаторы кругового обзора со смещенным центром применяются в тех случаях, когда нет необходимости изображать на экране

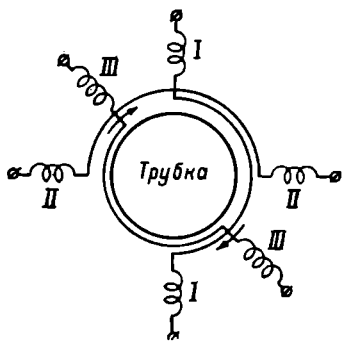


Рис. 1.161. Упрощенная схема отклоняющей системы ИКО со смещенным центром:

I-I — катушка горизонтального смещения; II-II — катушка вертикального смещения; III-III — вращающаяся катушка



индикатора все цели в радиусе действия станции, а достаточно наблюдать лишь цели в заданном секторе. Координаты обнаруженных целей в таких ИКО обычно отсчитываются при помощи электронного масштаба, т. е. при помощи масштабных отметок дальности и азимута, создаваемых специальными электронными схемами.

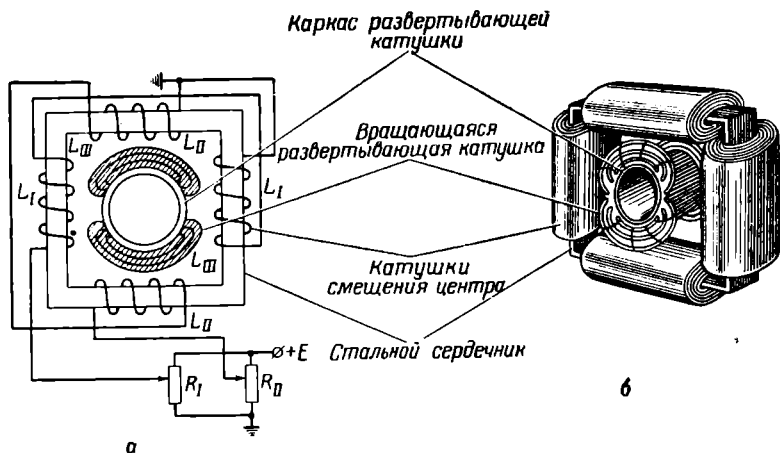


Рис. 1.162. Конструкция отклоняющей системы ИКО со смещенным центром:

а — схема выключения катушек смещения центра; б — общий вид отклоняющей системы

## 5. Индикаторы кругового обзора с радиально-трансформированной разверткой

Иногда возникает необходимость иметь индикатор с высокой разрешающей способностью по какой-либо координате без существенного ограничения зоны наблюдения по другим координатам. В таких случаях применяются индикаторы с трансформированными развертками.

Радиально-круговая развертка чаще всего трансформируется в радиальном направлении при помощи сдвига начала развертки или применением нелинейной шкалы расстояния.

В данном разделе рассматриваются два вида радиально-трансформированной развертки, трансформация которых основана на сдвиге начала развертки.

### Индикатор кругового обзора с растянутым центром

На обычном ИКО затруднено точное определение азимута цели, расстояние до которой на экране индикатора мало по сравнению с общей длиной линии развертки. Эту трудность можно

устранить, растянув центральную область развертки в окружность с достаточно большим радиусом (рис. 1.163, б). При этом длина радиуса-вектора до ближайшей цели возрастает и азимут близких целей определяется более точно.

Такой индикатор называют индикатором с растянутым или открытым центром.

На рис. 1.163 изображена картина воздушной обстановки на экране обычного ИКО (рис. 1.163, а) и на экране ИКО с растянутым центром (рис. 1.163, б) <sup>1</sup>.

Из рисунков видно, что отметки групповых целей, расположенных на близком расстоянии, сливаются на экране обычного ИКО и видны раздельно на экране индикатора с растянутым центром.

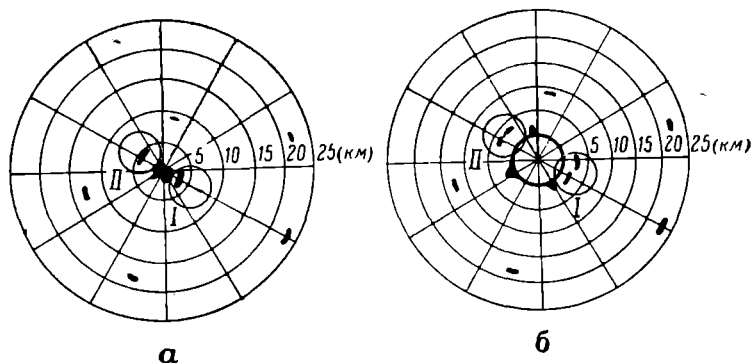


Рис. 1.163. Картина воздушной обстановки на экране ИКО со шкалой дальности на 25 км:

а — при обычной радиально-круговой развертке; б — при радиально-круговой развертке с растянутым центром

Для растягивания (открытия) центра пусковые импульсы передатчика задерживаются во времени относительно импульсов, запускающих развертку индикатора.

Если при обычной радиально-круговой развертке передатчик и схема формирования развертки индикатора запускаются одновременно и начало каждого очередного хода развертки на экране совпадает с моментом излучения импульса передатчиком, то при растягивании центра начало каждого хода развертки опережает на некоторое время момент запуска передатчика. Благодаря этому точки развертки, соответствующие нулю дальности, находятся не в центре экрана, а на некотором расстоянии от него. Это расстояние определяется временем задержки пусковых импульсов передатчика и может регулироваться. Обычно оно не превышает  $\frac{1}{5}$  радиуса трубки.

<sup>1</sup> Для сравнения расположения отметок целей на экранах обычного ИКО и на экранах ИКО с радиально-деформированными развертками на рис. 1.163 и 1.164 некоторые групповые цели выделены в кружки и пронумерованы.

В индикаторе с растянутым центром шкалы расстояний и азимута остаются линейными. К недостаткам этого индикатора следует отнести то, что размеры и относительное положение сигналов цели на экране индикатора искажаются, особенно вблизи от начала развертки.

Индикаторы с растянутым центром широко применяются для привода и посадки самолетов на аэродромы и авианосцы.

Обычно центр растягивается в них только в течение небольшого отрезка времени (например, во время посадки самолетов), в остальное время индикатор используется как обычный индикатор кругового обзора.

### Индикатор кругового обзора с задержанной разверткой

Нередко детальный обзор пространства бывает необходим лишь в пределах некоторой достаточно удаленной зоны, но без потери большого угла обзора, характерной для ИКО со смещенным центром. В таких случаях применяется радиально-круговая развертка, задержанная во времени и растянутая по дальности.

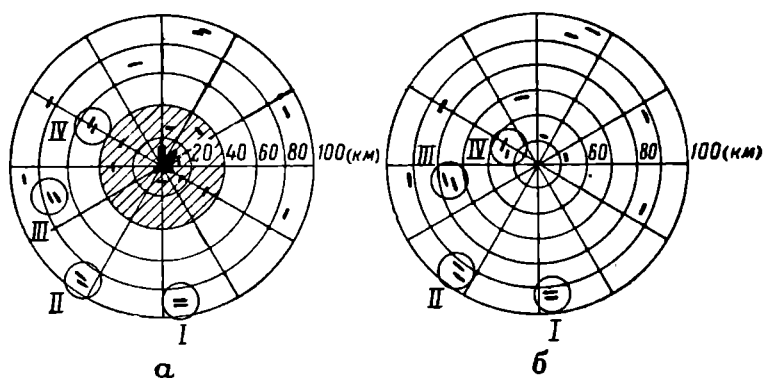


Рис. 1.164. Картина воздушной обстановки на экране ИКО со шкалой дальности на 100 км:

а — при обычной радиально-круговой развертке; б — при радиально-круговой развертке, задержанной на 40 км

Подлежащая обзору кольцевая область (рис. 1.164, а, незатрихованная часть) на экране индикатора превращается в полный круг (рис. 1.164, б).

Подобную развертку называют задержанной, поскольку для ее получения необходима задержка во времени радиальной развертки относительно пусковых импульсов передатчика. Для получения такой задержки применяют временную задержку импульса, запускающего схему развертки.

Отличие схемы индикатора кругового обзора с задержанной разверткой от обычных ИКО заключается лишь в наличии каскада задержки, являющегося обычно первым каскадом индикатора.

В простейшем случае временная задержка запускающего импульса может осуществляться с помощью искусственной длинной линии. Однако при использовании искусственной линии затруднено регулирование времени задержки. Поэтому чаще всего в качестве схемы задержки используют обычный ждущий мультивибратор с катодной связью. Для повышения стабильности временной задержки иногда применяются меры повышения стабильности напряжений, питающих цепи анода и накала ламп ждущего мультивибратора задержки.

В индикаторе с задержанной разверткой и в индикаторе с растянутым центром шкалы расстояния и азимута сохраняют линейность. Однако искажение размеров и относительного расположения сигналов цели при задержанной развертке весьма велико, особенно вблизи центра. По мере приближения к краю экрана геометрические искажения уменьшаются.

Индикатор с задержанной разверткой применяется в тех случаях, когда требуется повысить точность измерения дальности удаленных целей. Применение этого индикатора увеличивает также помехоустойчивость радиолокационной станции.

## **6. Индикаторы кругового обзора со знаковой индикацией**

В ряде случаев в индикаторах кругового обзора, предназначенных для наблюдения за воздушной обстановкой, целесообразно использование методов знаковой индикации целей. Знаковая индикация целей позволяет существенно увеличить объем информации, воспроизводимой на экране индикатора, путем совмещения обычного радиолокационного изображения воздушной обстановки в радиусе действия РЛС с дополнительной информацией о каждой цели, воспроизводимой на том же экране в виде цифр, букв или специальных условных знаков. К этой дополнительной информации обычно относятся сведения о высоте, скорости и курсе воздушных целей, характер целей и их принадлежность.

Знаковые индикаторы могут осуществляться как на базе обычных, так и на базе специальных ЭЛТ. В первом случае знаки на экране трубки могут воспроизводиться телевизионным методом или с помощью специальных систем программного управления, которые перемещают электронный луч таким образом, что последний как бы рисует на экране трубки соответствующий индекс или знак. Однако обычные ЭЛТ в знаковых индикаторах используются сравнительно редко. Это объясняется сложностью управляющих схем и сравнительно большим временем, затрачиваемым на воспроизведение знаков.

Более распространены индикаторы, в которых используются специальные ЭЛТ, например характероны.

Функциональная блок-схема ИКО со знаковой индикацией с использованием характрона приведена на рис. 1.165.

Схема является упрощенной, на ней показаны только основные блоки — электронно-цифровая вычислительная машина (ЭЦВМ), схема управления характроном и сама знаковая трубка-характрон. Вспомогательные элементы управления трубкой — система фокусировки, блок питания и прочие на схеме не приведены.

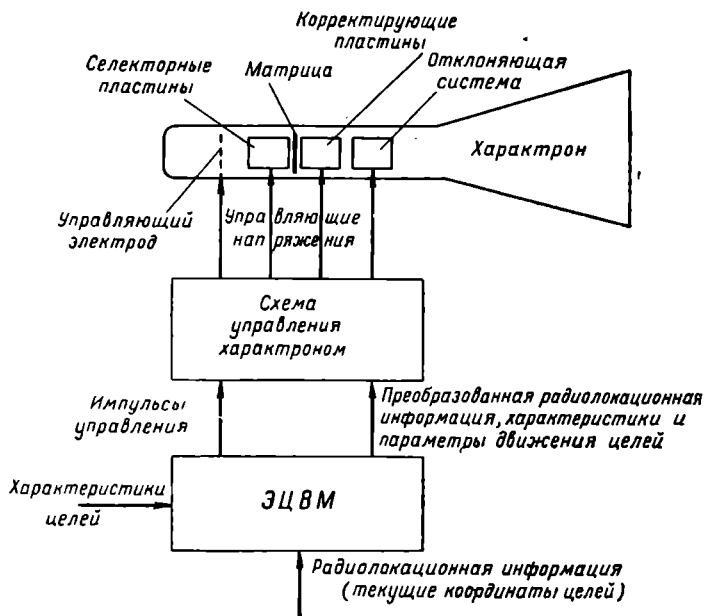


Рис. 1.165. Функциональная блок-схема ИКО со знаковой индикацией

На ЭЦВМ через систему передачи данных подается радиолокационная информация: азимут и наклонная дальность целей с обзорных РЛС, высоты целей с радиолокационных станций измерения высоты, данные о принадлежности и характере целей. С выхода ЭЦВМ на схему управления характроном поступает преобразованная радиолокационная информация и параметры движения цели в виде сигналов двоичного кода. Эти сигналы определяют знаки (отверстия) матрицы<sup>1</sup>, через которые должен пройти электронный луч, и соответствующие им координаты цели, т. е.

<sup>1</sup> Как известно, матрица характрона представляет собой диск с отверстиями в виде цифр, букв и специальных знаков. Проходя через то или иное отверстие, электронный луч приобретает определенную форму и как бы печатает на экране характрона соответствующий знак или букву.

положение электронного луча на экране характрона. Для этого двоичные сигналы, поступающие с выхода ЭЦВМ, преобразуются в управляющей схеме в соответствующие выбранным знакам матрицы напряжения, подаваемые на селекторные и корректирующие пластины, и напряжения, соответствующие координатам цели, подаваемые на отклоняющую систему характрона. Кроме того, на управляющий электрод характрона подаются импульсные напряжения, отпирающие трубку во время воспроизведения знаков и запирающие ее при перемещении луча от знака к знаку.

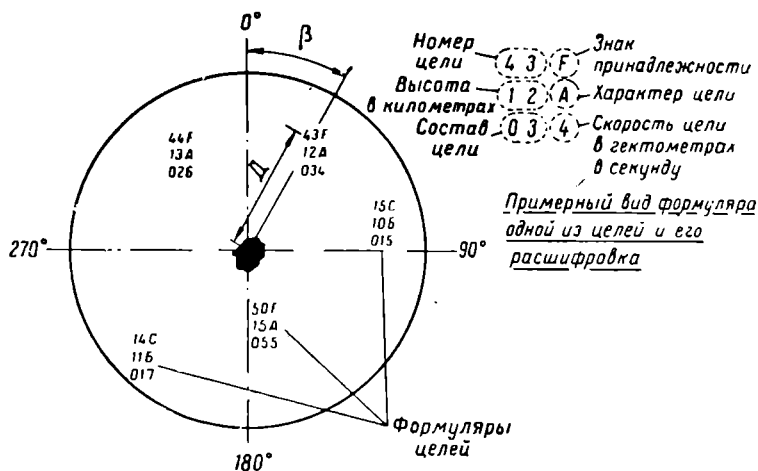


Рис. 1.166. Вид ИКО со знаковой индикацией

Для каждой цели на экране характрона воспроизводится группа знаков (так называемый формуляр цели), каждый из которых имеет определенное значение (рис. 1.166). Расположение центра формуляра на экране ИКО соответствует текущим координатам (азимуту и дальности) цели, определяемым на экране в полярной системе координат, т. е. так же, как и в обычном ИКО. При перемещении целей в пространстве управляющие сигналы, поступающие на отклоняющую систему характрона, изменяются и положение центров формуляров на экране трубки будет изменяться в соответствии с новыми координатами целей. Перемещение луча от знака к знаку в пределах одного формуляра достигается добавлением к управляющим напряжениям небольших приращений, вырабатываемых специальными датчиками управляющего устройства.

В рассмотренной схеме знакового индикатора число знаков в формуляре условно выбрано равным девяти, однако при необходимости большего объема воспроизводимой информации число знаков в формуляре каждой цели может быть и большим.

Увеличение числа знаков в формуляре требует усложнения схемы индикатора, использования характеронов с большими размерами экрана, а также уменьшает быстрдействие схемы.

Можно отметить, что знаковые методы, кроме использования их в индикаторах кругового обзора для увеличения объема воспроизводимой на экране информации, весьма перспективны для передачи команд управления, для выдачи результатов решения задач электронными вычислительными машинами и т. д.

## § 12. РАСТРОВЫЙ ИНДИКАТОР

### 1. Принцип создания прямоугольной растровой развертки

Индикатор с растровой (прямоугольной растровой) разверткой так же, как и индикатор кругового обзора, является двухмерным. Он применяется в РЛС в качестве секторного индикатора и позволяет одновременно определять дальность и одну из угловых координат цели. Соответственно различают индикаторы дальность — азимут и дальность — угол места. Принципы построения обоих индикаторов совершенно аналогичны.

Для получения отметки цели, находящейся под любым азимутом (углом места) и на любой дальности (в пределах измерения индикатора), необходимо, чтобы электронный луч периодически обегал всю поверхность экрана. В индикаторе кругового обзора для этого используется радиально-круговая развертка, при помощи которой положение цели определяется в полярной системе координат. В растровом индикаторе используется другой тип развертки, позволяющий определять положение цели в прямоугольной системе координат.

При прямоугольной растровой развертке луч обегает поверхность экрана, прочерчивая на ней ряд параллельных прямых (строк), расположенных близко одна к другой. Если луч прочерчивает, например, горизонтальные строки, перемещаясь слева направо и снизу вверх, то после движения вдоль последней верхней строки он скачком возвращается в исходное положение — в левый нижний угол экрана (рис. 1.167, а).

Существуют индикаторы с горизонтальным и с вертикальным расположением строк.

В индикаторах с растровой разверткой используются в основном трубки с магнитным управлением, имеющие большой диаметр экрана. Для перемещения луча по экрану такой трубки в двух взаимно перпендикулярных направлениях применяются две пары взаимно перпендикулярных отклоняющих катушек.

Для получения равномерного масштаба необходимо, чтобы луч перемещался в обоих направлениях с постоянной скоростью. Для этого через обе пары катушек должны протекать токи развертки пилообразной формы, изменяющиеся во время прямого хода развертки по линейному закону (рис. 1.168, б). Частота тока

развертки  $t_{p1}$  в одной паре катушек (отклоняющих луч вдоль строки) должна быть значительно выше частоты тока развертки  $t_{p2}$ , протекающего в другой паре катушек (отклоняющих луч

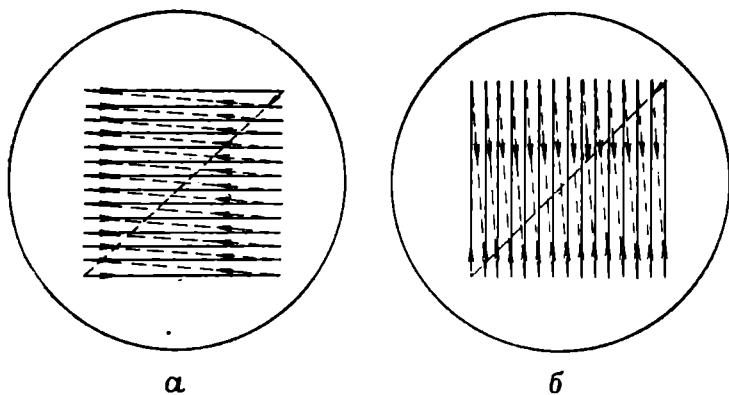


Рис. 1.167. Движение луча по экрану трубки при прямоугольной растровой развертке:

а — горизонтальное расположение строк; б — вертикальное расположение строк

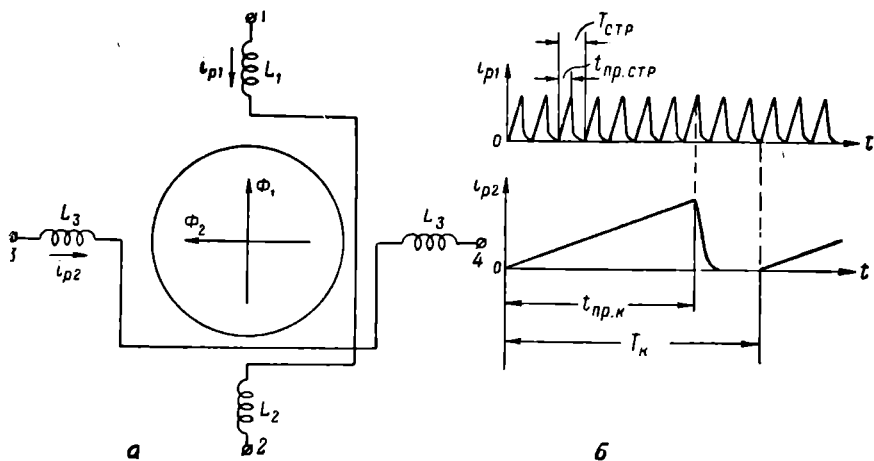


Рис. 1.168. Принцип создания прямоугольной растровой развертки: а — отклоняющие катушки; б — графики токов развертки

перпендикулярно строкам). Катушки  $L_1$  и  $L_2$  первой пары называются катушками строчной развертки, катушки  $L_3$  и  $L_4$  второй пары — катушками кадровой развертки.

Перемещение электронного луча по экрану трубки при горизонтальном расположении строк происходит следующим образом (рис. 1.169).



Линейно нарастающий ток  $i_{p1}$  создает вертикальный магнитный поток  $\Phi_1$ , под влиянием которого луч движется с постоянной скоростью слева направо, образуя строку (интервал времени  $0 - t_1$ ). Ток  $i_{p2}$  создает горизонтальный магнитный поток  $\Phi_2$ , под влиянием которого луч сравнительно медленно перемещается вверх. В результате строка получает небольшой наклон.

В момент  $t_1$  начинается быстрый спад потока  $\Phi_1$  и луч возвращается к левому краю экрана (обратный ход строчной развертки). С началом нового нарастания потока  $\Phi_1$  (момент  $t_2$ ) луч опять начинает двигаться слева направо, прочерчивая новую строку, и т. д.

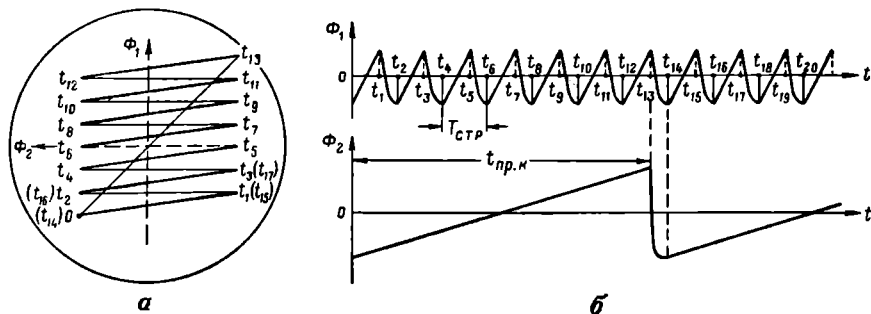


Рис. 1.169. Образование прямоугольной растровой развертки: а — движение луча по экрану трубки; б — графики магнитных потоков

В момент  $t_{13}$  поток  $\Phi_2$  достигает максимального значения и луч находится в крайнем верхнем положении. Затем происходит быстрое уменьшение потока и луч возвращается в исходное нижнее положение (обратный ход кадровой развертки). При новом нарастании потока  $\Phi_2$  луч снова начинает перемещаться вверх, повторяя прочерчивание строк.

Благодаря линейному изменению потока  $\Phi_2$  строки располагаются на равных расстояниях друг от друга.

В индикаторе с вертикальным расположением строк (рис. 1.167, б) расположение строчных и кадровых катушек будет изменено на  $90^\circ$  по сравнению с рис. 1.168, а.

Геометрическая фигура, образованная на экране совокупностью строк, называется растром. Число строк в растре равно числу периодов строчной развертки за время прямого хода кадровой развертки (интервал времени  $0 - t_{13}$ ):

$$N = \frac{t_{пр.к}}{T_{стр}},$$

где  $N$  — число строк в растре;

$t_{пр.к}$  — время прямого хода кадровой развертки;

$T_{стр}$  — период строчной развертки.



исходя из максимальной дальности  $D_{\text{макс}}$ , измеряемой индикатором:

$$t_{\text{пр. стр}} [\text{мксек}] = \frac{D_{\text{макс}}}{0,15} [\text{км}].$$

Для измерения угловой координаты перемещение луча в направлении, перпендикулярном строке, синхронизируется с перемещением луча антенны в пространстве в азимутальном (или угломестном) направлении.

Частота кадровой развертки выбирается в зависимости от тактического назначения станции. В индикаторе артиллерийской станции должна быть обеспечена непрерывность перемещения по экрану отметки цели. Для этого используют трубки с малой длительностью послесвечения, а во избежание мелькания кадров частоту кадровой развертки берут не менее 15—20 гц. Качать антенну с такой частотой невозможно, вследствие ее инерционности, поэтому перемещают луч антенны другими способами.

Для этой цели в схеме РЛС, приведенной на рис. 1.170, имеется устройство качания луча, осуществляющее быстрое пространственное развертывание (качание) характеристики направленности антенны по азимуту или углу места.

Пусть, например, луч перемещается по азимуту в секторе в  $20^\circ$  с постоянной скоростью 20 раз в секунду (рис. 1.171).

Начало прямого хода кадровой развертки совпадает с началом перемещения луча антенны из крайнего левого положения. Длительность прямого хода кадровой развертки  $t_{\text{пр. к}}$  равна времени перемещения луча антенны из левого положения в правое. Середина кадровой развертки (центральная строка на экране) соответствует момент прохождения лучом антенны середины сектора, а концу прямого хода — крайнее правое положение луча антенны.

Синхронизация генератора развертки угла с качанием луча антенны по азимуту (или углу места) осуществляется подачей пусковых импульсов от устройства качания луча.

На рис. 1.172 изображен вид экрана индикатора азимут—дальность артиллерийской РЛС с вертикальным расположением строк.

На экране можно наблюдать одновременно ряд целей, находящихся на разных дальностях в пределах выбранного сектора шириной в  $20^\circ$  по азимуту. Середина сектора совпадает с направлением оси антенны. Для просмотра пространства в другом направлении антенна может поворачиваться по азимуту и по углу места.

Отраженные от цели сигналы приходят в течение того времени, пока быстро качающийся луч антенны облучает объект. За это время синхронизатор дальности успевает выработать значительное число импульсов и, следовательно, в приемник приходит значительное число отраженных импульсов. Они располагаются на соседних строках раstra. Поэтому отметка цели имеет вид черточки, перпендикулярной строкам. Длина ее пропорциональна ширине диаграммы направленности в данной плоскости. Так, при ширине сектора  $20^\circ$  и ширине луча  $4-5^\circ$  отметка цели будет видна на  $\frac{1}{4} - \frac{1}{5}$  части строк раstra.

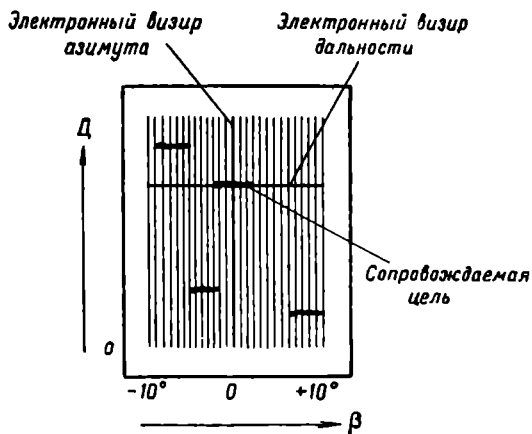


Рис. 1.172. Вид экрана индикатора азимут — дальность артиллерийской РЛС

Середина отметки цели определяет относительный азимут цели (по отношению к середине сектора). Для получения четкого изображения отметки цели необходимо иметь большое число строк в одном кадре. Чем четче будет изображение (выше различимость отметки), тем точнее могут быть определены азимут и дальность цели и тем выше будет разрешающая способность по обеим координатам. Период строчной развертки  $T_{стр}$ , равный периоду повторения пусковых импульсов синхронизатора  $T_{п}$ , ограничивается максимальной дальностью станции.

Пусть, например,  $D_{\max} = 90$  км.

Тогда

$$t_{пр. стр} = \frac{90}{0,15} = 600 \text{ мксек.}$$

Примем  $T_{стр} = T_{п} = 800$  мксек.

Следовательно,

$$F_{стр} = \frac{1}{T_{стр}} = \frac{10^6}{800} = 1250 \text{ гц.}$$

Полагая частоту кадровой развертки  $F_{к} = 20$  гц, находим число строк в кадре  $N$ :

$$N = \frac{F_{стр}}{F_{к}} = \frac{1250}{20} = 62,5.$$

С учетом времени обратного хода кадровой развертки получаем  $N = 55 \div 60$  строк.

Из примера видно, что растровые индикаторы артиллерийских станций принципиально не могут иметь большое число строк в растре, в результате чего различимость отметки цели оказывается сравнительно невысокой (в телевизионной развертке число строк в кадре достигает 500—800 и более, так как период строки составляет всего несколько десятков микросекунд).

Выше шла речь о визуальном определении координат цели по экрану растрового индикатора. Однако в артиллерийских и в ряде других РЛС возникает необходимость не только непрерывно определять, но и непрерывно вырабатывать текущие координаты цели. Для выработки координат используются механические или электронные визиры. На рис. 1.172 показаны электронные визиры дальности и азимута.

Дальность цели вырабатывается путем совмещения с отметкой цели визира дальности, представляющего собой горизонтальную светлую линию на экране индикатора. Эта горизонтальная метка создается за счет подсвета каждой строки кратковременным импульсом, задержанным по сравнению с прямым импульсом передатчика на строго определенное время  $t_{\text{зад}}$ .

В режиме ручного сопровождения оператор, вращая штурвал дальности, вырабатывает и вводит в счетно-решающее устройство время задержки, соответствующее положению горизонтальной метки. При совмещении горизонтальной метки с отметкой цели выработанное время задержки будет в точности равно времени запаздывания сигнала, отраженного от сопровождаемой цели.

В режиме автоматического сопровождения перемещение электронного визира дальности совершается автоматически за счет изменения времени задержки системой АСД. При нормальной работе системы АСД горизонтальная метка непрерывно перемещается вверх или вниз вслед за перемещением отметки цели.

Для выработки азимута (угла места) цели используется электронный визир азимута, представляющий собой вертикальную светлую линию в центре экрана трубки. Вертикальная метка создается путем дополнительного подсвета центральной строки раstra.

В режиме ручного сопровождения оператор поворотом антенны удерживает вертикальную метку на середине отметки цели. При этом направление оси антенны будет совпадать с направлением на цель. При повороте оси антенны соответствующие значения азимута и угла места вводятся в датчики  $\beta$  и  $\epsilon$ , соединенные с механизмами поворота антенны по азимуту или углу места.

В режиме автосопровождения отметка цели удерживается непрерывно на вертикальной метке, так как система АСН поворачивает антенну станции по азимуту и углу места в направлении на цель.

### 3. Блок-схема растрового индикатора артиллерийской РЛС

В качестве примера рассматривается индикатор типа азимут — дальность. Блок-схема индикатора изображена на рис. 1.173.

В состав схемы входят каналы разверток дальности и азимута, каналы формирования электронных визиров дальности и азимута, электронно-лучевая трубка и вспомогательные элементы.

**Канал развертки дальности** (канал строчной развертки) собран по стандартной схеме. Пусковой импульс синхронизатора дальности запускает ждущий мультивибратор — расширитель импульсов. Длительность импульса, вырабатываемого мультивибратором, определяет время прямого хода развертки дальности (сотни микросекунд).

Отрицательный прямоугольный импульс, снимаемый с мультивибратора, поступает на генератор пилообразного (или трапецеидального) напряжения. Пилообразное напряжение с выхода этого генератора подается на парафазный усилитель, питающий двухтактный усилитель пилообразного тока. Нагрузкой усилителя тока являются катушки строчной развертки  $L_1$  и  $L_2$ .

В канале строчной развертки может быть использован и однотактный усилитель пилообразного тока с трансформаторным выходом. В этом случае не требуется вводить парафазный усилитель.

**Канал электронного визира дальности** вырабатывает кратковременный задержанный импульс. Время задержки можно регулировать плавно в широких пределах.

Первый каскад канала — генератор переменной задержки на фантастроне. Запускается он также импульсами синхронизатора дальности. Задним фронтом импульса фантастрона производится запуск ждущего блокинг-генератора. Снимаемый с блокинг-генератора кратковременный импульс положительной полярности непосредственно образует электронный визир дальности. Он поступает через смеситель  $I$  на управляющий электрод трубки, повышая яркость соответствующей точки развертки дальности (рис. 1.174, а). Поскольку запуск фантастрона производится каждым импульсом синхронизатора дальности, яркие точки будут видны на всех строках раstra (рис. 1.172). Получается горизонтальная метка во всю ширину экрана.

Величина времени задержки, определяющая положение горизонтальной метки на строке, зависит от длительности импульса фантастрона. Изменение длительности импульса фантастрона производится регулировкой подводимого к нему управляющего напряжения.

В режиме ручного сопровождения оператор регулирует управляющее напряжение поворотом штурвала дальности, соединенного с движком соответствующего потенциометра. В режиме автоматического сопровождения управляющее напряжение изменяется под воздействием усиленного и преобразованного сигнала ошибки  $\Delta t$ .

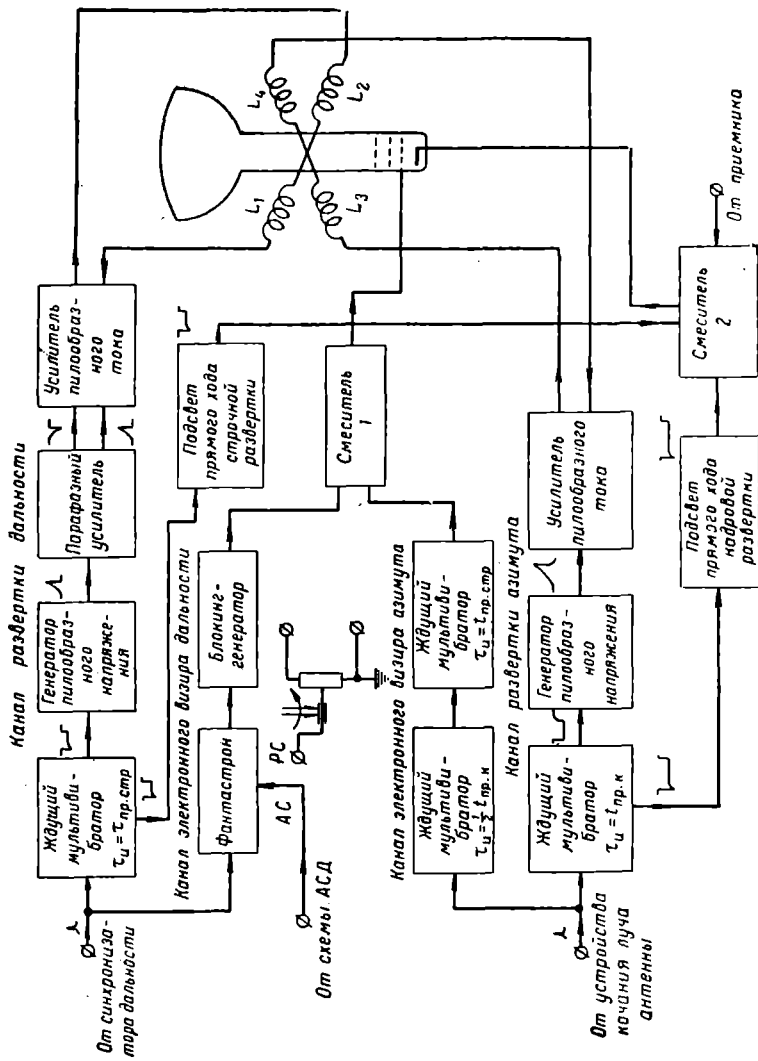


Рис. 1.173. Блок-схема индикатора азимут — дальность артиллерийской РЛС

Сигнал ошибки  $\Delta t$  представляет собой разность между истинным временем запаздывания сигнала сопровождения цели ( $t_{зап}$ ) и временем задержки ( $t_{зад}$ ), вырабатываемым в канале электронного визира дальности.

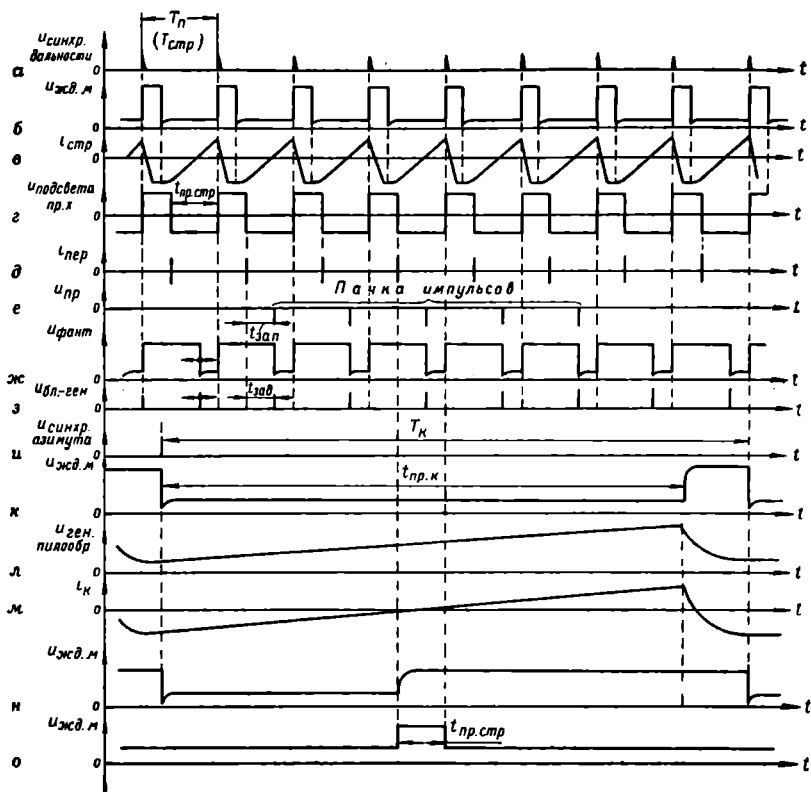


Рис. 1.174. Графики напряжений и токов, иллюстрирующие процесс в индикаторе азимут — дальность (синхронизация по обратному ходу развертки дальности)

Канал электронного визира дальности часто полностью входит в состав системы АСД (см. § 8).

Канал развертки азимута также начинается с расширителя импульсов. Запускается он импульсами, приходящими от устройства качания луча антенны. Ждущий мультивибратор, выполняющий роль расширителя, генерирует импульс с длительностью, равной времени прямого хода кадровой развертки (десятки тысяч микросекунд). Этим импульсом запирается генератор пилообразного напряжения, выходное напряжение которого воздействует на усилитель пилообразного тока (рис. 1.174, *и*, *к*, *л*, *м*). Нагрузкой усилителя являются катушки кадровой развертки  $L_3$  и  $L_4$ .



Вследствие низкой частоты кадровой развертки усилитель тока может быть собран только по двухтактной схеме.

**Канал электронного визира азимута** вырабатывает прямоугольный импульс, подсвечивающий центральную строку раstra. Запуск этого канала осуществляется тем же импульсом от устройства качания луча, что и канал развертки азимута. В первом каскаде, представляющем собой ждущий мультивибратор, вырабатывается прямоугольный импульс длительностью, равной примерно половине времени прямого хода кадровой развертки. Задним фронтом этого импульса производится запуск второго ждущего мультивибратора, вырабатывающего импульс с длительностью, равной времени прямого хода строчной развертки (рис. 1.174, *н, о*). Этот импульс также через смеситель 1 поступает на управляющий электрод трубки.

Схемы подсвета прямого хода строчной и кадровой разверток вырабатывают отрицательные прямоугольные импульсы, поступающие через смеситель 2 на катод трубки. Этим обеспечивается отпирание трубки только на время прямого хода обеих разверток. Одновременно к смесителю 2 подводятся отрицательные видеоимпульсы с выхода приемника. На рис. 1.174, *е* показана пачка видеоимпульсов от сопровождаемой цели, занимающая ряд соседних строк.

В ряде РЛС синхронизация канала развертки дальности осуществляется не по прямому, а по обратному ходу развертки. Графики на рис. 1.174, иллюстрирующие взаимодействие между каскадами растрового индикатора, изображены применительно к этому случаю. При синхронизации по обратному ходу в момент подачи синхронизирующего импульса начинается обратный ход развертки. Одновременно производится запираание трубки положительным импульсом, подаваемым на его катод с каскада подсвета прямого хода строчной развертки (рис. 1.174, *а, б, в, г*). Отпирание трубки происходит несколько позднее начала прямого хода развертки дальности, в момент посылки импульса передатчиком станции. Нулевой дальности цели соответствует начальная точка видимого изображения развертки.

Синхронизация по обратному ходу позволяет избавиться от начального нелинейного участка развертки дальности. Кроме того, удается осуществить запуск генератора переменной задержки на фантастроне до начала прямого хода развертки (рис. 1.174, *ж*). Этим обеспечивается линейная зависимость времени задержки от величины управляющего напряжения во всем диапазоне измеряемой дальности.

#### **4. Индикатор азимут — дальность станции радиобнаружения**

В ряде радиолокационных станций обнаружения не применяется быстрое качание луча антенны. Поэтому кадровая развертка индикатора азимут — дальность синхронизируется с поворотом самой антенны по азимуту.

На рис. 1.175 изображен экран растрового индикатора станции радиобнаружения (РО) с горизонтальным расположением строк.

Развертка дальности (строчная развертка) этого индикатора формируется так же, как в растровом индикаторе артиллерийской станции. В направлении, перпендикулярном строке, луч отклоняется пропорционально углу поворота антенны по азимуту.

Центральная строка экрана соответствует фиксированному значению азимута  $\beta_0$ , которое устанавливается оператором. При повороте антенны в одну сторону от этого направления прочерчиваются строки выше центра экрана, при повороте в другую сторону — ниже центра. При круговом вращении антенны строки прочерчиваются по всей высоте растра, например, снизу вверх.

Из тактических и технических соображений развертка по азимуту осуществляется в секторе не более  $\pm 30^\circ$  от выбранного направления. Поэтому на экране видны одновременно цели на всех дальностях в секторе  $60^\circ$ .

Отраженные от цели сигналы приходят все время, пока вращающаяся по азимуту антенна облучает цель. Отметка цели имеет вид черточки, перпендикулярной строкам. Длина ее пропорциональна ширине характеристики направленности в горизонтальной плоскости. В индикаторе используется электронно-лучевая трубка, обладающая экраном с большой длительностью послесвечения.

Новое изображение цели появляется на экране лишь при новом прохождении антенны через выбранный сектор. Так, если антенна вращается со скоростью 6 об/мин, то период одного оборота, а следовательно, и период развертки азимута равны 10 сек. Отметка цели возобновляется на экране через интервалы 10 сек. Таким образом, длительность послесвечения экрана должна быть примерно 10 сек.

Для удобства отсчета координат цели вводятся масштабные метки дальности и азимута. Так, развертка может подсвечиваться в точках, соответствующих дальности 10, 20, 30 км и т. д., а растр по азимуту — через каждые  $10^\circ$  угла поворота антенны.

На рис. 1.175 показан экран индикатора азимут — дальность, на котором видны масштабные метки дальности и азимута. Исходное значение азимута  $\beta_0 = 80^\circ$ . На экране видны две цели: первая на дальности  $D_1 = 20$  км под азимутом  $\beta_1 = 60^\circ$  и вторая на дальности  $D_2 = 65$  км под азимутом  $\beta_2 = 95^\circ$ .

При перемене сектора поиска вся картина на экране вместе

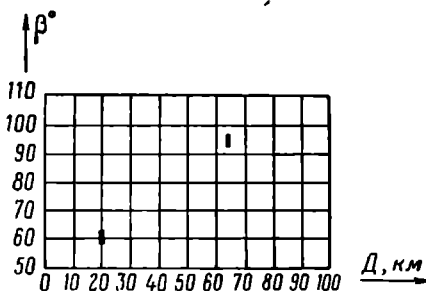


Рис. 1.175. Экран индикатора азимут — дальность станции РО



с масштабными метками перемещается соответственно вверх или вниз.

Блок-схема индикатора азимут—дальность станции РО изображена на рис. 1.176.

В состав индикатора входят схемы разверток дальности и азимута, электронно-лучевая трубка и дополнительные элементы (смеситель масштабных меток дальности и азимута, схема затемнения обратного хода и т. п.).

Развертка дальности имеет такую же схему, как и в индикаторе дальности с линейной разверткой.

Пусковым импульсом, подаваемым от модулятора, запускается ждущий мультивибратор—расширитель импульсов. Длительностью импульса мультивибратора определяется время прямого хода развертки дальности  $t_{стр. пр.}$

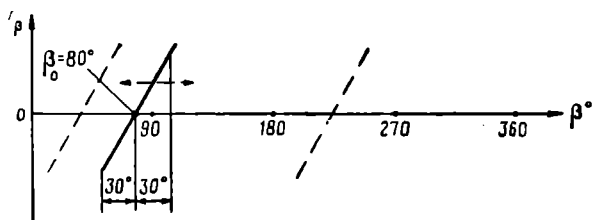


Рис. 1.177. Напряжение  $U_{\beta}$ , пропорциональное углу поворота антенны по азимуту

Отрицательный прямоугольный импульс, снимаемый с мультивибратора, запирает лампу генератора пилообразного (или трапецидального) напряжения. Напряжение пилообразной формы с выхода генератора подается на парафазный усилитель. Два симметричных напряжения требуются для питания двухтактного усилителя пилообразного тока. Нагрузкой этого усилителя служат горизонтально отклоняющие катушки трубки (строчные).

Иногда для получения более крупного масштаба дальности просматривают лишь небольшой ее участок в пределах зоны действия станции. В этом случае на вход схемы развертки дальности дополнительно включают каскад задержки, например на фантастроне. Благодаря этому каскаду запуск развертки запаздывает относительно посылки импульса передатчиком на время задержки. Изменяя время задержки, можно последовательно просматривать воздушную обстановку во всем радиусе действия станции.

Для получения развертки азимута необходимо создать напряжение  $U_{\beta}$ , величина которого изменялась бы пропорционально углу поворота антенны по азимуту. Полярность напряжения  $U_{\beta}$  должна зависеть от того, в какую сторону от начального фиксированного направления  $\beta_0$  поворачивается антенна (рис. 1.177).

При ширине просматриваемого сектора  $60^\circ$  максимальное значение  $U_\beta$  соответствует изменению азимута на  $\pm 30^\circ$  от начального значения  $\beta_0$ . Для выбора просматриваемого сектора прямую на рис. 1.177 нужно перемещать параллельно самой себе в пределах  $360^\circ$ .

Для создания линейно изменяющегося напряжения  $U_\beta$  применяется синусоидальное напряжение частотой  $1500 \text{ гц}$ , которое затем модулируется частотой вращения антенны  $\Omega_A$ . Модулированное напряжение детектируется, и из получающегося в результате синусоидального напряжения низкой частоты  $\Omega_A$  выделяется участок вблизи от места перехода синусоиды через нуль. Этот

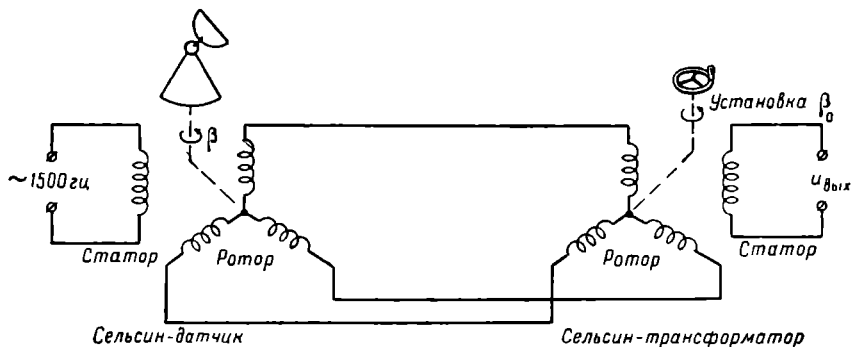


Рис. 1.178. Принцип получения напряжения, модулированного частотой вращения антенны

участок мало отличается от прямой, благодаря чему полученное напряжение можно использовать как линейно изменяющееся напряжение развертки азимута.

В схеме, показанной на рис. 1.176, исходное синусоидальное напряжение частотой  $1500 \text{ гц}$  создается генератором незатухающих синусоидальных колебаний. Для модуляции этого напряжения частотой вращения антенны  $\Omega_A$  используется сельсин-трансформатор. Подлежащее модуляции напряжение подается на статорную обмотку сельсин-датчика, ротор которого вращается механическим приводом синхронно с вращением антенны по азимуту. Индуцируемая при этом в обмотках ротора сельсин-датчика ЭДС подается на обмотки ротора сельсин-трансформатора (рис. 1.178).

Напряжение, создаваемое на статорной обмотке сельсин-трансформатора, является выходным напряжением модулятора. Амплитуда синусоидального напряжения  $u_\omega$  частотой  $1500 \text{ гц}$  в статорной обмотке сельсин-трансформатора зависит от угла рассогласования между роторами сельсин-датчика и сельсин-трансформатора. При круговом вращении антенны она изменяется по синусоидальному закону с частотой  $\Omega_A$ .

График выходного напряжения приведен на рис. 1.179, а.

Ротор сельсин-трансформатора вращается штурвалом «Установка  $\beta_0$ ». При повороте ротора изменяется начальная фаза выходного напряжения. Этим достигается выбор фиксированного значения азимута  $\beta_1$ .

С выхода сельсин-трансформатора модулированное напряжение через катодный повторитель подается на фазовый детектор. Катодный повторитель введен для устранения шунтирующего влияния на сельсин-трансформатор низкого входного сопротивления фазового детектора.

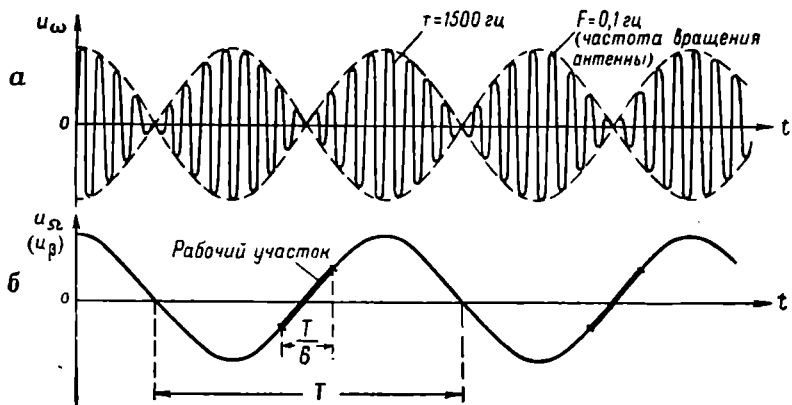


Рис. 1.179. Получение напряжения, пропорционального углу поворота антенны по азимуту:

*a* — напряжение на роторе сельсин-трансформатора; *b* — напряжение на выходе фазового детектора

Фазовый детектор — центральный элемент развертки азимута. На его выходе выделяется огибающая модулированного напряжения  $u_{\omega}$  (рис. 1.179, б). Полярность напряжения низкой частоты  $u_{\Omega}$  зависит от направления рассогласования осей роторов сельсин-датчика и сельсин-трансформатора.

Развертка по азимуту осуществляется в секторе  $\pm 30^\circ$ .

Для выделения рабочего участка напряжения  $u_{\Omega}$  трубка запирается на нерабочую часть периода развертки азимута (на  $5/6$  периода вращения антенны) положительным напряжением, подаваемым на катод от специальной схемы затемнения.

С выхода фазового детектора линейно изменяющееся напряжение  $u_{\Omega}$  подается на двухтактный усилитель пилообразного тока с катодной связью. Нагрузкой усилителя тока служат вертикально отклоняющие катушки трубки (катушки кадровой развертки).

Таким образом, через обе пары отклоняющих катушек будут протекать линейно изменяющиеся токи. Частота пилообразного



напряжения частотой 1500 гц непосредственно от генератора синусоидальных колебаний. Вторичные обмотки трансформатора  $L_1$  и  $L_2$  включены так, что напряжения на сетках (рис. 1.181, а) совпадают по фазе. Поэтому лампы детектора отпираются и запираются одновременно.

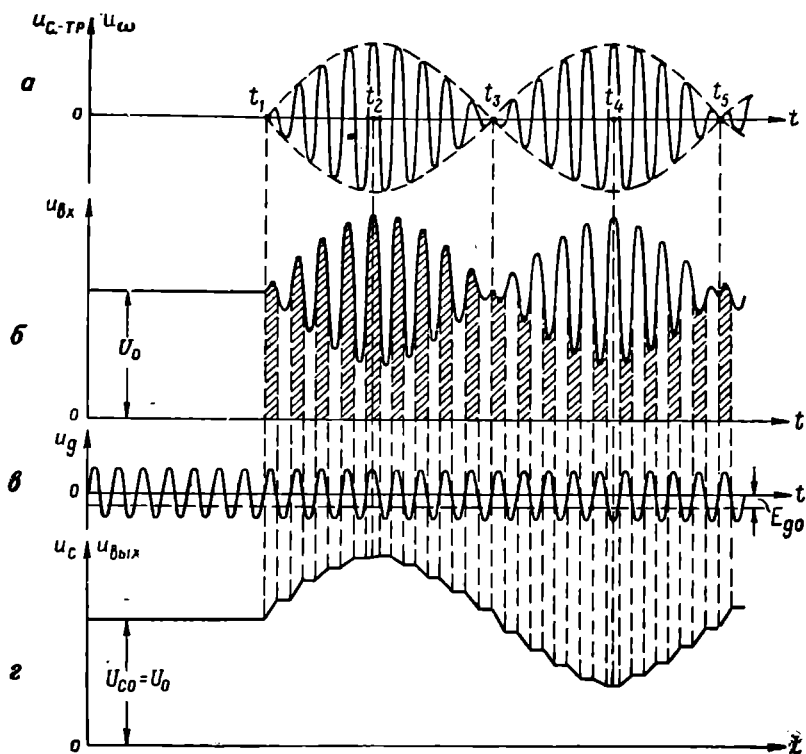


Рис. 1.181. Графики напряжений в схеме фазового детектора

Допустим, в начале работы, до момента  $t_1$ , антенна не вращается и оси роторов сельсин-датчика и сельсин-трансформатора рассогласованы на  $180^\circ$ . Амплитуда напряжения  $u_{\omega}$  в роторе сельсин-трансформатора равна нулю.

Через катодный повторитель протекает постоянный ток. Он создает на сопротивлении  $R_k$  напряжение  $U_0$ , которое положительной полярностью подается к аноду лампы  $L_1$  и отрицательной — к аноду лампы  $L_2$ .

Следовательно, в то время, когда лампы открыты по управляющим сеткам, анодный ток протекает только через лампу  $L_1$ , за счет чего заряжается конденсатор  $C$ . Этот ток проходит по цепи: верхний конец сопротивления  $R_k$ , лампа, конденсатор  $C$ ,



земля. Постоянная времени этой цепи не очень мала, так что за период синусоидального напряжения конденсатор полностью зарядиться не может. Однако в течение той части периода, когда лампы  $L_1$  и  $L_2$  заперты по управляющим сеткам, напряжение на конденсаторе сохраняется неизменным, так как нет цепи для его разряда. Поэтому через несколько периодов действующего в сеточной цепи синусоидального напряжения частотой 1500 гц конденсатор заряжается до напряжения  $U_0$ . График напряжения  $u_c$  на рис. 1.181, а построен в предположении, что конденсатор уже заряжен до этого напряжения.

В момент  $t_1$  антенна начинает вращаться и на входе детектора появляется модулированное по амплитуде синусоидальное напряжение. За время  $t_1 - t_2$  потенциал анода лампы  $L_1$  (и катода лампы  $L_2$ ) возрастает. Поэтому, когда лампы по управляющим сеткам отперты, через лампу  $L_1$  вновь протекает анодный ток, который дозаряжает конденсатор  $C$ . Через лампу  $L_2$  ток по-прежнему не идет, так как потенциал ее катода выше, чем анода.

При дозаряде конденсатора  $C$  напряжение на нем повышается, повторяя примерно форму огибающей входного напряжения.

С момента  $t_2$  амплитуда входного напряжения начинает уменьшаться. Теперь потенциал анода лампы  $L_1$  оказывается ниже потенциала ее катода, равного напряжению на конденсаторе  $C$ . В лампе  $L_2$ , наоборот, потенциал анода становится выше потенциала катода. Поэтому в то время, когда лампы отперты, через лампу  $L_2$  идет анодный ток, а через лампу  $L_1$  нет. Конденсатор  $C$  начинает разряжаться по цепи: верхняя обкладка конденсатора, лампа  $L_2$ , сопротивление  $R_k$ , нижняя обкладка конденсатора. Напряжение на конденсаторе понижается.

С момента  $t_3$  амплитуда входного напряжения вновь начинает расти. Однако фаза модулированного напряжения меняется при этом на  $180^\circ$ . Если раньше синусоидальные напряжения частотой 1500 гц на сетках ламп и на входе совпадали по фазе, то теперь они оказываются в противофазе. Поэтому лампы отпираются по управляющим сеткам не при наибольших значениях напряжения  $u_{вх}$ , а при наименьших.

Следовательно, и после момента  $t_3$  конденсатор продолжает разряжаться через лампу  $L_2$ .

На рис. 1.181, б заштрихованы участки входного напряжения, соответствующие интервалам времени, когда обе лампы детектора по управляющим сеткам отперты. Только в эти интервалы времени входное напряжение влияет на работу схемы детектора.

В момент  $t_4$  напряжение  $u_{вх}$  и напряжение на конденсаторе становятся минимальными. Затем входное напряжение начинает возрастать, лампа  $L_1$  опять проводит ток, а лампа  $L_2$  запирается по анодной цепи. Конденсатор  $C$  подзаряжается.

После момента  $t_5$  фаза модулированных колебаний вновь изменяется и конденсатор дозаряжается уже до наибольших значений входного напряжения, как и в интервале времени  $t_1 - t_2$ .

Таким образом, напряжение на конденсаторе, являющееся выходным напряжением фазового детектора, изменяется примерно по синусоидальному закону, воспроизводя огибающую амплитуду заштрихованных участков входного напряжения.

## § 13. АВТОМАТИЧЕСКОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ ЦЕЛИ ПО НАПРАВЛЕНИЮ

### 1. Назначение и классификация систем АСН

Процесс сопровождения цели по направлению — это процесс непрерывного определения текущих угловых координат выбранной цели. Практически он сводится к непрерывному совмещению направления оси антенной системы с направлением на цель ручным, полуавтоматическим или автоматическим способом.

Направление оси антенны при сопровождении индицируется механическими или иными указателями и через систему передачи данных передается в счетно-решающий прибор.

В станциях высокой точности (например, в станциях наведения ракет) сопровождение цели обычно полностью автоматизировано и осуществляется при помощи специальной системы автоматического сопровождения цели по направлению (системы АСН), являющейся одним из важнейших элементов радиолокационных станций.

Системы АСН делятся на одноканальные и двухканальные. В одноканальных системах сигнал ошибки, возникающий при несовпадении электрической или геометрической оси антенной системы с направлением на цель, усиливается и детектируется в общих для канала азимута и угла места каскадах и лишь затем преобразуется в два напряжения, каждое из которых характеризует ошибку сопровождения цели в одной из плоскостей и подается на соответствующий (азимутальный или угломестный) канал. В двухканальных системах АСН нет необходимости в разделении сигнала ошибки на две составляющие, характеризующие ошибки сопровождения цели в азимутальной и угломестной плоскостях. В двухканальных системах азимутальный и угломестный каналы разделяются уже в антенно-фидерном устройстве, т. е. двухканальные системы АСН состоят из двух полностью независимых каналов, каждый из которых обеспечивает автоматическое сопровождение в одной плоскости, т. е. по одной угловой координате.

Поскольку системы АСН, так же как и ранее рассмотренные системы АСД, являются замкнутыми автоматическими следящими системами, то их классификация имеет между собой много общего. В частности, в зависимости от количества последовательно включенных в систему интегрирующих звеньев как та, так и другая система может быть либо астатической системой первого, либо астатической системой второго порядка. Системы АСН чаще всего

являются астатическими системами первого порядка, т. е. имеют одно интегрирующее звено.

По способу управления, т. е. по типу исполнительного устройства, системы АСН подобно системам АСД могут быть либо электромеханическими, либо электронными.

В заключение следует указать, что как тип, так и конструкция систем АСН радиолокационных станций во многом определяются методом определения угловых координат, используемым в данной РЛС.

## 2. Одноканальная система АСН

Блок-схема системы АСН станции с коническим развертыванием луча антенны

Принцип работы одноканальной системы АСН следующий. При несовпадении оси антенны с направлением на цель на выходе приемника (в некоторых системах — на выходе специального устройства, называемого дискриминатором ошибки) возникает сигнал ошибки. Он подается на вход системы АСН. В системе АСН сигнал ошибки преобразуется в два напряжения, каждое из которых характеризует ошибку сопровождения цели в одной из плоскостей (азимутальной или угломестной). Эти напряжения управляют поворотом антенны в соответствующей плоскости. Под воздействием этих управляющих напряжений приводные двигатели азимута и угла места поворачивают антенну так, чтобы ошибка сопровождения, а следовательно, и сигнал ошибки уменьшались.

При сопровождении движущейся цели ошибка сопровождения не обращается в нуль, потому что угловые координаты цели непрерывно изменяются. Ось антенны перемещается вслед за целью с некоторым отставанием. Это отставание определяет точность сопровождения цели и называется динамической ошибкой сопровождения.

Использование одноканальных систем АСН характерно для РЛС, в которых угловые координаты цели определяются методом конического развертывания луча антенны.

При несовпадении оси антенны с направлением на цель возникает амплитудная модуляция отраженного сигнала с частотой конического развертывания луча антенны  $\Omega_A$  (рис. 1.182, а).

Закон модуляции при малых углах рассогласования выражается приведенной выше формулой (1.34):

$$E = E_0 [1 + m \sin (\Omega_A t + \psi_0)],$$

где коэффициент модуляции  $m$  пропорционален угловому смещению цели (углу рассогласования), а начальная фаза  $\psi_0$  зависит от направления смещения цели относительно оси антенны.

Кривая, огибающая вершины отраженных импульсов, является сигналом ошибки.

При коническом развертывании луча антенны сопровождение цели сводится к тому, что автоматическая система непрерывно поворачивает ось антенны так, чтобы отраженные сигналы сохраняли постоянную амплитуду, т. е. чтобы сигнал ошибки равнялся нулю.

Блок-схема системы АСН станции орудийной наводки приведена на рис. 1.183. Как следует из рисунка, видеоимпульсы с выхода приемника поступают на преобразователь сигнала ошибки. При смещении оси антенны относительно направления на цель они модулируются по амплитуде этим сигналом (рис. 1.182, а).

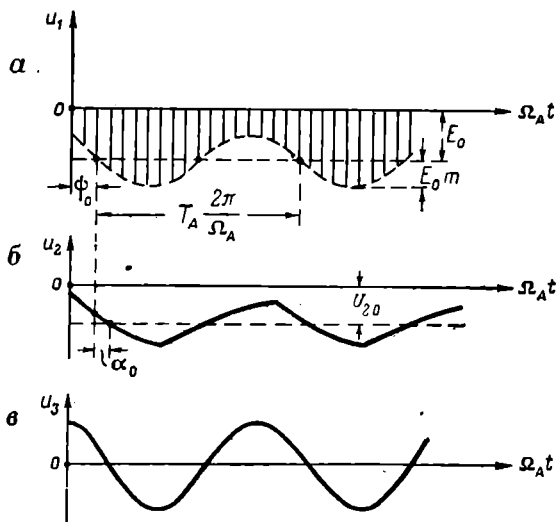


Рис. 1.182. Преобразование сигналов ошибки в первых двух каскадах системы АСН

Преобразователь сигнала ошибки предназначен для выделения и усиления сигнала ошибки. Он состоит из импульсного детектора и усилителя. Импульсный детектор детектирует поступающие от приемника отрицательные видеоимпульсы. На его выходе образуется пульсирующее выпрямленное напряжение (рис. 1.182, б), переменная составляющая которого (сигнал ошибки) усиливается в двухкаскадном усилителе с симметричным выходом.

Далее система АСН разделяется на два автономных канала — канал азимута и канал угла места. Одноименные блоки обоих каналов одинаковы как по выполняемым ими функциям, так и по принципиальным схемам. Каждый канал управляет антенной в соответствующей плоскости независимо от другого канала. Всякое взаимное влияние каналов вызывает дополнительные ошибки и поэтому должно быть исключено.

В начале каждого канала имеется специальный каскад, выделяющий из общего сигнала ошибки составляющую, пропорцио-

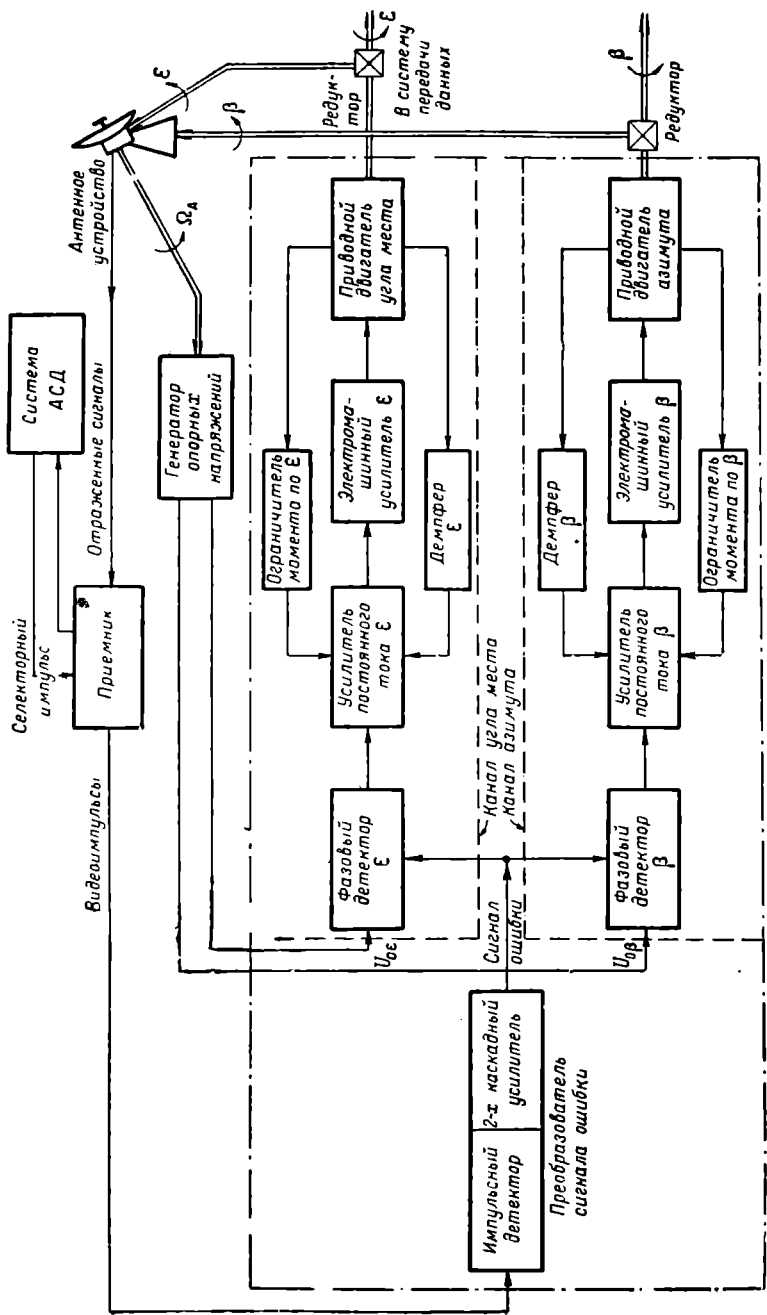


Рис. 1.183. Блок-схема системы автоматического сопровождения цели по направлению станции с коническим раз-  
 вertyванием луча антенны

нальную угловому смещению цели в соответствующей плоскости. Таким каскадом является фазовый детектор. На фазовые детекторы поступают напряжения сигнала ошибки с выхода двухкаскадного усилителя и вспомогательные так называемые опорные напряжения, вырабатываемые генератором опорных напряжений.

Генератор опорных напряжений (ГОН) смонтирован на одном валу с двигателем вращения облучателя антенны и представляет собой двухфазный генератор синусоидальных напряжений.

ГОН вырабатывает два опорных напряжения синусоидальной формы, сдвинутых между собой по фазе на  $90^\circ$ . Их частота равна частоте конического развертывания  $\Omega_A$ , а фаза жестко связана с положением луча антенны в пространстве. Одно из этих напряжений,  $U_{0\phi}$ , является опорным напряжением канала азимута, другое,  $U_{0\epsilon}$ , — опорным напряжением канала угла места.

На фазовый детектор каждого канала подаются напряжения сигнала ошибки и соответствующее опорное напряжение. В результате совместного детектирования этих напряжений на нагрузке фазового детектора выделяется постоянное напряжение, пропорциональное угловому смещению цели в соответствующей плоскости. Напряжение, снимаемое с выхода фазового детектора, называется управляющим, так как в зависимости от его величины и знака антенна на определенный угол поворачивается в ту или иную сторону.

Для управления положением антенны напряжение, снимаемое с фазовых детекторов, нуждается в значительном усилении как по напряжению, так и по току. Это усиление осуществляется в двухкаскадном усилителе мощности, состоящем из двухтактного усилителя постоянного тока и электромашинного усилителя (ЭМУ). Выходное напряжение ЭМУ питает якорную обмотку приводного двигателя антенны, изменяя движение антенны в соответствии с величиной и знаком управляющих напряжений.

Кроме рассмотренных блоков, в системах АСН обычно имеются стабилизирующие устройства, обеспечивающие плавность перемещения оси антенны в процессе сопровождения цели. Их действие основано главным образом на использовании отрицательной обратной связи. В рассматриваемой схеме роль стабилизирующих устройств выполняют два каскада — ограничитель моментов и демпфер.

Ограничитель моментов устраняет сильные рывки антенны и предохраняет цепи приводного двигателя от перегрузок при больших амплитудах сигнала ошибки (например, в момент перехода станции из режима поиска в режим автосопровождения). В ограничителе моментов используется отрицательная обратная связь между приводным двигателем и усилителем постоянного тока, причем напряжение обратной связи, снимаемое с приводного двигателя, подается на усилитель постоянного тока лишь в тех случаях, когда ток в якоре двигателя превышает допустимую вели-

чину. Благодаря этому отрицательная обратная связь не снижает чувствительности системы АСН.

Демпфер устраняет колебания антенны. Причина возникновения колебаний — инерционность механической части антенной системы. Приводной двигатель, стремящийся повернуть антенну в положение точного пеленга, при котором сигнал ошибки равен нулю, не может мгновенно остановить антенну, и она по инерции проскакивает это положение. По другую сторону положения точного пеленга сигнал ошибки меняет знак, вследствие чего антенна начинает двигаться в обратном направлении, вновь проскакивает нулевое положение и т. д.

Для устранения подобных колебаний антенной системы также используется отрицательная обратная связь.

Напряжением обратной связи, подаваемым на усилитель постоянного тока для подавления колебаний, является переменное напряжение, индуктируемое при колебаниях антенны в якоре приводного двигателя. Благодаря такой связи колебания антенны быстро затухают.

Роль устройств для устранения колебаний антенны подобна роли успокоителя (демпфера), устраняющего колебания стрелки в любом стрелочном измерительном приборе. Поэтому устройство для устранения колебаний антенны называют демпфирующим устройством или демпфером.

Автоматическое сопровождение цели осуществимо лишь в том случае, когда на систему АСН поступает импульс, отраженный от одной цели. Однако в пределах луча антенны, помимо выбранной цели, могут оказаться и другие. В этом случае за период повторения импульсов в приемник поступает несколько отраженных сигналов. В результате форма огибающей видеоимпульсов на выходе приемника искажается. Система АСН при этом вырабатывает ложный сигнал ошибки, и автоматическое сопровождение заданной цели становится невозможным.

Для нормальной работы системы АСН на ее вход должны поступать отраженные импульсы не от всех целей, а только от одной, выбранной цели. Поэтому тот канал приемника, с которого поступают видеоимпульсы на вход системы АСН (канал автосопровождения), должен отпираться лишь при приеме сигнала, отраженного от выбранной цели. При перемещении выбранной цели по дальности время запаздывания отраженного импульса относительно прямого, излучаемого передатчиком, изменяется и соответственно должен измениться момент отпирания канала автосопровождения приемника.

Процесс, при котором из суммы импульсов, приходящих в различное время, выбираются лишь импульсы, соответствующие определенному времени (в данном случае времени запаздывания импульса от заданной цели), называется временной селекцией.

Для временной селекции в данной схеме используются селекторные импульсы. Канал автосопровождения приемника постоянно заперт и отпирается лишь на время действия селекторного импульса. Поэтому в этом канале усиливаются только те отраженные сигналы, время запаздывания которых относительно прямого импульса равно времени задержки селекторного импульса.

Для непрерывной временной селекции при перемещении цели необходимо согласовывать момент генерирования селекторного импульса, т. е. время задержки, с дальностью цели, т. е. временем запаздывания отраженного сигнала. Следовательно, система АСН в процессе работы должна быть связана с системой измерения дальности.

В рассматриваемой системе АСН временная селекция цели осуществляется селекторными импульсами, поступающими с системы автосопровождения по дальности (системы АСД). При отсутствии системы АСД в станции селекторный импульс может вырабатываться ручной или полуавтоматической системой измерения дальности.

### Схема и принцип работы фазового детектора одноканальной системы АСН

Фазовые детекторы одноканальных систем АСН преобразуют общий сигнал ошибки в постоянные напряжения, пропорциональные его азимутальной (или угломестной) составляющей, т. е. пропорциональные угловому смещению цели в горизонтальной или вертикальной плоскости.

На рис. 1.184 приведена принципиальная схема фазового детектора, используемого в канале азимута системы АСН.

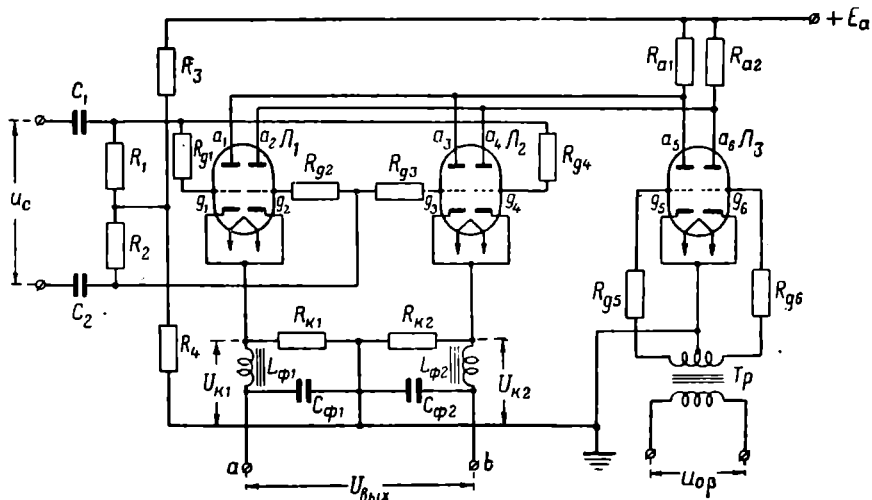


Рис. 1.184. Принципиальная схема фазового детектора системы АСН



Собственно фазовый детектор собран на лампах  $L_1$  и  $L_2$ ; третья лампа,  $L_3$ , используется для усиления и ограничения анодного напряжения. Все три лампы — однотипные двойные триоды.

К управляющим сеткам ламп  $L_1, L_2$  подводится общий сигнал ошибки  $u_c$ . Азимутальное опорное напряжение  $u_{0\phi}$  через трансформатор  $Tr$  подается на управляющие сетки лампы  $L_3$ , работающей в режиме двустороннего сеточно-анодного ограничения.

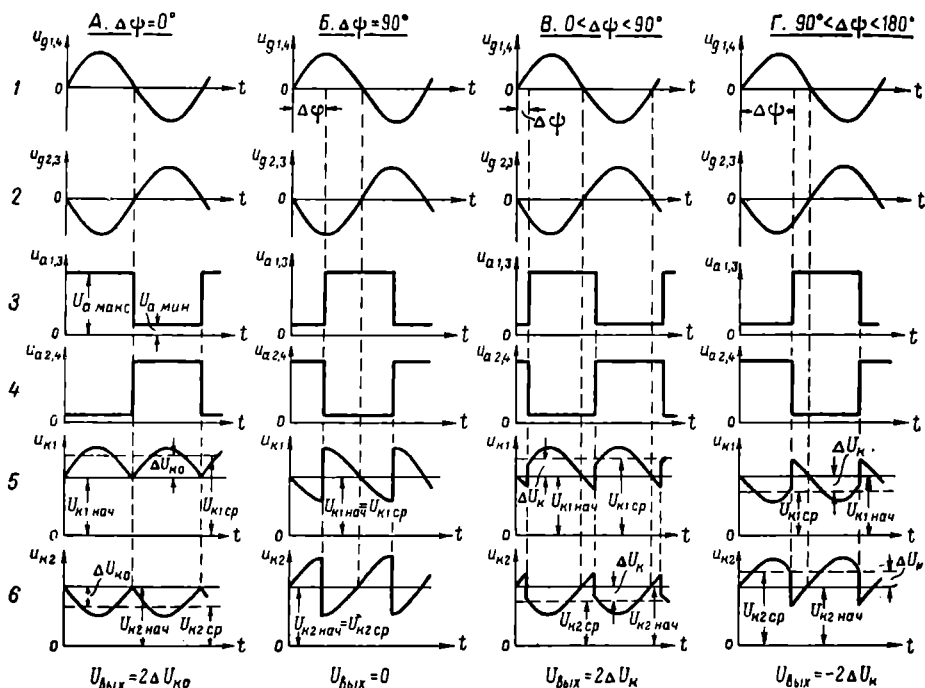


Рис. 1.185. Графики напряжений в схеме фазового детектора

Напряжение на анодах  $a_5, a_6$  лампы  $L_3$  благодаря двустороннему ограничению близко по форме к прямоугольному, оно скачкообразно изменяется от  $U_{a \text{ макс}}$  до  $U_{a \text{ мин}}$  и обратно.

Аноды  $a_1, a_3$  ламп  $L_1, L_2$  соединены с анодом  $a_5$  лампы  $L_3$ , а аноды  $a_2, a_4$  этих ламп — с анодом  $a_6$  лампы  $L_3$ . Поэтому одновременно со скачкообразным изменением напряжения на анодах лампы  $L_3$  изменяется и напряжение на соответствующих анодах ламп  $L_1, L_2$ . При этом напряжения  $u_{a1}, u_{a3}$  изменяются синфазно с напряжением  $u_{a5}$ , а напряжения  $u_{a2}, u_{a4}$  — синфазно с напряжением  $u_{a6}$ .

В катодных цепи ламп  $L_1$  и  $L_2$  включены сопротивления  $R_{k1}$  и  $R_{k2}$ . Величину этих сопротивлений выбирают так, чтобы началь-

ные напряжения на них ( $U_{k \text{ нач}}$ ) при отсутствии сигнала ошибки были близки к напряжению  $U_{a \text{ мин}}$ . Тогда в каждый полупериод опорного напряжения  $u_{op}$  будут открыты только те половины ламп  $L_1, L_2$ , анодное напряжение на которых равно  $U_{a \text{ макс}}$ . Другие половины этих ламп, на которых анодное напряжение в данный полупериод равно  $U_{a \text{ мин}}$ , будут заперты, так как при этом напряжение между анодом и катодом лампы ( $U_{ak} = U_a - U_k$ ) близко к нулю.

Таким образом, половины ламп  $L_1, L_2$  поочередно запираются и отпираются.

Если напряжение общего сигнала ошибки  $u_c$  равно нулю, то на сопротивлениях  $R_{k1}, R_{k2}$  создаются постоянные напряжения  $U_{k1 \text{ нач}} = U_{k2 \text{ нач}}$ , величины которых не зависят от того, какая половина двойных триодов открыта и какая заперта. При этом выходное напряжение фазового детектора  $U_{\text{вых}} = U_{k1} - U_{k2}$  равно нулю.

При напряжении  $u_c \neq 0$  последнее подводится в противофазе к соответствующим сеткам ламп  $L_1, L_2$ . Выходное напряжение фазового детектора в этом случае зависит от амплитуды и фазы общего сигнала ошибки  $u_c$ .

На рис. 1.185 приведены графики напряжений в схеме фазового детектора, соответствующие различным фазовым соотношениям между общим сигналом ошибки  $u_c$  и опорным напряжением азимута  $u_{op}$ .

Рис. 1.185, А соответствует случаю отсутствия фазового сдвига между  $u_c$  и  $u_{op}$  (сигнал ошибки и опорное напряжение синфазны,  $\Delta\phi = 0$ ). В этом случае напряжения  $u_{g1}, u_{g2}$  на сетках лампы  $L_1$  синфазны с напряжениями  $u_{a1}, u_{a2}$  на соответствующих анодах этой лампы, а напряжения  $u_{g3}, u_{g4}$  на сетках лампы  $L_2$  противофазны соответствующим анодным напряжениям  $u_{a3}, u_{a4}$ . Вследствие этого половины лампы  $L_1$  отпираются только при положительных полупериодах напряжения на сетках (при этом анодные напряжения соответствующих половин лампы максимальны). Отрицательные же полупериоды напряжения на сетках этой лампы совпадают по времени с минимальным значением анодного напряжения  $U_{a \text{ мин}}$ , при котором лампы заперты.

Графики напряжений, создаваемых анодными токами первой лампы на сопротивлении  $R_{k1}$ , показаны на рис. 1.185, А5. В первый полупериод это напряжение создается током  $i_{a1}$  левой половины лампы  $L_1$ , во второй — током  $i_{a2}$  ее правой половины.

Графики напряжений, создаваемых анодными токами второй лампы на сопротивлении  $R_{k2}$ , даны на рис. 1.185, А6. Различие графиков, приведенных на рис. 1.185, А5 и рис. 1.185, А6, объясняется тем, что напряжения на сетках лампы  $L_2$  в рассматриваемом случае противофазны напряжениям на соответствующих анодах. Поэтому половины лампы  $L_2$  отпираются только во время отрицательных полупериодов напряжения на сетке.

На сопротивлениях  $R_{k1}$ ,  $R_{k2}$  создаются пульсирующие напряжения  $u_{k1}$ ,  $u_{k2}$ . Их пульсации сглаживаются фильтрами  $L_{\phi 1}C_{\phi 1}$ ,  $L_{\phi 2}C_{\phi 2}$ , и на выходе фазового детектора (на клеммах  $ab$ ) выделяется напряжение, представляющее собой разность постоянных составляющих (средних значений) напряжений  $u_{k1}$ ,  $u_{k2}$ . В данном случае оно равно  $2\Delta U_{k0}$ . Выходное напряжение фазового детектора канала азимута называется управляющим напряжением азимута (в дальнейшем оно используется для управления поворотом антенны в азимутальной плоскости).

На рис. 1.185, Б приведены графики напряжений для случая, когда сдвиг по фазе между напряжением сигнала ошибки и опорным напряжением  $u_{0\phi}$  равен  $90^\circ$  ( $\Delta\phi = 90^\circ$ ). Из рисунка видно, что в данном случае средние значения напряжений  $u_{k1}$ ,  $u_{k2}$  при наличии сигнала ошибки не изменяются, оставаясь равными напряжениям  $U_{k1 \text{ нач}}$ ,  $U_{k2 \text{ нач}}$ , соответствующим отсутствию сигнала ошибки. Управляющее напряжение азимута на выходе фазового детектора при этом равно нулю.

На рис. 1.185, В показаны графики напряжений, соответствующие фазовому сдвигу между напряжениями  $u_c$  и  $u_{0\phi}$  меньше  $90^\circ$  ( $0 < \Delta\phi < 90^\circ$ ). В этом случае на сопротивлениях  $R_{k1}$ ,  $R_{k2}$  создаются напряжения, средние значения которых зависят от амплитуды и фазы сигнала ошибки. Управляющее напряжение азимута  $U_{\text{вых}} = 2\Delta U_k$  находится между нулем и  $2\Delta U_{k0}$  ( $0 < 2\Delta U_k < 2\Delta U_{k0}$ ).

Аналогично можно показать, что при сдвиге фаз в пределах  $90^\circ - 270^\circ$  ( $90^\circ < \Delta\phi < 270^\circ$ ) знак управляющего напряжения  $2\Delta U_k$  отрицателен, так как  $2\Delta U_k = U_{k1 \text{ ср}} - U_{k2 \text{ ср}}$ , а напряжения  $U_{k1 \text{ ср}}$  в таких случаях меньше напряжения  $U_{k2 \text{ ср}}$ .

На рис. 1.185, Г изображены графики напряжений для сдвига фаз больше  $90^\circ$  и меньше  $180^\circ$  ( $90^\circ < \Delta\phi < 180^\circ$ ).

Очевидно, при сдвиге фаз  $\Delta\phi = 180^\circ$  управляющее напряжение азимута будет максимальным отрицательным, а при сдвиге фаз  $\Delta\phi = 270^\circ$  равным нулю.

Случаи, когда управляющее напряжение азимута обращается в нуль (при  $\Delta\phi = 90^\circ$  и  $\Delta\phi = 270^\circ$ ), соответствуют отсутствию ошибки сопровождения в азимутальной плоскости (цель смещена относительно равносигнального направления только в угломестной плоскости).

С другой стороны, при сдвиге фаз  $\Delta\phi = 0^\circ$  и  $\Delta\phi = 180^\circ$  управляющее напряжение азимута максимально, а управляющее напряжение угла места должно обращаться в нуль, что соответствует смещению цели только в азимутальной плоскости.

В приведенных выше рассуждениях была рассмотрена зависимость выходного напряжения фазового детектора (управляющего напряжения) от фазового сдвига  $\Delta\phi$  между напряжением сигнала ошибки  $u_c$  и опорным напряжением  $u_{0\phi}$ . Величина фазового сдвига определяется направлением углового смещения цели относительно равносигнального направления.

Однако величина управляющего напряжения зависит не только от направления, но и от величины углового смещения цели относительно равносигнального направления, поскольку величина углового смещения определяет амплитуду сигнала ошибки на входе фазового детектора ( $U_{mc}$ ). Очевидно, что при каждом фазовом сдвиге управляющее напряжение будет тем значительнее, чем больше амплитуда сигнала ошибки  $U_{mc}$ , т. е. чем больше угловое смещение цели относительно равносигнального направления.

#### Принципиальная схема одноканальной системы АСН

На рис. 1.186 представлена принципиальная схема системы автоматического сопровождения цели по направлению, соответствующая блок-схеме, приведенной на рис. 1.183.

Первым каскадом схемы является импульсный детектор, собранный на диоде  $L_1$ .

На вход импульсного детектора поступают с выхода приемника отрицательные видеоимпульсы, промодулированные сигналом ошибки (график напряжения  $u_1$  на рис. 1.182,а). Коэффициент модуляции видеоимпульсов зависит от величины углового смещения цели относительно равносигнального направления.

Сопротивление  $R_2$  и конденсатор  $C_1$  составляют нагрузку импульсного детектора.

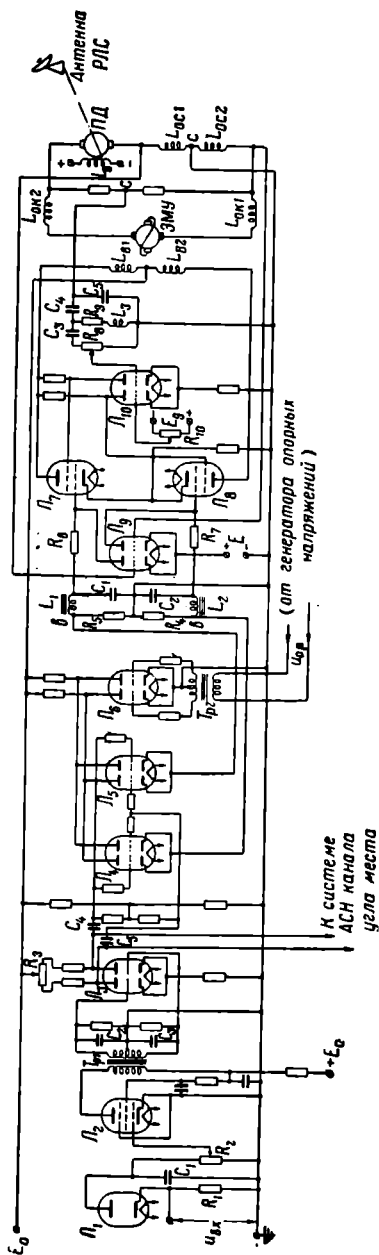


Рис. 1.186. Принципиальная схема системы автоматического сопровождения цели по направлению (азимуту) станции с коническим развертыванием луча антенны

Выходное напряжение детектора  $u_2$  (см. рис. 1.182, б) выделяется на сопротивлении  $R_2$ . Это напряжение изменяется в соответствии с изменением амплитуд видеоимпульсов. Вследствие значительной инерционности импульсного детектора выходное напряжение  $u_2$  несинусоидально и, кроме этого, отстает по фазе от входного напряжения на некоторый угол  $\alpha_0$ . С нагрузки детектора напряжение  $u_2$  поступает на управляющую сетку лампы  $L_2$  предварительного усилителя сигнала ошибки. В качестве лампы  $L_2$  используется пентод с переменной крутизной характеристики, обеспечивающей автоматическую регулировку усиления (АРУ) сигнала ошибки.

Среднее значение выходного напряжения детектора представляет собой напряжение отрицательного смещения для лампы  $L_2$ . Вследствие этого при увеличении интенсивности отраженного сигнала увеличивается не только амплитуда напряжения, но и отрицательное смещение на сетке лампы  $L_2$ . Рабочая точка перемещается на участки характеристики с малой крутизной. Наоборот, при малых амплитудах принимаемых сигналов напряжение уменьшается и усиление напряжения происходит на участках с большой крутизной характеристики.

Амплитуда переменной составляющей анодного тока усилителя в обоих случаях получается примерно одинаковой.

Таким образом, благодаря АРУ амплитуда переменной составляющей анодного тока усилителя, а следовательно, и амплитуда напряжения сигнала ошибки на выходе предварительного усилителя не зависят от интенсивности отраженного сигнала (т. е. от дальности цели). Они зависят лишь от глубины модуляции отраженных видеоимпульсов, т. е. от величины углового смещения цели.

Система АРУ работает удовлетворительно лишь при правильном выборе исходной рабочей точки на характеристике лампы. Поэтому среднее значение напряжения  $u_2$ , т. е. исходное смещение  $U_{20}$  на сетке лампы  $L_2$ , регулируется потенциометром  $R_2$ . При этом меняется и амплитуда усиливаемого напряжения  $U_{2m}$ , но коэффициент модуляции  $m$  остается прежним.

В качестве анодной нагрузки предварительного усилителя сигнала ошибки используется трансформатор  $Tr_1$ . Выход усилителя — симметричный, так как средняя точка вторичной обмотки трансформатора  $Tr_1$  заземлена.

По первичной обмотке трансформатора проходит анодный ток лампы  $L_2$ . Переменная составляющая этого тока повторяет форму напряжения  $u_2$  на сетке лампы.

Вторичная обмотка трансформатора  $Tr_1$  при помощи конденсаторов  $C_2$  и  $C_3$  настроена на частоту сигнала ошибки  $\Omega_A$ . Благодаря резонансным свойствам вторичной обмотки на ней выделяется чисто синусоидальное напряжение  $u_3$ , несмотря на то что по первичной обмотке проходит ток, форма которого повторяет форму напряжения  $u_2$ , т. е. несколько отличается от синусоидальной.

Как видно из рис. 1.182, в, фаза усиленного напряжения сигнала ошибки  $u_3$  не совпадает с фазой огибающей видеоимпульсов на входе системы АСН.

Появление этого «паразитного» фазового сдвига объясняется главным образом инерционностью импульсного детектора. Поскольку фазовый сдвиг, вносимый детектором, имеет постоянную величину, его можно учесть при первоначальной регулировке системы АСН, и он почти не сказывается на точности сопровождения цели.

Синусоидальное напряжение  $u_3$ , снимаемое со вторичной обмотки трансформатора  $Tr_1$ , является напряжением сигнала ошибки. Для нормальной работы фазового детектора оно должно быть дополнительно усилено. Поэтому, кроме предварительного усилителя, в схеме есть еще один каскад усиления напряжения сигнала ошибки, собранный на лампе (двойном триоде)  $L_3$ . Он представляет собой двухтактный усилитель на сопротивлениях. Напряжения на его аноды подаются через балансирующий потенциометр  $R_3$ , при помощи которого можно скомпенсировать несимметричность обоих плеч усилителя.

После двухтактного усилителя система АСН распадается на два одинаковых канала — канал азимута и канал угла места. Поэтому напряжение с выхода усилителя подается соответственно на два фазовых детектора — фазовый детектор азимута и фазовый детектор угла места.

В рассматриваемой схеме показаны элементы, обеспечивающие управление антенной лишь в одной плоскости — азимутальной.

Фазовый детектор азимута собран на лампах  $L_4$ ,  $L_5$  и  $L_6$ . Напряжение сигнала ошибки подводится к сеткам первых двух ламп. Опорное напряжение азимута снимается с трансформатора  $Tr_2$  и подводится в противофазе к управляющим сеткам лампы  $L_6$ .

В результате совместного детектирования опорного напряжения и напряжения сигнала ошибки на нагрузочных сопротивлениях фазового детектора  $R_4$  и  $R_5$  выделяются напряжения  $u_{R4}$  и  $u_{R5}$ .

Среднее значение напряжений  $u_{R4}$  и  $u_{R5}$ , а следовательно, и их разность, являющаяся выходным напряжением фазового детектора (т. е. управляющим напряжением), зависят от величины фазового сдвига между опорным напряжением и сигналом ошибки. Фазовый же сдвиг в свою очередь определяется угловым смещением цели в азимутальной плоскости.

Управляющее напряжение сглаживается фильтрами  $R_5L_1C_1$ ,  $R_4L_2C_2$  и поступает на управляющие сетки ламп  $L_7$ ,  $L_8$  двухтактного усилителя постоянного тока. Этот усилитель питает обмотки возбуждения  $L_{B1}$ ,  $L_{B2}$  электромашинного усилителя (ЭМУ).

В качестве приводного двигателя используется двигатель постоянного тока, обмотка возбуждения которого питается от специального выпрямителя. Поэтому скорость и направление

вращения двигателя зависят от величины и направления тока, проходящего через обмотку якоря.

Якорная обмотка приводного двигателя питается выходным напряжением (т. е. напряжением продольной цепи) ЭМУ, которое изменяется в соответствии с изменением управляющего напряжения.

Таким образом, движение антенны определяется величиной и знаком управляющего напряжения, которое в свою очередь зависит от амплитуды и фазы сигнала ошибки.

При отсутствии сигнала ошибки управляющее напряжение равно нулю, анодные токи ламп усилителя постоянного тока равны и магнитные поля обмоток  $L_{в1}$ ,  $L_{в2}$  взаимно компенсируются. Напряжение на выходе ЭМУ равно нулю. Антенна неподвижна.

При появлении сигнала ошибки на выходе фазового детектора возникает управляющее напряжение, которое, воздействуя на сетки ламп усилителя постоянного тока, изменяет соотношение магнитных полей обмоток  $L_{в1}$  и  $L_{в2}$ . В результате в продольной цепи ЭМУ создается напряжение, по обмотке приводного двигателя течет ток и двигатель поворачивает антенну до тех пор, пока сигнал ошибки в канале азимута снова не становится равным нулю.

Кроме элементов основного тракта системы АСН, на принципиальной схеме (рис. 1.186) приведены стабилизирующие устройства.

Для стабилизации работы системы используются лампы  $L_9$  и  $L_{10}$ . На лампе  $L_9$  собрана схема ограничения моментов вращения. Лампа  $L_{10}$  используется для устранения колебаний антенны.

О назначении стабилизирующих устройств говорилось выше при рассмотрении блок-схемы системы.

Рассмотрим принцип работы этих устройств. Лампа  $L_9$  служит для ограничения момента вращения. На сетках каждой половины лампы действуют постоянное напряжение смещения  $E$  и напряжение, снимаемое с одной из серийных обмоток ( $L_{ос1}$  или  $L_{ос2}$ ) приводного двигателя.

Величину напряжения смещения подбирают так, чтобы при малых моментах вращения, не вызывающих перегрузки двигателя, обе половины лампы  $L_9$  были заперты.

Когда на сетки усилителя постоянного тока подается большое управляющее напряжение, через якорь приводного двигателя начинает течь большой ток. В зависимости от его направления на катушке  $L_{ос}$  возникает напряжение того или иного знака; напряжение на одной из сеток лампы  $L_9$  возрастает, и один из ее триодов отпирается. Это вызывает шунтирование участка сетка — катод одной из ламп усилителя постоянного тока и уменьшает ее коэффициент усиления, вследствие чего нарастание тока в цепи якоря приводного двигателя прекращается.

Лампа  $L_{10}$  используется для устранения колебаний антенны.

При колебаниях (качаниях) антенны в якоре приводного двигателя возникают переменные токи с частотой качаний (токи ка-

чания). При этом в цепи якоря двигателя создается переменное напряжение, амплитуда которого пропорциональна амплитуде токов качания.

Это напряжение, снимаемое с точек  $CC$ , используется в качестве напряжения обратной связи и через специальный фильтр, пропускающий напряжения с частотой не менее 1 гц, подается на управляющую сетку одного из триодов лампы  $L_{10}$ .

На лампе  $L_{10}$  собран парафазный усилитель с катодной связью, поэтому при изменении напряжения на одной из сеток лампы  $L_{10}$  анодные напряжения на анодах этой лампы изменяются в противофазе.

Аноды лампы  $L_{10}$  соединены с соответствующими экранирующими сетками ламп  $L_7$  и  $L_8$  усилителя постоянного тока.

При возникновении колебаний антенны напряжение обратной связи с выхода фильтра поступает на парафазный усилитель и затем на экранирующие сетки усилителя постоянного тока, изменяя его коэффициент усиления, а следовательно, и ток якоря приводного двигателя. Изменение тока якоря двигателя противоположно изменению тока якоря, возникающему при колебаниях антенны.

Таким образом, при всяком резком изменении тока якоря двигателя в цепи отрицательной обратной связи возникает напряжение, противодействующее этому изменению.

Величину напряжения обратной связи можно регулировать потенциометром  $R_8$ .

Благодаря фильтру  $C_3R_9L_3C_4C_6$ , пропускающему лишь напряжения с частотой выше 1 гц, при равномерном движении или медленных изменениях скорости движения антенны напряжение на выходе фильтра равно нулю и обратная связь отсутствует.

Потенциометр  $R_{10}$ , питаемый от специального источника  $E_g$ , служит для изменения величины смещения на управляющей сетке одного из триодов лампы  $L_{10}$ . Изменением величины напряжения смещения на сетке левого триода симметрируются (уравниваются) анодные токи ламп усилителя постоянного тока.

Рассмотренная выше схема обеспечивает сопровождение цели по одной из угловых координат с систематической ошибкой сопровождения, не превышающей 4—5', при скорости изменения угловых координат не более 15 град/сек.

### 3. Двухканальные системы АСН

#### Системы АСН в РЛС со сканированием луча антенны

Как указывалось выше (см. § 9), при сканировании луча антенны за время облучения цели возникает пачка отраженных сигналов. Задача систем АСН станций, использующих сканирование луча антенны, заключается в непрерывном совмещении электрической или геометрической оси антенной системы с направлением,



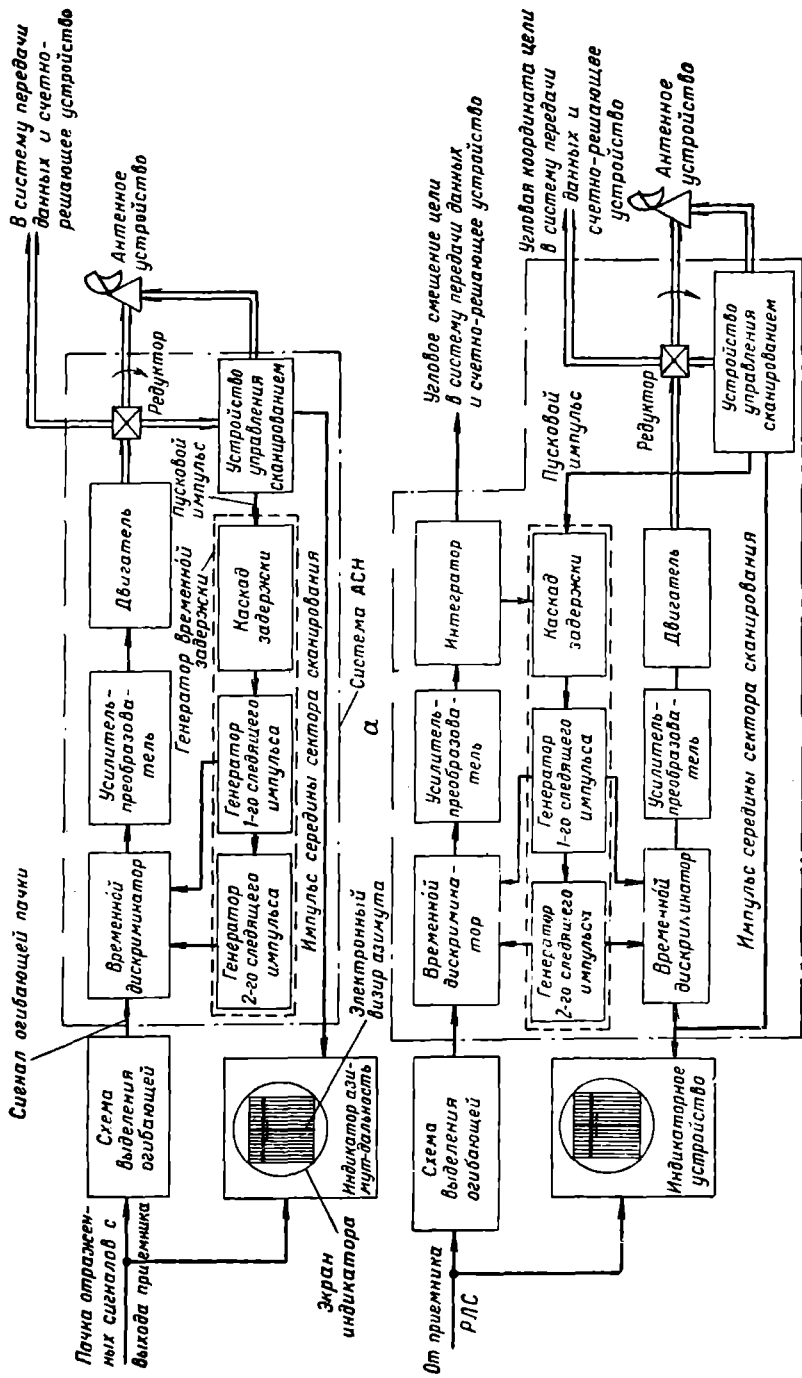


Рис. 1.187. Блок-схема систем АСН станций со сканированием луча антенны: а — система АСН с совмещенными функциями определения угловой координаты и поворота антенны; б — система АСН с разделенными функциями (с двумя автономными следящими системами)

соответствующим центру пачки, т. е. с направлением максимума отраженного сигнала. Возможный вариант блок-схемы такой системы АСН приведен на рис. 1.187, а.

Как по составу, так и по принципу действия эта система АСН напоминает системы АСД, рассмотренные в § 8 (см. рис. 1.77, 1.78, 1.81). Графики напряжений в узловых точках схемы приведены на рис. 1.188. Схемой выделения огибающей пачки может служить обычный импульсный детектор. Напряжение, соответствующее по форме огибающей пачки (напряжение  $u_2$  на рис. 1.188), так называемый сигнал огибающей подается на измерительное

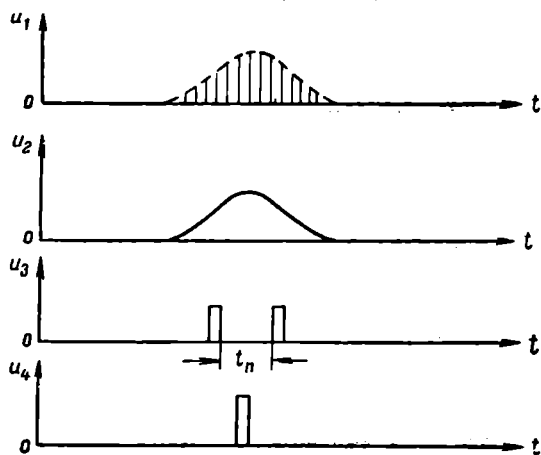


Рис. 1.188. Графики напряжений в системе АСН станции со сканированием луча антенны:

$u_1$  — пачка отраженных сигналов, поступающих с выхода приемника;  $u_2$  — сигнал огибающей пачки;  $u_3$  — следящие импульсы системы АСН;  $u_4$  — импульс середины сектора сканирования

устройство системы — временной дискриминатор. Одновременно с генераторов следящих импульсов на временной дискриминатор поступают два следящих импульса (напряжение  $u_3$ ). В отличие от следящих импульсов в системе АСД эти следящие импульсы не сомкнуты по временной оси, а разделены временным интервалом (паузой)  $t_n$ . Необходимость разделения следящих импульсов объясняется значительно (в десятки тысяч раз) большей длительностью сигнала огибающей по сравнению с длительностью одиночного отраженного сигнала, поступающего на временной дискриминатор системы АСД. Поэтому следящие импульсы имеют значительно меньшую длительность по сравнению с сигналом огибающей и для повышения точности системы должны быть смещены относительно его плоской вершины.

Совмещение середины временной паузы  $t_n$  с центром огибающей пачки является признаком и условием отсутствия ошибки сопровождения.

Запуск генератора временной задержки осуществляется не пусковыми импульсами передатчика, как в системах АСД, а специальными импульсами, подаваемыми на каскад задержки с устройства управления сканированием луча в начале каждого периода сканирования.

Кроме импульсов, запускающих генератор временной задержки, устройство управления сканированием вырабатывает так называемый импульс середины (биссектрисы) сектора сканирования. Он вырабатывается в момент прохождения сканирующего луча антенны через середину сектора сканирования (напряжение  $u_4$  на рис. 1.188).

Этот импульс подается на индикатор РЛС (например, на индикатор типа азимут — дальность) и создает на экране последнего вертикальный визир азимута (или угла места). При отсутствии угловой ошибки вертикальный визир проходит через середину отметки цели, соответствующую центру пачки отраженных сигналов сопровождаемой цели. При наличии угловой ошибки сопровождения середина сектора сканирования, а следовательно, и середина паузы  $t_{\text{д}}$  между следящими импульсами не совпадают с центром пачки отраженных сигналов, и на экране индикатора вертикальный визир не совмещается с серединой отметки цели. При этом в измерительном устройстве (временном дискриминаторе) возникает напряжение рассогласования (сигнал ошибки), которое после усиления и преобразования приводит в действие исполнительное устройство (приводной двигатель антенны). Приводной двигатель поворачивает антенну в сторону, соответствующую уменьшению ошибки. Одновременно с поворотом антенны устройство управления сканированием изменяет момент начала сканирования и, следовательно, момент возникновения импульса запуска генератора временной задержки. Следящие импульсы переместятся таким образом, что середина паузы между ними вновь совпадет с центром огибающей пачки. Изменится также и момент возникновения импульса середины сектора сканирования, и угловой вертикальный визир совместится с отметкой цели.

Таким образом, рассмотренная схема системы АСД позволяет непрерывно определять одну из угловых координат цели и направлять на нее середину сектора сканирования луча антенны. Для сопровождения по второй угловой координате необходимо иметь еще одну аналогичную систему.

Иногда в РЛС, использующих для определения угловых координат сканирование луча антенны в небольшом секторе, применяют системы АСН, в которых определение угловой координаты, т. е. совмещение середины паузы между следящими импульсами с центром огибающей пачки, и поворот антенной системы в соответствии с перемещением цели в данный момент осуществляются двумя различными автоматическими системами. Так, в системе АСН, блок-схема которой приведена на рис. 1.187, б, для первой цели используется электронная следящая система (верхняя часть

блок-схемы), а для второй — электромеханическая следящая система (нижняя часть блок-схемы). Общими элементами этих двух систем являются генераторы следящих импульсов и каскад временной задержки. Подобная схема обеспечивает более высокую точность сопровождения цели, чем система с совмещенными функциями, приведенная на рис. 1.187, а.

### Принцип построения систем АСН в станциях с моноимпульсными методами пеленгования

Возможны два варианта использования моноимпульсных методов при автоматическом определении угловых координат — с помощью моноимпульсных фазовых и моноимпульсных амплитудных систем АСН.

В фазовых моноимпульсных системах АСН автоматическое определение каждой угловой координаты осуществляется путем непрерывного сравнения начальных фаз отраженных сигналов, принятых двумя разнесенными антеннами. При этом равносигнальное направление, совпадающее с осью симметрии антенной системы, одновременно является и направлением равных начальных фаз отраженных сигналов. При отклонении цели от равносигнального направления возникает разность фаз этих сигналов  $\Delta\varphi$ , которая преобразуется в измерительном устройстве системы — фазовом дискриминаторе в напряжение рассогласования (сигнал ошибки). Сигнал ошибки после усиления и преобразования управляет приводным двигателем антенны, который поворачивает последнюю таким образом, чтобы осуществлялось непрерывное совмещение равносигнального направления антенной системы РЛС с направлением на цель.

Следует иметь в виду, что при фазометрическом методе возможны определение угловых координат, а следовательно, и осуществление автоматического сопровождения по направлению и без поворота антенной системы, т. е. при неподвижных антеннах, поскольку пеленгование цели фазовыми методами допускает использование антенных систем, не обладающих направленным действием. Поэтому для приведения фазовых систем АСН в согласованное положение можно вместо поворота антенны сводить разность фаз отраженных сигналов  $\Delta\varphi$  к нулю, изменяя начальную фазу одного из сигналов с помощью фазовращателя. Блок-схема такой системы АСН приведена на рис. 1.189. Исполнительным устройством этой системы, как и всех ранее рассмотренных систем АСН, является двигатель, однако предназначен он не для поворота антенны, а для поворота ротора фазовращателя и, следовательно, изменения разности фаз отраженных сигналов.

Поскольку фазовращатели систем АСН располагаются в высокочастотных трактах, то использование ранее рассмотренных емкостных фазовращателей в таких системах невозможно, и в

качестве фазовращателей в них обычно используются отрезки круглых волноводов с ферритовыми сердечниками. Такие фазовращатели позволяют изменять фазу колебаний как механическим способом — путем поворота сердечника, так и электрическим — изменением степени намагничивания сердечника.

В приведенной на рис. 1.189 фазометрической системе АСН исполнительный двигатель, сводя к нулю сигнал ошибки, поворачивает ротор (ферритовый сердечник) фазовращателя.

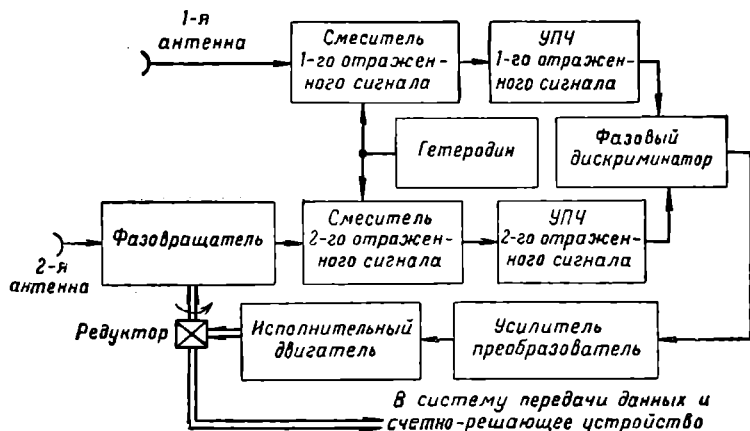


Рис. 1.189. Упрощенная блок-схема моноимпульсной фазовой системы АСН

Считывание угловых координат может производиться непосредственно со шкал, связанных с осью ротора фазовращателя. При отклонении цели от равносигнального направления угол поворота ротора фазовращателя изменяется пропорционально углу отклонения цели и поэтому каждому направлению на цель соответствует определенный угол поворота ротора фазовращателя.

Для повышения чувствительности фазометрических систем АСН измерительное устройство (фазовый дискриминатор) располагается на выходе многокаскадных усилителей, осуществляющих усиление сигналов, принимаемых обеими антеннами. Усиление сигналов осуществляется на промежуточной частоте. Применение общего гетеродина позволяет сохранить при преобразовании фазовые соотношения сигналов, принимаемых обеими антеннами.

К достоинствам подобных систем АСН, называемых интерферометрами, относятся возможность получения сравнительно высокой точности сопровождения, а также малые габариты аппаратуры. Последнее объясняется отсутствием в системе громоздкого электропривода вращения антенны. Однако в РЛС дальнего и среднего радиуса действия ненаправленные антенны не могут применяться. Для обеспечения необходимой дальности действия и

разрешающей способности в таких станциях используются антенны с весьма узкими диаграммами направленности. В этом случае при использовании интерферометров необходимо, как и в обычных РЛС, перемещать луч антенны в соответствии с перемещением цели. Последнее можно осуществлять не только механически — поворотом антенной системы, но и электрически — изменением фазы колебаний, излучаемых одной из антенн.

Моноимпульсные системы АСН являются двухканальными, поэтому рассмотренная схема фазовой системы АСН может сопровождать цель лишь в одной из плоскостей. Для сопровождения цели в обеих плоскостях необходим еще один канал, т. е. еще одна система, аналогичная рассмотренной.

В амплитудных моноимпульсных системах АСН для получения сигнала ошибки, характеризующего отклонения цели от равносигнального направления, используется разность амплитуд отраженных сигналов, одновременно принятых на две разнесенные антенны.

Совмещение равносигнального направления с направлением на цель в амплитудных системах, так же как и в фазовых, может осуществляться либо механическим, либо электрическим способом перемещения лучей антенны в пространстве.

## § 14. СЕЛЕКЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

### 1. Назначение и методы селекции движущихся целей

Одним из недостатков активной радиолокации, и особенно импульсного метода работы, является трудность обнаружения и сопровождения тех целей, сигналы от которых совпадают с сигналами посторонних объектов. Такими объектами являются, например, местные предметы, отражения от которых в зависимости от позиции и типа станции могут покрывать меньшую или большую часть экрана индикатора.

Если выходным устройством станции является система автоматического сопровождения цели, наличие мешающих объектов (помех) срывает возможность ее нормальной работы. Этим недостатком РЛС пользуются для создания специальных так называемых пассивных помех. Обычно для создания помех применяются полуволновые или уголкового отражатели.

Полуволновые отражатели изготавливаются в виде узких лент алюминиевой фольги или металлизированной бумаги длиной, равной половине длины волны подавляемой станции. Для создания эффективной помехи с самолета — постановщика помех выбрасывают пачки лент, образующих глыбущее по ветру облако. Отметка от такого облака засвечивает значительный участок экрана, что затрудняет различать отраженные сигналы от самолетов, следующих за постановщиком пассивных помех.

Уголкового отражатели применяются для имитации одиночной цели и для изменения характера отражения от поверхности земли. При помощи уголковых отражателей, плавающих на поверхности моря, можно имитировать надводные цели; при помощи отражателей, смонтированных на снарядах или спускаемых на парашютах, — воздушную цель.

Для поддержания нормальной работы радиолокационной станции надо иметь возможность искусственным путем выделить отметку цели на фоне помех. Выделение отметки цели может основываться только на каких-то различиях свойств полезных сигналов и помех, определяемых особенностями самих целей. Характерной особенностью полезных целей является относительно большая скорость их движения. Местные предметы неподвижны, а источники пассивных помех, перемещаемые воздушными потоками, имеют сравнительно малую скорость движения, которая может быть к тому же учтена.

Таким образом, задача выявления отметки цели на фоне местных предметов или пассивных помех сводится к выделению сигналов, отраженных от движущихся объектов, из всей совокупности сигналов, поступающих в приемник радиолокационной станции. Отсюда и наименование рассматриваемой проблемы — селекция (выделение) движущихся целей (СДЦ). Аналогичный смысл имеет и применяемое иногда наименование СПЦ — селекция подвижных целей.

Существует несколько методов селекции движущихся целей. Они могут быть разбиты на две группы: когерентные и некогерентные методы.

В когерентных методах применяются в той или иной форме когерентные колебания. Когерентными называются такие колебания, у которых в пределах рассматриваемого интервала времени существует строгая временная связь части одного колебания с любой частью другого колебания. Понятие когерентности сохраняется и в том случае, если сравниваются разные части одного и того же колебания. Последний случай носит иногда название автокогерентности.

О когерентности двух синусоидальных колебаний можно говорить в том случае, когда разность фаз между ними во всем рассматриваемом интервале времени остается постоянной. Непрерывное синусоидальное колебание, естественно, автокогерентно.

Когерентные методы СДЦ основаны на использовании эффекта Допплера. Такие методы могут быть реализованы как в радиолокаторах с непрерывным излучением, так и в импульсных радиолокаторах. Соответственно различают три метода:

- когерентный метод непрерывного излучения;
- когерентно-импульсный метод малой скважности ( $Q < 10$ );
- когерентно-импульсный метод высокой скважности.

Некогерентные методы используются только в импульсных радиолокаторах, так как они основываются на сравнении отражен-

ных сигналов, разделенных определенным интервалом времени.

Широкое применение в радиолокационных станциях ПВО находит когерентно-импульсный метод высокой скважности, который ниже рассматривается более подробно. Что касается когерентного метода непрерывного излучения, то он был описан в § 2. Когерентными в данном методе являются непрерывные синусоидальные колебания сверхвысокой частоты, генерируемые передатчиком станции. Эти колебания используются и в качестве опорного напряжения для выявления доплеровского изменения частоты отраженных сигналов. Колебания, отраженные от неподвижной или точечной движущейся цели, также остаются когерентными. Селекция движущейся цели осуществляется путем измерения частоты Допплера на выходе фильтра низких (доплеровских) частот, включенного после приемника (рис. 1.10).

Когерентно-импульсный метод малой скважности позволяет избежать технических трудностей, возникающих в станциях с непрерывным излучением при развязке приемного и передающего каналов. Несмотря на высокое качество селекции движущейся цели, этот метод применяется сравнительно редко.

## 2. Когерентно-импульсный метод СДЦ

Когерентно-импульсный метод высокой скважности, или просто когерентно-импульсный метод, представляет собой дальнейшее развитие импульсного метода. В нем сочетается определение дальности импульсным методом с выявлением радиальной составляющей скорости цели на основе использования эффекта Допплера.

Работу радиолокационной станции при когерентно-импульсном методе СДЦ можно пояснить при помощи упрощенной блок-схемы, представленной на рис. 1.190.

Отличительная особенность схемы — наличие дополнительного когерентного гетеродина. Когерентный гетеродин генерирует незатухающие синусоидальные колебания, фаза которых жестко связана с фазой колебаний генератора СВЧ.

Для фазирования когерентного гетеродина к нему через ослабитель подводятся колебания от генератора СВЧ. После окончания импульса генератора когерентный гетеродин продолжает генерировать собственные колебания с навязанной ему начальной фазой. При следующем импульсе генератора СВЧ колебаниям гетеродина будет навязана другая фаза в соответствии с фазой высокочастотных колебаний во время нового импульса и т. д.

Синусоидальные колебания с выхода когерентного гетеродина подаются на смеситель приемника. Одновременно на смеситель поступают отраженные от цели сигналы. Оба подводимых напряжения имеют одну и ту же частоту колебаний. Поэтому ампли-



туда суммарного сигнала на входе детектора зависит от фазового сдвига  $\varphi$  между колебаниями когерентного гетеродина и отраженного сигнала.

Допустим, колебания когерентного гетеродина совпадают по фазе с колебаниями высокой частоты прямого импульса передатчика. Тогда для определения фазового сдвига  $\varphi$  можно воспользоваться выражением (1.3) :  $\varphi = \frac{4\pi D}{\lambda}$ .

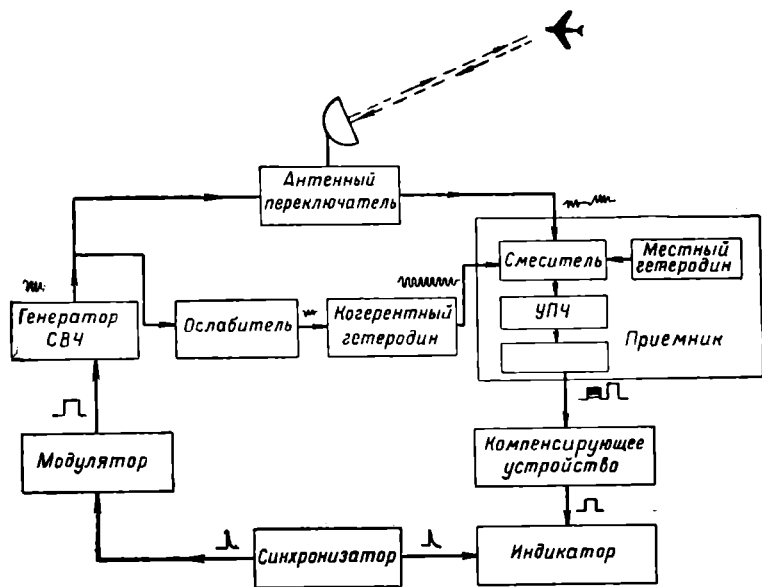


Рис. 1.190. Блок-схема радиолокационной станции с когерентно-импульсным методом СДЦ

Отсюда вытекает принципиальное различие законов изменения амплитуды суммарного сигнала в случае неподвижной и движущейся целей.

Если цель неподвижна, то фазовый сдвиг  $\varphi$  между колебаниями когерентного гетеродина и отраженного сигнала не меняется. В результате амплитуда видеоимпульса на выходе приемника постоянна. Величина ее периодичности меняется в зависимости от дальности цели. На рис. 1.191 изображен экран индикатора, на котором видны сигналы, отраженные от неподвижных целей, находящихся на различных дальностях.

Если цель движется (причем так, что расстояние до нее меняется), фаза отраженного сигнала меняется. Изменением фазы отраженного сигнала за время длительности импульса можно пренебречь, так как за столь малое время цель не успевает заметно

переместиться в пространстве. Однако за период повторения импульсов  $T$  расстояние, проходимое целью, становится соизмеримо с длиной волны  $\lambda$ . В результате от одного импульса к другому фаза отраженного сигнала заметно изменяется. Амплитуда видеоимпульса на выходе детектора также не остается постоянной. Отметка движущейся цели на экране индикатора видна в виде пульсирующего импульса. Из рис. 1.191 видно, что отметки от движущихся и неподвижных целей значительно различаются.

Выясним, чем определяется частота пульсаций сигнала (видео-

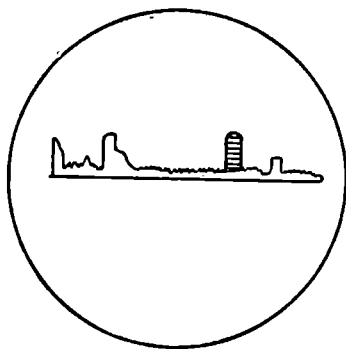


Рис. 1.191. Вид отраженных сигналов на экране индикатора с линейной разверткой при когерентно-импульсном методе СДЦ

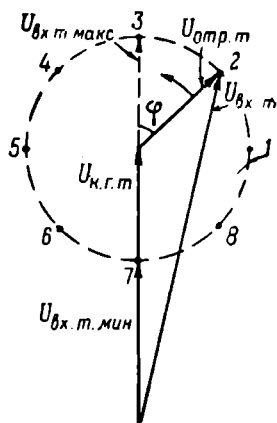


Рис. 1.192. Векторная диаграмма, поясняющая возникновение пульсации выходного сигнала

импульса), отраженного от движущейся цели. Для этого рассмотрим векторную диаграмму на рис. 1.192. На диаграмме вектором  $\overline{U}_{к.г.т}$  обозначена амплитуда колебаний когерентного гетеродина, а вектором  $\overline{U}_{отр.т}$  — амплитуда отраженного сигнала. Вектор  $\overline{U}_{вх.т}$  характеризует амплитуду суммарного сигнала на входе детектора. Амплитуда видеоимпульса на выходе приемника пропорциональна суммарному сигналу на входе детектора.

Допустим, цель перемещается с некоторой постоянной радиальной скоростью  $v_r$ . При изменении дальности фазовый сдвиг меняется с постоянной скоростью по закону  $\varphi = \frac{4\pi D}{\lambda}$ . При перемещении цели на расстояние  $\Delta D = \frac{\lambda}{2}$  фаза изменяется на  $2\pi$  (или на  $360^\circ$ ), затем повторяются прежние фазовые соотношения. На диаграмме (рис. 1.192) это соответствует повороту вектора  $\overline{U}_{отр.т}$  на угол  $\Delta\varphi = 360^\circ$ . Амплитуда суммарного сигнала  $U_{вх.т}$  вследствие этого периодически изменяется от наименьшего значения

$U_{вх\ t\ мин}$ , равного разности амплитуд  $U_{к.г\ t} - U_{отр\ t}$ , до наибольшего значения  $U_{вх\ t\ макс}$ , равного сумме амплитуд  $U_{к.г\ t} + U_{отр\ t}$ . Таким образом, видеоимпульсы оказываются промодулированными по амплитуде по синусоидальному закону.

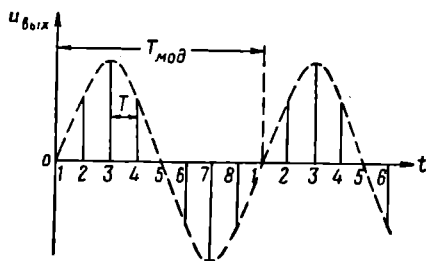


Рис. 1.193. Изменение амплитуд видеоимпульсов для случая, когда  $T_{мод} = 8T_{п}$

На рис. 1.193 приведены графики изменения амплитуд последовательности видеоимпульсов во времени. При этом предполагается, что за период модуляции  $T_{мод}$  успевает прийти восемь отраженных импульсов, соответствующих восьми положениям вектора  $U_{вх\ t}$ , обозначенным на рис. 1.192 цифрами 1, 2, 3, ..., 8.

Огибающая амплитуд импульсов имеет период  $T_{мод}$ , равный времени перемещения цели на расстояние  $\frac{\lambda}{2}$  (время одного оборота вектора  $U_{вх\ t}$  на рис. 1.192).

$$\text{При } v_r = \text{const } T_{мод} = \frac{\lambda}{2v_r}.$$

Частота модуляции амплитуды видеоимпульсов соответственно равна

$$F_{мод} = \frac{1}{T_{мод}} = \frac{2v_r}{\lambda}. \quad (1.56)$$

Частота пульсаций импульсов  $F_{п}$  на экране индикатора зависит от соотношения между частотой повторения импульсов  $F$  и модулирующей частотой  $F_{мод}$ . Эта зависимость представлена графически на рис. 1.194, а.

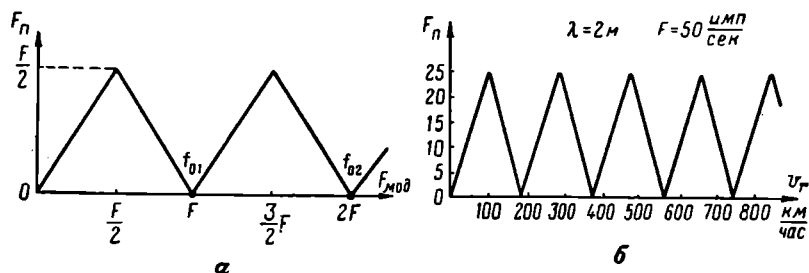


Рис. 1.194. Зависимость частоты пульсаций от скорости движущейся цели: а — от соотношения между частотой модуляции и частотой повторения импульсов; б — от радиальной скорости цели

Из графика видно, что частота пульсаций растет пропорционально частоте модуляции (равна ей) до значения  $F_{мод} = 0,5 F$ . При дальнейшем увеличении частоты  $F_{мод}$  частота пульсаций на-

чинает убывать и при значении  $F_{\text{мод}}=F$  обращается в нуль. Дальше закон изменения частоты  $F_{\text{п}}$  периодически повторяется.

Частота пульсаций периодически спадает до нуля при значениях частоты  $F_{\text{мод}}=kF$ , где  $k=1, 2, 3, \dots, n$  — целые числа. Физически это объясняется тем, что в этих случаях за период повторения импульсов цель успевает переместиться на расстояние, кратное  $\frac{\lambda}{2}$  (отраженный сигнал проходит в обоих направлениях расстояние, равное целому числу длин волн). В результате при приходе очередных отраженных импульсов фазовые отношения не меняются и амплитуда сигнала на экране индикатора остается постоянной.

Из выражения (1.56) можно найти значение скоростей, для которых частота  $F_{\text{п}}=0$ . Поскольку для частоты  $F_{\text{п}}=0$  по виду отметки на экране нельзя отличить движущуюся цель от неподвижной, соответствующие значения скорости цели  $v_{r0}$  получили название «слепых».

Первая «слепая» скорость  $v_{r01}$  получается при  $k=1$ . В этом случае  $F_{\text{мод}}=F=\frac{2v_{r01}}{\lambda}$ . Отсюда  $v_{r01}=\frac{\lambda}{2}F$ .

Вторая «слепая» скорость  $v_{r02}$  будет при  $k=2$ . При этом  $F_{\text{мод}}=2F=\frac{2v_{r02}}{\lambda}$  и  $v_{r02}=\lambda F$ .

В общем случае при  $k=n$  получаем для  $n$ -й «слепой» скорости выражение

$$v_{r0n} = \frac{\lambda}{2} nF. \quad (1.57)$$

На рис. 1.194, б приведен график зависимости частоты пульсаций  $F_{\text{п}}$  от радиальной скорости цели  $v_r$  для радиолокационной станции, работающей на волне  $\lambda=2$  м и имеющей частоту повторения импульсов  $F=50$  имп/сек.

Для этой станции первая «слепая» скорость  $v_{r01}$  равна

$$v_{r01} = \frac{\lambda}{2} F = \frac{2}{2} 50 = 50 \text{ м/сек}, \text{ или } v_{r01} = 180 \text{ км/час}.$$

Последующие «слепые» скорости будут, очевидно, равны:  $v_{r02}=360$  км/час,  $v_{r03}=540$  км/час и т. д.

Наибольшая частота пульсаций, равная  $F_{\text{п. макс}}=\frac{F}{2}=25$  гц, получается при радиальных скоростях цели  $v_r=90; 270; 450$  км/час и т. д.

Когерентно-импульсному методу присущи определенные недостатки, важнейшие из которых: усложнение схемы станции, невозможность отличить цель, обладающую нулевой радиальной скоростью, от действительно неподвижных объектов (местные предметы) и наличие «слепых» скоростей, при которых также нельзя отличить движущуюся цель от неподвижной.

Второй из отмеченных недостатков смягчается тем, что реальные воздушные цели не могут иметь в течение длительного времени радиальную скорость, равную нулю, т. е. летать непрерывно по кругу вокруг точки стояния станции. Что касается «слепых» скоростей, то для их устранения изменяют частоту повторения импульсов  $F_{\text{п}}$ . В некоторых случаях с этой же целью сочетают импульсно-когерентный метод определения дальности с обычным импульсным методом.

### 3. Компенсация сигналов неподвижных целей

Модуляция амплитуды сигналов движущихся целей при когерентно-импульсном методе работы может быть по-разному использована в системе СДЦ.

В простейшем случае можно ограничиться использованием внешнего различия отметок движущейся и неподвижной целей, как это показано на рис. 1.191. В индикаторах с амплитудной отметкой цели опытный оператор может достаточно быстро и правильно различить эти две группы сигналов. Значительно труднее выделить по внешнему виду отметку движущейся цели в индикаторе с яркостной отметкой, где она видна в виде мерцающего сигнала.

Более качественные результаты дает применение специального компенсирующего устройства, которое включается после приемника. Оно позволяет сохранить сигналы только движущихся целей, устраняя полностью (или почти полностью) сигналы мешающих объектов. В результате экран индикатора очищается от помех, а системы автоматического сопровождения получают возможность работать по сопровождаемой цели.

В компенсирующем устройстве производится взаимное вычитание отраженных импульсов, задержанных на определенный интервал времени. В зависимости от величины времени задержки различают череспериодную компенсацию и кадровую компенсацию. При череспериодной компенсации время задержки равно периоду повторения импульсов  $T_{\text{п}}$ , при кадровой компенсации — периоду вращения антенны  $T_{\text{А}}$ .

Компенсирующие устройства обычно выполняются или с применением линий задержки, или с применением потенциалоскопов.

На рис. 1.195 приведена упрощенная блок-схема компенсирующего устройства с линией задержки. Видеоимпульсы с выхода приемника подаются на вычитающее устройство как непосредственно, так и через устройство задержки. Видеоимпульсы неподвижных целей имеют практически неизменную амплитуду, и в вычитающем устройстве можно получить их полную взаимную компенсацию. Амплитуда сигналов движущихся целей меняется во времени с частотой Допплера, поэтому амплитуды прямого и задержанного импульсов не будут равны между собой. После вы-

читания результирующие видеоимпульсы будут иметь некоторую величину. Таким образом, на выходе вычитающего устройства сохраняются только видеоимпульсы движущихся целей.

Известны три типа линий задержки: электрические, магнито-стрикционные и ультразвуковые. Наибольшее распространение нашли ультразвуковые линии задержки. Недостатком электрических линий является малое время задержки, не превышающее 10 мксек. Магнитострикционные линии обеспечивают время задержки до 100 мксек, но более капризны в эксплуатации.

Ультразвуковые линии задержки позволяют получить большую величину задержки на единицу длины линии, так как ультразвук распространяется в среде со скоростью порядка 1200—6000 м/сек.

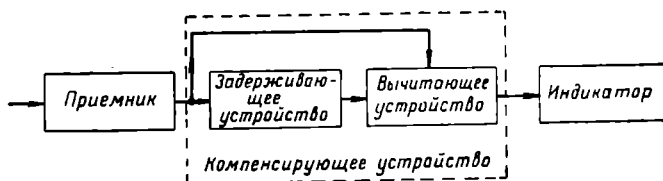


Рис. 1.195. Упрощенная блок-схема компенсирующего устройства

С помощью ультразвуковых линий можно осуществить задержку сигнала на сотни и тысячи микросекунд. Этого достаточно для обеспечения череспериодной компенсации. Для целей кадровой компенсации схема с линией задержки непригодна.

Компенсация сигналов в вычитающем устройстве может осуществляться двумя способами: по огибающей и по несущей частоте. В первом случае вычитаются видеоимпульсы, во втором случае — радиоимпульсы. Второй способ применяется реже из-за большой сложности схемы, вызванной необходимостью учета фазовых соотношений.

#### 4. Компенсирующие устройства на потенциоскопах

Как при череспериодной, так и при кадровой компенсации в качестве компенсирующего устройства часто применяются потенциоскопы.

Потенциоскопами называются электронно-лучевые трубки, записывающие и воспроизводящие электрическую информацию в виде видеосигналов. Потенциоскоп может выполнять функции запоминающего и вычитающего устройства одновременно.

Упрощенная схема компенсирующего устройства на потенциоскопе изображена на рис. 1.196.

Потенциалоскоп состоит из трех основных частей: электронной пушки, отклоняющей системы и блока мишени. Кроме того, в трубке имеется коллектор (К), предназначенный для улавливания вторичных электронов, выбитых из мишени.

Электронная пушка и отклоняющая система имеют стандартную конструкцию, такую же, как в типовых индикаторных трубках. Фокусировка и отклонение луча могут осуществляться как

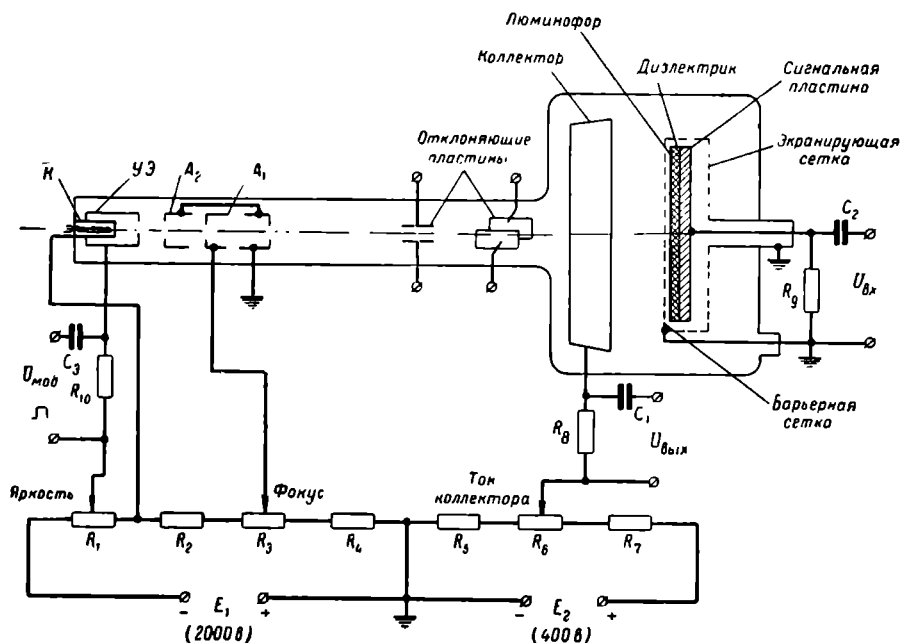


Рис. 1.196. Схема компенсирующего устройства на потенциалоскопе

электрическим, так и магнитным полем. На рисунке изображен потенциалоскоп с электрической фокусировкой и отклонением луча.

Блок мишени представляет собой тонкий слой хорошего диэлектрика (толщиной в несколько сот микрон), нанесенный на тонкую металлическую подложку, называемую сигнальной пластиной. В потенциалоскопах с видимым изображением на поверхность диэлектрика наносится слой флуоресцирующего вещества. Для устранения влияния внешних полей мишень окружена экраном в виде сетки. С внутренней стороны, на расстоянии 0,1—0,2 мм от диэлектрика, расположена барьерная сетка с большим коэффициентом прозрачности. Барьерная сетка выполняется во избежание вторичной эмиссии из очень тонкой вольфрамовой или стальной золоченой проволоки. На барьерную сетку, имею-

шую отдельный вывод, иногда подают небольшой отрицательный (по отношению к мишени) потенциал. В схеме на рис. 1.196 барьерная сетка заземлена.

Коллектор потенциалоскопа выполняется либо в виде аквадага, нанесенного у основания широкой части трубки, либо в виде металлического усеченного конуса. Коллектор имеет самый высокий потенциал; величина его может регулироваться потенциометром  $R_6$ .

Входные сигналы (видеоимпульсы) подводятся к сигнальной пластине мишени через переходную цепь  $C_2R_9$ . Выходные сигналы снимаются с сопротивления нагрузки  $R_8$ , включенного в цепь тока коллектора.

Принцип работы потенциалоскопа основан на создании в диэлектрике мишени так называемого потенциального рельефа.

Допустим, что питание трубки включено, а входных импульсов нет. Электроны луча будут с большой скоростью бомбардировать внутреннюю поверхность мишени. При наличии развертки луч обегает поочередно все точки поверхности мишени. Чаще всего в потенциалоскопе создается спиральная или прямоугольная растровая развертка луча с тем, чтобы можно было максимально использовать поверхность мишени.

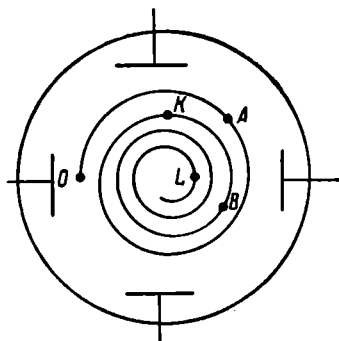


Рис. 1.197. Вид спиральной развертки потенциалоскопа

Предположим, что на развертывающие пластины поданы напряжения, формирующие спиральную развертку. Поскольку на внутренней поверхности мишени имеется слой люминофора, то благодаря прозрачности очень тонких диэлектрика и сигнальной пластины развертка будет видна со стороны экрана. Видимое изображение развертки позволяет контролировать правильность ее формы (рис. 1.197).

При бомбардировке какого-либо участка мишени из него выбиваются вторичные электроны. Материал диэлектрика имеет коэффициент вторичной эмиссии  $\sigma > 1$ , т. е. число выбитых вторичных электронов превышает число первичных электронов луча. Потенциал мишени в исходном состоянии полагаем равным нулю. Тогда вторичные электроны под воздействием ускоряющего поля между коллектором и мишенью устремятся к коллектору. Поскольку число вторичных электронов, уходящих от мишени, превышает число первичных электронов, поступающих на нее, потенциал точки мишени, подвергающейся бомбардировке, будет повышаться. Это приводит к уменьшению разности потенциалов между данной точкой мишени и коллектором. Одновременно создается слабое тормозящее поле между барьерной сеткой и ми-



шению. Теперь более медленные вторичные электроны отбрасываются обратно на мишень. По мере повышения потенциала мишени непрерывно уменьшается количество вторичных электронов, способных преодолеть тормозящее поле барьерной сетки и достичь коллектора.

При некотором значении потенциала коллектора в трубке устанавливается состояние динамического равновесия. Оно характеризуется тем, что число вторичных электронов, достигающих коллектора, становится в точности равным числу первичных электронов,

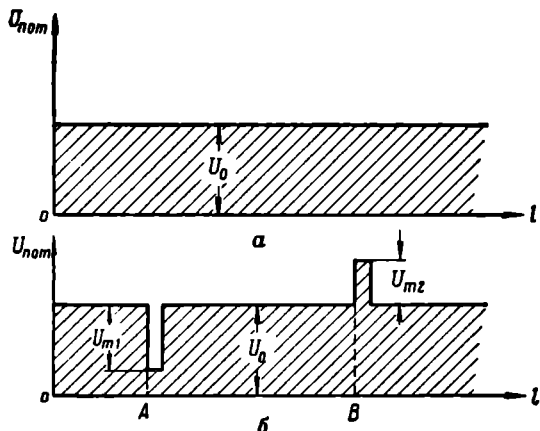


Рис. 1.198. Форма потенциального рельефа потенциалоскопа:

$a$  — нет входных импульсов;  $b$  — записаны два импульса разной полярности

падающих на мишень. Остальная часть выбитых вторичных электронов возвращается обратно к мишени. Соответствующий потенциал мишени  $U_0$  носит название равновесного. Параметры мишени и развертки таковы, что в точках мишени, через которые проходит луч, успевает установиться равновесный потенциал.

Таким образом, после одного хода спиральной развертки происходит повышение потенциала во всех точках до уровня  $U_0$ . Совокупность потенциалов всех точек поверхности мишени в порядке прохождения их лучом образует потенциальный рельеф. Вид потенциального рельефа при отсутствии входных сигналов (нет записи информации) показан на рис. 1.198,  $a$ .

При последовательном установлении равновесного потенциала во всех точках мишени величина тока коллектора будет неизменной. Ток коллектора протекает по цепи: от плюса источника  $E_2$  через сопротивление  $R_7$  и правую половину потенциометра  $R_6$ , через сопротивление нагрузки  $R_8$  к коллектору, навстречу вторичным электронам к мишени, навстречу первичным электронам к катоду, через сопротивление  $R_1$  к минусу источника  $E_1$ .

Постоянный ток коллектора создает постоянное отрицательное напряжение на сопротивлении нагрузки  $R_3$ . Напряжение на выходных зажимах равно нулю.

Прежде чем переходить к работе потенциалографа как вычитающего устройства, рассмотрим более простые режимы, а именно — режимы записи и считывания информации.

### Режим записи информации

Предположим, что на вход потенциалографа поступают два видеопульса: в момент прохождения лучом точки  $A$  импульс положительной полярности и в момент прохождения лучом точки  $B$  — отрицательной полярности (рис. 1.197, 1.198, 1.199). Полагаем, что в исходном состоянии мишень уже имела равновесный потенциал. При движении луча вдоль развертки по участку  $OA$  потенциал мишени по-прежнему остается равновесным.

При попадании луча в точку  $A$  характер процесса меняется. В этот момент ( $t_1$ ) ко входу прикладывается кратковременный положительный видеопульс с амплитудой  $U_{m1}$ . Под воздействием импульса скачком повышается потенциал всех точек сигнальной пластины. Этот положительный перепад передается через диэлектрик к его внутренней поверхности (внешнюю и внутреннюю поверхности диэлектрика можно рассматривать в качестве обкладок конденсатора).

Повышение потенциала внутренней поверхности диэлектрика увеличивает тормозящее поле барьерной сетки и уменьшает ускоряющее поле коллектора. В результате увеличивается число вторичных электронов, отбрасываемых обратно на мишень, и уменьшается число электронов, достигающих коллектора. Потенциал точки  $A$  будет снижаться, пока вновь не достигнет равновесного уровня  $U_0$ . После окончания импульса потенциалы всех точек ми-

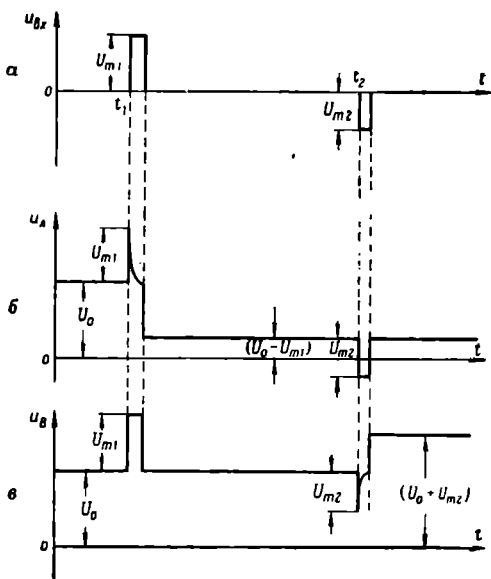


Рис. 1.199. Изменение потенциалов различных точек развертки потенциалографа при записи информации:

$a$  — график входных импульсов;  $б$  — потенциал в точке  $A$ ;  $в$  — потенциал в точке  $B$

шени падают на величину  $U_{m1}$  и потенциал точки  $A$  оказывается ниже уровня  $U_0$  на эту величину.

К моменту окончания импульса луч переместится уже в соседнюю точку развертки. Поэтому потенциальный рельеф будет иметь лишь небольшой участок с более низким потенциалом (точка  $A$  на рис. 1.198). В отклонении потенциала мишени в точке  $A$  от равновесного уровня  $U_0$  и заключается запись первого входного импульса.

В момент прохождения лучом точки  $B$  ко входу прикладывается видеоимпульс отрицательной полярности. Под его воздействием скачком понижаются потенциалы всех точек мишени на величину амплитуды импульса  $U_{m2}$ . Тормозящее поле барьерной сетки уменьшается, а ускоряющее поле коллектора увеличивается. Теперь большее число вторичных электронов достигает коллектора. Поскольку при этом уменьшается число вторичных электронов, возвращающихся к мишени, потенциал в точке  $B$  возрастает и вновь достигает уровня  $U_0$  (рис. 1.199, в). После окончания импульса потенциалы всех точек мишени, в том числе точки  $B$ , вновь повышаются на величину  $U_{m2}$ . В результате потенциал точки  $B$  оказывается выше равновесного уровня на величину амплитуды импульса  $U_{m2}$ .

Следует отметить, что, хотя во время действия входного импульса меняются потенциалы всех точек мишени, по окончании импульса окажется измененным потенциал лишь той точки, в которой во время действия импульса находился луч. В остальных точках мишени после окончания импульса потенциал оказывается прежним, поскольку вторичные электроны из этих точек не выбивались.

Итак, действие двух входных импульсов приводит к изменению потенциала в двух точках ( $A$  и  $B$ ), соответствующих моментам прихода этих импульсов. При наличии большего числа входных сигналов происходит изменение потенциала соответственно в большем числе точек развертки.

Очевидно, что в потенциалоскопе может быть записана любая информация, поступившая на вход за время одного прямого хода спиральной развертки. Записанная информация будет определяться формой образовавшегося при этом потенциального рельефа.

Для сохранения записанной информации необходимо сохранить форму потенциального рельефа. С этой целью трубка может быть заперта после окончания прямого хода спиральной развертки специальным модулирующим напряжением, подаваемым на управляющий электрод через переходную цепь  $C_3R_{10}$ .

### Режим считывания информации

Записанная в потенциалоскопе информация может быть прочитана через достаточно длительный срок, поскольку диэлектрик способен сохранять форму потенциального рельефа.

Для считывания записанной информации требуется еще один раз осуществить развертку луча (при отсутствии входных сигналов). При движении луча по участку развертки  $OA$ , все точки которого имеют равновесный потенциал, ток коллектора будет постоянным. Выходное напряжение соответственно равно нулю.

При попадании луча в точку  $A$ , имеющую более низкий потенциал, уменьшается тормозящее поле барьерной сетки и возрастает число вторичных электронов, уходящих от мишени к коллектору. Это приводит, с одной стороны, к повышению потенциала в точке  $A$  вновь до уровня  $U_0$ , а с другой стороны, к кратковременному возрастанию тока коллектора. Происходящее при этом кратковременное увеличение напряжения на сопротивлении нагрузки  $R_8$  передается через конденсатор  $C_1$  к выходным зажимам в виде отрицательного видеоимпульса.

При попадании луча в точку  $B$ , имеющую потенциал выше равновесного, происходит увеличение тормозящего поля барьерной сетки. Вследствие этого уменьшается число вторичных электронов, достигающих коллектор. В результате потенциал точки  $B$  понижается до уровня  $U_0$ , а ток коллектора уменьшается. Кратковременное уменьшение тока коллектора создает на выходных зажимах видеоимпульс положительной полярности.

Таким образом, записанные ранее в точках  $A$  и  $B$  импульсы воспроизводятся при считывании, правда, с переменной полярности. Одновременно происходит восстановление равновесного потенциала во всех точках развертки. Потенциалоскоп готов к записи новой информации.

## Потенциалоскоп как вычитающее устройство

В соответствии с блок-схемой станции, приведенной на рис. 1.190, на вход потенциалоскопа поступают видеоимпульсы с выхода приемника, а с выхода потенциалоскопа импульсы снимаются к индикатору станции.

Рассмотрим процессы, происходящие при череспериодной компенсации. Для этого выберем период спиральной развертки, равным периоду повторения импульсов станции  $T_{\text{п}}$ , а время прямого хода исходя из максимальной дальности действия. Синхронизацию спиральной развертки будем производить от синхронизатора дальности с тем, чтобы начало прямого хода совпадало с моментом посылки импульса передатчиком станции.

Допустим, что движущихся целей в воздухе нет и за время одного оборота антенны (или одного качания луча) на вход потенциалоскопа поступает пачка импульсов от какого-то местного предмета. Полагаем, что модуляцию амплитуды видеоимпульсов вследствие вращения антенны удалось устранить, а поэтому амплитуды всех импульсов пачки равны, т. е.  $U_{m1} = U_{m2} = \dots = U_{mn}$  (рис. 1.200).

Первый импульс пачки будет записан в потенциалооскопе во время первого хода развертки. Импульс будет записан в точке развертки  $K$ , соответствующей дальности местного предмета. В момент записи положительного видеоимпульса происходят уменьшение вторичноэмиссионного тока коллектора и, следовательно, уменьшение напряжения отрицательной полярности на сопротивлении  $R_8$ . В результате с выходных зажимов потенциалооскопа на индикатор РЛС снимается видеоимпульс положительной полярности.

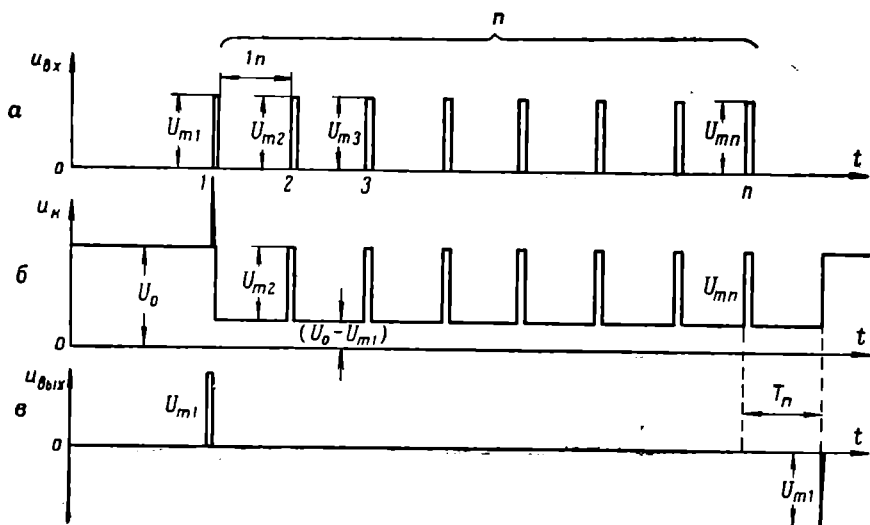


Рис. 1.200. Воздействие пачки импульсов от местного предмета:

а — видеоимпульсы пачки; б — потенциал точки развертки  $K$ ; в — выходные импульсы

Таким образом, первый импульс пачки передается без изменения полярности через потенциалооскоп к индикатору. В потенциальном рельефе этот импульс оказывается записанным в виде более низкого потенциала в точке  $K$ .

Во время второго хода развертки, пока луч движется вдоль участка с равновесным потенциалом, ток коллектора не меняется и напряжение на сопротивлении  $R_8$  постоянно. В момент вторичного попадания луча в точку  $K$  ко входу прикладывается второй импульс пачки. Он повышает потенциал точки  $K$  на величину  $U_{m2} = U_{m1}$ , т. е. точно до равновесного уровня  $U_0$ . Поэтому при прохождении лучом этой точки ток коллектора не меняется. По окончании импульса потенциал в точке  $K$  оказывается по-прежнему ниже равновесного на величину  $U_{m1}$ . Вследствие постоянства тока коллектора напряжение на выходе потенциалооскопа за время второго хода развертки остается равным нулю.

Во время следующих ходов развертки при подаче на вход очередных импульсов пачки процессы повторяются. Каждый раз, когда луч попадает в точку  $K$ , в ней происходит кратковременное повышение потенциала до равновесного уровня за счет воздействия очередного импульса. Ток коллектора за время прямого хода развертки остается постоянным. Это приводит, с одной стороны, к отсутствию выходных импульсов, с другой — к сохранению прежней формы потенциального рельефа.

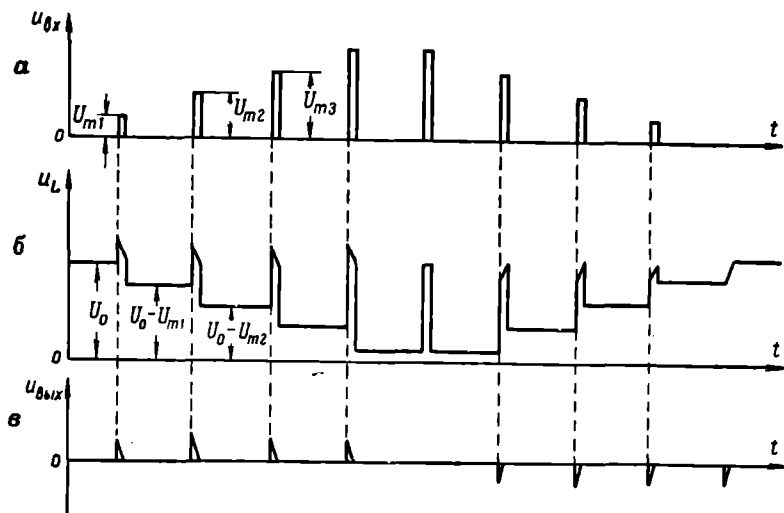


Рис. 1.201. Воздействие на потенциалоскоп пачки импульсов от движущейся цели:

а — видеоимпульсы пачки; б — потенциал точки развертки; в — выходные импульсы

После окончания пачки импульсов очередным ходом развертки будет произведено считывание записанного импульса. При считывании на выходе появляется импульс отрицательной полярности и потенциал точки  $K$  возвращается к равновесному уровню.

Если в пачке содержится несколько десятков импульсов, то с выхода потенциалоскопа снимаются всего лишь один положительный и один отрицательный импульсы. Этого, безусловно, недостаточно для создания отметки цели. Поэтому отметок местных предметов и вообще неподвижных целей на экране индикатора не будет.

Допустим теперь, что на вход приемника поступают сигналы, отраженные от движущейся цели. В этом случае видеоимпульсы на выходе приемника будут промодулированы по амплитуде. Для простоты анализа предположим, что амплитуда импульсов пачки нарастает и спадает по линейному закону (рис. 1.201, а).

Первый видеоимпульс понизит потенциал в соответствующей точке развертки (точка  $L$ ) на величину  $U_{m1}$  и одновременно воспроизведется на выходе. Второй импульс пачки, имеющий большую амплитуду, в момент прихода повысит потенциал в точке  $L$  от равновесного уровня на величину  $U_{m2} - U_{m1}$ . В результате на выходных зажимах опять появляется положительный импульс с амплитудой  $U_{m2} - U_{m1}$ , а потенциал точки  $L$  после окончания импульса дополнительно понижается до уровня  $U_0 - U_{m2}$ .

Третий импульс пачки, имеющий еще большую амплитуду, опять создаст на выходе положительный видеоимпульс, равный разности  $U_{m3} - U_{m2}$ , и еще сильнее понизит потенциал точки  $L$ .

Появление на выходе положительных видеоимпульсов и понижение потенциала точки  $L$  будет продолжаться до тех пор, пока происходит возрастание амплитуды импульсов пачки, т. е. примерно до ее середины. Благодаря линейному закону модуляции выходные импульсы будут иметь одинаковую амплитуду.

Как только амплитуда входных импульсов начинает убывать, характер процесса меняется. Теперь при попадании луча в точку  $L$  на выходных зажимах появляются импульсы отрицательной полярности, равные по-прежнему разности амплитуд между двумя очередными импульсами пачки. Потенциал точки  $L$  с каждым ходом развертки постепенно повышается (рис. 1.201, б).

Если подать на вход потенциалоскопа пачку из  $n$  импульсов, модулированных по амплитуде, то с выхода будет сниматься  $\frac{n}{2}$  импульсов той же полярности и  $\frac{n}{2}$  импульсов другой полярности. Если импульсы пачки модулированы по синусоидальному закону, то выходные импульсы будут иметь различную амплитуду.

Можно непосредственно использовать  $\frac{n}{2}$  импульсов нужной полярности для получения отметки цели. Однако можно путем усложнения схемы — введения нескольких последовательных каскадов вычитания на потенциалоскопах — получить на выходе прежнее число импульсов  $n$  при требуемом законе изменения амплитуды.

### 5. Особенности РЛС с когерентно-импульсным методом работы

Центральное место в системе СДЦ когерентно-импульсной станции занимает когерентный гетеродин, вырабатывающий опорное напряжение. Два противоречивых требования предъявляются к его работе — стабильность частоты генерируемых колебаний и возможность точного согласования по фазе с импульсом генератора СВЧ. Различные методы получения и сравнения когерентных напряжений позволяют по-разному выполнить эти требования. Один из возможных вариантов построения системы СДЦ был приведен ранее на рис. 1.190. Варианты схем могут отличаться следующими основными особенностями:

— направлением фазовой синхронизации;

- режимом когерентного гетеродина;
- частотой фазирования;
- частотой сравнения когерентных сигналов.

Направление фазовой синхронизации возможно как от генератора СВЧ к когерентному гетеродину, так и наоборот. В схеме, приведенной на рис. 1.190, применено фазирование от генератора СВЧ. В сантиметровом диапазоне волн при использовании магнетрона это единственно возможный вариант. В метровом и дециметровом диапазонах при использовании ламповых генераторов возможно и обратное направление фазирования.

Режим работы когерентного гетеродина при фазировании от него может быть как импульсным, так и непрерывным. При фазировании от генератора СВЧ когерентный гетеродин может работать только в импульсном режиме.

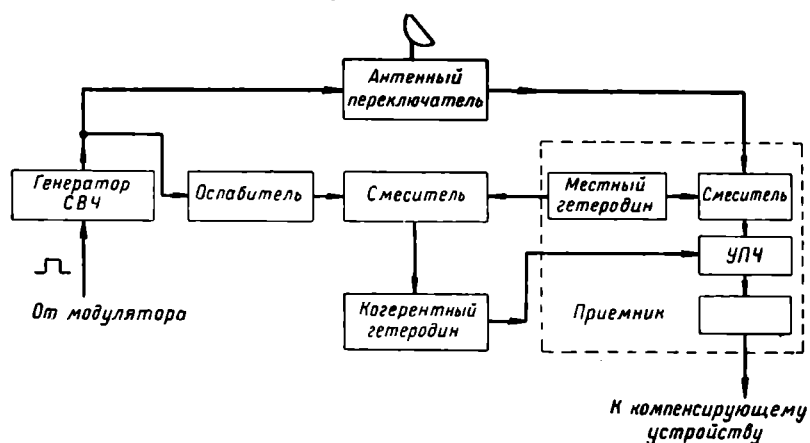


Рис. 1.202. Вариант схемы СДЦ с фазированием и сравнением на промежуточной частоте

Фазирование можно производить и на высокой частоте, и на промежуточной. В схеме, приведенной на рис. 1.190, оно происходит на высокой частоте. При этом фазирующее напряжение поступает непосредственно от магнетрона и когерентный гетеродин генерирует частоту, равную частоте генератора СВЧ.

На рис. 1.202 изображен другой вариант схемы, когда когерентный гетеродин генерирует промежуточную частоту. Фазирруется он также промежуточной частотой, получающейся в дополнительном смесителе за счет смешения частоты генератора СВЧ и основного гетеродина приемника.

Сравнение частот когерентного гетеродина и отраженного сигнала возможно также и на высокой и на промежуточной частотах. При этом будет выделяться одна и та же частота Допплера.



В схеме, приведенной на рис. 1.190, напряжение когерентного гетеродина высокой частоты поступает на смеситель приемника и, следовательно, производится сравнение по высокой частоте. В схеме, изображенной на рис. 1.202, когерентный гетеродин генерирует напряжение промежуточной частоты, поступающее в канал промежуточной частоты приемника. Сравнение сигналов происходит на промежуточной частоте.

Подытоживая, можно сказать, что на рис. 1.190 показана схема СДЦ с фазированием от генератора СВЧ на высокой частоте и со сравнением по высокой частоте. На рис. 1.202 представлена соответственно схема с фазированием от генератора СВЧ на промежуточной частоте и со сравнением по промежуточной частоте. Эти два варианта схемы СДЦ являются наиболее распространенными. При этом вторая схема применяется чаще, так как на промежуточной частоте проще создать стабильный когерентный гетеродин. Фазирование также легче осуществить на промежуточной частоте.

Поскольку в обеих схемах когерентный гетеродин работает в импульсном режиме, для получения высокой стабильности частоты необходимо обеспечить малую скорость ухода частоты. Такой же стабильностью частоты должен обладать местный гетеродин приемника.

Для нормальной работы системы СДЦ предъявляются дополнительные требования и к некоторым другим элементам станции, в частности к передатчику и приемнику.

Генератор СВЧ должен также обладать повышенной стабильностью частоты.

Нестабильность частоты генератора СВЧ или одного из гетеродинов вызывает модуляцию сигналов от неподвижных целей, в результате чего они мало отличаются от сигналов движущихся целей. Серьезная опасность состоит и в том, что некоторые местные предметы дают сами флюктуирующий сигнал (например, ветви и листья деревьев). Кроме того, возникает флюктуация отраженных сигналов от местных предметов при вращении антенны или качании луча антенны.

Для более надежной работы СДЦ в этих условиях применяют иногда приемник с линейно-логарифмической амплитудной характеристикой в канале промежуточной частоты (рис. 1.203). При такой характеристике слабые сигналы усиливаются больше, чем сильные. Это позволяет ослабить помехи, в том числе сигналы, отраженные от местных предметов, зачастую превышающие во много раз сигналы от движущихся целей. Одновременно уменьшается и влияние флюктуаций этих сигналов, поскольку флюктуации пропорциональны величине самого сигнала.

Хороший результат дает применение приемника с фазовым детектором, к которому подводится напряжение когерентного гетеродина и выходное напряжение приемника после ограничителя.

Ограничитель исключает флюктуацию амплитуды сигнала. Выходное напряжение фазового детектора будет промодулировано только доплеровской частотой.

Специфические трудности в работе системы СДЦ возникают в том случае, когда радиолокационная станция расположена на движущемся объекте. Это относится к РЛС, размещаемым на самолетах, кораблях, танках и т. п. Действительно, теперь объекты, неподвижные относительно земли, будут перемещаться относительно радиолокатора. Сигналы, отраженные от «неподвижных» объектов, будут отличаться от импульса передатчика движущейся РЛС на частоту Доплера, соответствующую скорости движения станции относительно данного объекта.

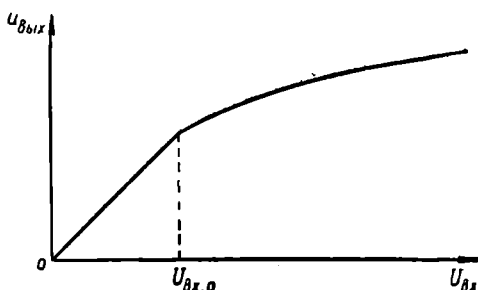


Рис. 1.203. Идеальная линейно-логарифмическая характеристика

$$\frac{du_{\text{вых}}}{du_{\text{вх}}} = k_1 \text{ при } u_{\text{вх}} = U_{\text{вх.0}}$$

$$\frac{du_{\text{вых}}}{du_{\text{вх}}} = k_1 \frac{U_{\text{вх.0}}}{u_{\text{вх}}} \text{ при } u_{\text{вх}} > U_{\text{вх.0}}$$

Сравнительно просто можно компенсировать эффект движения радиолокатора при наличии сигнала помехи от одного местного предмета или от нескольких местных предметов, имеющих одинаковые радиальные скорости. С этой целью в систему СДЦ вводят дополнительное фазосдвигающее устройство, которое изменяет фазу когерентного гетеродина с такой же скоростью, с какой меняется из-за движения локатора фаза сигналов, отраженных от местных предметов. Иначе говоря, фазосдвигающее устройство повышает или понижает частоту когерентного гетеродина на соответствующую частоту Доплера.

Фазосдвигающее устройство состоит из гетеродина частоты Доплера, смесителя, на который подаются напряжения частоты когерентного гетеродина и частоты Доплера, и фильтра, выделяющего сумму или разность этих частот (рис. 1.204). Суммирование или вычитание производится в зависимости от того, прибли-

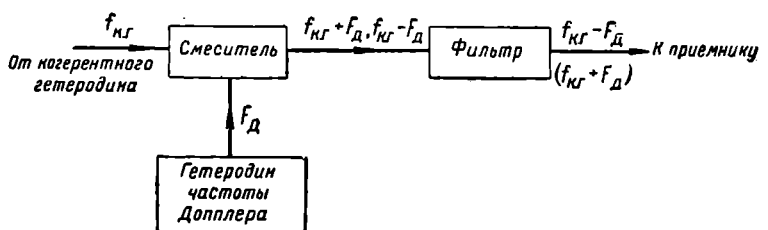


Рис. 1.204. Упрощенная блок-схема фазосдвигающего устройства для СДЦ движущегося радиолокатора

жается ли станция к данному объекту или удаляется от него. С выхода фильтра напряжение когерентного гетеродина с доплеровской поправкой частоты поступает на соответствующий каскад приемника.

Значительно более сложным получается фазосдвигающее устройство, если требуется обеспечить нормальную работу СДЦ при наличии сигналов от многих неподвижных объектов. Движущийся радиолокатор обладает по отношению к разным местным предметам различной радиальной скоростью. Поэтому доплеровская поправка частоты должна периодически изменяться в соответствии с законом качения луча. Аналогичное фазосдвигающее устройство может быть использовано в СДЦ неподвижного радиолокатора при работе в условиях пассивных помех, создаваемых облаком полуволновых отражателей. Доплеровская поправка частоты должна в этом случае компенсировать изменение частоты, соответствующее скорости движения облака отражателей. Скорость перемещения облака определяется скоростью ветра.

## 6. Системы СДЦ с внешней когерентностью и некогерентные методы СДЦ

Системы СДЦ с внешней когерентностью, не отличаясь по принципу действия от импульсно-когерентных, не имеют, однако, в своем составе когерентного гетеродина. В качестве когерентного опорного напряжения в них используются сигналы, отраженные от местных предметов. Аппаратура СДЦ при этом существенно упрощается. Применение СДЦ с внешней когерентностью возможно лишь в станциях, для которых вблизи любой движущейся цели оказывается местный предмет. К таким РЛС относятся, например, самолетные радиолокаторы обзора местности.

Обязательным условием правильной работы этих систем является малый уход частоты генератора СВЧ за время импульса. Генератор должен обладать такой же стабильностью, как и при импульсно-когерентном методе. В случае нестабильности частоты генератора будет изменяться частота сигнала, отраженного от местного предмета. В результате образуются паразитные, или ложные, биения, искажающие картину на экране индикатора.

Достоинством системы с внешней когерентностью является сохранение постоянства разности частот, отраженных движущимися и неподвижными целями, при движении самой системы. Поэтому отпадает необходимость в компенсации эффекта движения системы.

Наиболее известный некогерентный метод СДЦ состоит в сравнении положения отраженного сигнала от одной и той же цели через определенный интервал времени. Время сравнения выбирается таким, чтобы цель успела переместиться по развертке на расстояние, близкое к длительности импульса. Для реальных скоростей воздушных целей сравнение должно производиться че-

рез интервалы времени порядка нескольких секунд. Поэтому сравнивают между собой отраженные импульсы через период одного оборота антенны  $T_A$ , а не через период повторения импульсов  $T_P$ .

При использовании данного метода можно применить приведенное ранее на рис. 1.196 компенсирующее устройство на потенциалоскопе. При этом спиральная развертка потенциалоскопа должна быть синхронизована частотой вращения антенны.

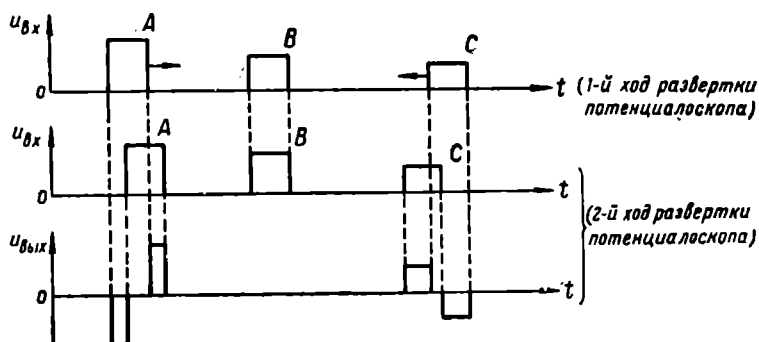


Рис. 1.205. Графики напряжений потенциалоскопа, поясняющие принцип действия некогерентной системы СДЦ

Графики, поясняющие принцип действия некогерентной системы СДЦ, приведены на рис. 1.205. На этом рисунке импульс  $A$  соответствует удаляющейся цели, импульс  $C$  — приближающейся, а импульс  $B$  получается от местного предмета.

С выхода потенциалоскопа снимается разность соответствующих импульсов через один оборот антенны. Очевидно, что импульс от местного предмета окажется полностью скомпенсированным. В случае приближающейся цели получаются два кратковременных импульса — сначала положительной полярности, а затем отрицательной; в случае удаляющейся цели — также два импульса, но в другой последовательности полярностей. Ширина выходных импульсов зависит от радиальной скорости целей. Применяя ограничения на нулевом уровне, можно сохранить на выходе импульсы только одной полярности.

## ВЫПРЯМИТЕЛИ

### § 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ВЫПРЯМИТЕЛЯХ

Работа радиотехнических устройств, содержащих электронные лампы, невозможна без источников постоянного напряжения. Такими источниками в большинстве случаев бывают выпрямители.

Всякий выпрямитель независимо от его назначения и схемы представляет собой преобразователь энергии переменного тока в энергию постоянного тока.

Широкое применение выпрямителей для питания самых различных радиотехнических устройств объясняется тем, что они обладают многими достоинствами по сравнению с другими источниками постоянного напряжения.

К достоинствам выпрямителей относятся возможность получения постоянных напряжений любой величины (от нескольких вольт до десятков киловольт), надежность в работе, простота эксплуатации, достаточно высокий КПД.

Выпрямителям свойственны и недостатки, но обычно они незначительны. Основные из них — пульсации выпрямленного напряжения и зависимость величины выпрямленного напряжения от напряжения первичного источника электрической энергии. Первый недостаток устраняется применением сглаживающего фильтра, второй — применением стабилизатора напряжения (если в этом имеется необходимость).

Характерная особенность любого выпрямителя — наличие в нем прибора, обладающего односторонней проводимостью. Такой прибор называется вентилем. Он пропускает электрический ток только в одном (прямом) направлении и не пропускает его в обратном направлении.

В качестве вентилях в современных выпрямителях применяются кенотроны, газотроны, тиратроны, ртутные колбы и полупроводниковые приборы (купроксные, селеновые, германиевые и др.).

В соответствии с этим выпрямители делятся на кенотронные, газотронные, тиратронные, ртутные, купроксные, селеновые и выпрямители на полупроводниковых диодах.

В зависимости от схемы выпрямителя бывают однополупериодные, двухполупериодные, мостиковые, многофазные и с умножением напряжения.

Вентили, применяемые в выпрямителях, характеризуются следующими основными параметрами: максимально допустимой амплитудой тока, максимально допустимым средним его значением, средним внутренним сопротивлением в прямом направлении и максимально допустимой величиной обратного напряжения.

В качестве первичного источника электрической энергии в радиолокационных станциях чаще всего используются генераторы переменного тока с напряжением 127 или 220 в. Поэтому каждый выпрямитель радиолокационной станции обычно содержит силовой трансформатор.

Таким образом, выпрямитель состоит из трех основных элементов: силового трансформатора, вентиля и сглаживающего фильтра.

Для питания современных радиотехнических устройств применяются выпрямители самой различной мощности — от нескольких ватт до сотен киловатт.

## § 2. ПРИНЦИП ВЫПРЯМЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Принцип выпрямления переменного напряжения рассмотрим на примере простейшего однополупериодного кенотронного выпрямителя (рис. 2.1). В него входят только два элемента: силовой трансформатор и вентиль, в данном случае кенотрон. Сопротивление  $R_H$  является эквивалентом реальной нагрузки: через него проходит такой же ток, как и через реальную нагрузку.

Работает выпрямитель следующим образом. К первичной обмотке силового трансформатора подводится переменное напряжение  $u_1$  от первичного источника электрической энергии. Во вторичной обмотке, обычно повышающей, индуцируется переменное напряжение

$$u_2 = U_{m2} \sin \omega t,$$

которое и подлежит выпрямлению (рис. 2.2, а).

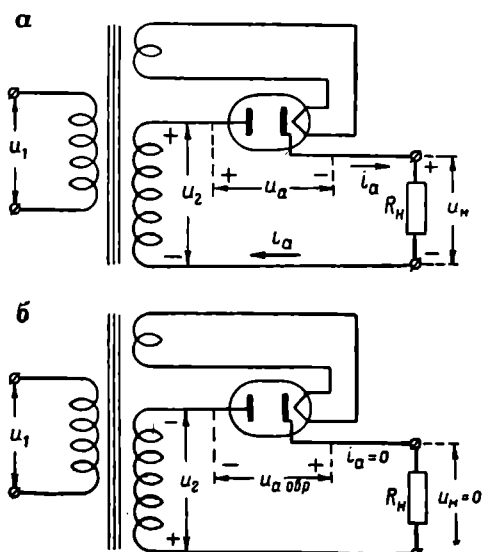


Рис. 2.1. Схема простейшего выпрямителя

Когда напряжение  $u_2$  имеет полярность, показанную на рис. 2.1, а, потенциал анода кенотрона положительнее относительно катода и через кенотрон проходит ток, создавая на сопротивлении нагрузки напряжение  $u_n$ . Так как внутреннее сопротивление проводящего кенотрона сравнительно мало (сотни ом), почти все напряжение  $u_2$  оказывается приложенным к сопротивлению  $R_n$ ,

величина которого всегда значительно больше внутреннего сопротивления кенотрона.

Когда же напряжение  $u_2$  имеет полярность, показанную на рис. 2.1, б, потенциал анода кенотрона отрицателен относительно катода и ток через кенотрон не проходит. В эти промежутки времени внутреннее сопротивление кенотрона бесконечно велико и все напряжение  $u_2$  (отрицательные полуциклы) приложено к кенотрону. Это и есть обратное напряжение. Его максимальная величина  $U_{m\text{обр}}$  называется амплитудой обратного напряжения. В данном выпрямителе она равна амплитудному значению синусоидального напряжения, действующего на вторичной обмотке силового трансформатора.

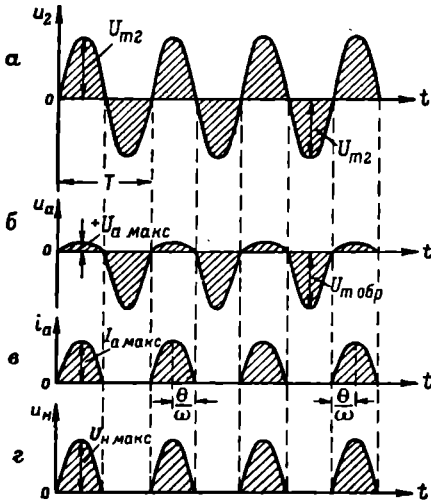


Рис. 2.2. Графики напряжений и тока в простейшем однополупериодном выпрямителе

В процессе работы выпрямителя кенотрон (или другой вентиль) должен выдерживать амплитуду обратного напряжения, не пробиваясь, иначе вентиль потеряет свойство односторонней проводимости и на нагрузке окажется переменное напряжение.

Из схемы выпрямителя и графиков, изображенных на рис. 2.2, видно, что анодный ток кенотрона проходит через сопротивление нагрузки только в одном направлении. Этот ток имеет форму периодически повторяющихся импульсов, длительность которых измеряется углом отсечки.

Под углом отсечки  $\Theta$  понимают половину длительности импульса тока, проходящего через вентиль, выраженную в градусах или долях периода выпрямленного напряжения. В рассматриваемом выпрямителе  $\Theta = 90^\circ$ .

Импульсы анодного тока кенотрона создают на сопротивлении нагрузки пульсирующее напряжение  $u_n$  неизменной полярности, но изменяющееся по величине. Оно будет строго постоянным только в том случае, если через сопротивление  $R_n$  будет проходить ток, неизменный по величине.

Известно, что всякий пульсирующий ток состоит из постоянной составляющей и многочисленных гармоник. Следовательно, через сопротивление  $R_n$  нужно пропускать только постоянную составляющую анодного тока кенотрона и не пропускать переменные токи (гармоники). Тогда напряжение  $u_n$  станет постоянным.

Для этого достаточно параллельно нагрузке подключить конденсатор, емкостное сопротивление которого для всех гармоник анодного тока лампы очень мало по сравнению с сопротивлением  $R_n$ . Благодаря этому гармоники анодного тока проходят через конденсатор, а через нагрузку идет только постоянный ток.

Конденсатор, подключаемый параллельно нагрузке, является простейшим сглаживающим фильтром. Его обычно называют емкостным или конденсаторным фильтром.

Рассмотрим физические процессы, происходящие в различных выпрямителях с емкостными сглаживающими фильтрами.

### § 3. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

#### 1. Однополупериодный выпрямитель с емкостным фильтром

Принципиальная схема однополупериодного кенотронного выпрямителя с емкостным фильтром приведена на рис. 2.3.

Внешнее отличие этой схемы от схемы, изображенной на рис. 2.1, незначительно: добавлен конденсатор  $C_f$ . Однако это небольшое дополнение резко изменяет режим работы кенотрона и форму напряжения на нагрузке.

Графики, иллюстрирующие физические процессы, происходящие в рассматриваемом выпрямителе, приведены на рис. 2.4. Из рисунка видно, что угол отсечки анодного тока стал значительно меньше  $90^\circ$ , амплитуда обратного напряжения  $U_{обр}$  резко возросла, а напряжение на нагрузке стало более постоянным по величине, чем в предыдущем выпрямителе.

Выпрямитель работает следующим образом. Пусть после его включения в сеть первичного источника электрической энергии на вторичной обмотке трансформатора возникло напряжение  $u_2$  (рис. 2.4, а). Так как первый полупериод напряжения  $u_2$  оказался положительным, начинается заряд конденсатора  $C_f$  (рис. 2.4, б).

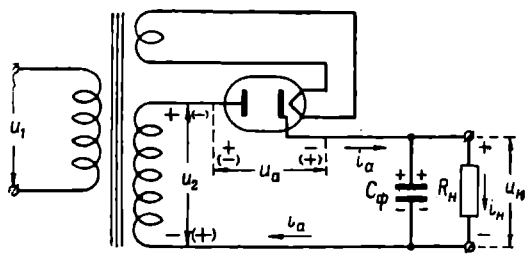


Рис. 2.3. Схема однополупериодного выпрямителя с емкостным фильтром



Через кенотрон проходит первый импульс анодного тока (рис. 2.4, б). В электрическом поле конденсатора накапливается энергия.

Конденсатор  $C_\Phi$  заряжается, пока напряжение на аноде кенотрона положительное (прямое), — в промежутке времени  $t_0—t_1$  (рис. 2.4, в). В момент  $t_1$  напряжение на конденсаторе становится равным напряжению на вторичной обмотке трансформатора, поэтому напряжение на аноде кенотрона оказывается равным нулю. Анодный ток прекращается, и начинается разряд конденсатора

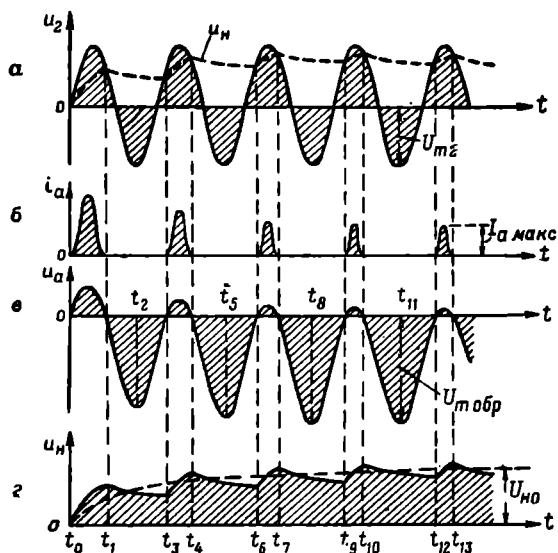


Рис. 2.4. Графики напряжений и тока в однополупериодном выпрямителе с емкостным фильтром

через нагрузку. Энергия, накопленная в конденсаторе, расходуется на активном сопротивлении нагрузки. Разряд конденсатора продолжается до момента  $t_3$ .

В промежутке  $t_1—t_3$  на аноде кенотрона действует отрицательное (обратное) напряжение и лампа заперта. К моменту  $t_2$  отрицательное напряжение на аноде кенотрона достигает максимального значения (амплитуда обратного напряжения), а затем начинает уменьшаться.

Как видно из схемы выпрямителя и графиков, максимальное обратное напряжение на кенотроне является суммой амплитудного значения напряжения  $U_{m2}$  на вторичной обмотке трансформатора и напряжения  $u_n$  на конденсаторе. Именно поэтому амплитуда обратного напряжения почти в два раза больше, чем в предыдущем выпрямителе.

С момента  $t_3$  напряжение на аноде кенотрона опять становится

положительным и конденсатор  $C_{\phi}$  снова подзаряжается до момента  $t_4$ . В момент  $t_4$  напряжение на аноде кенотрона становится равным нулю и анодный ток прекращается. Начинается очередной разряд конденсатора через нагрузку и т. д.

Из рис. 2.4, б видно, что после включения выпрямителя в сеть первичного источника электрической энергии импульсы анодного тока кенотрона постепенно уменьшаются и с некоторого момента времени  $t_9$  остаются неизменными. Начиная с этого момента режим работы выпрямителя считается установившимся. В установившемся режиме работы выпрямителя среднее значение пульсирующего напряжения на нагрузке  $U_{н0}$  остается постоянным.

Из рис. 2.4, г видно, что выходное напряжение  $u_n$  выпрямителя пульсирует с частотой сети первичного источника электрической энергии. Поэтому и первая гармоника этого напряжения имеет частоту питающей сети.

Отношение амплитуды первой гармоники пульсирующего выходного напряжения выпрямителя  $U_{m1}$  к его постоянной составляющей  $U_{н0}$  называется коэффициентом пульсаций и обозначается буквой  $p$  (рис. 2.5):

$$p = \frac{U_{m1}}{U_{н0}}.$$

Очень часто коэффициент пульсаций выражается в процентах

$$p = \frac{U_{m1}}{U_{н0}} \cdot 100\%.$$

Максимально допустимый коэффициент пульсаций зависит от назначения устройства, питающегося от выпрямителя (см. табл. 2.2).

Величина пульсаций напряжения на нагрузке и его среднее значение  $U_{н0}$  зависят от произведения  $C_{\phi}R_n$ . При увеличении этого произведения напряжение  $U_{н0}$  возрастает, приближаясь к амплитудному значению напряжения  $U_{m2}$  на вторичной обмотке трансформатора, а пульсации напряжения  $u_n$  уменьшаются. При уменьшении произведения  $C_{\phi}R_n$  напряжение на нагрузке уменьшается, а пульсации его возрастают (рис. 2.6).

Зависимость напряжения  $U_{н0}$  от величины нагрузки на выпрямитель при постоянной емкости фильтра  $C_{\phi}$  принято показывать при помощи нагрузочной характеристики выпрямителя. Пример трех нагрузочных характеристик для различных емкостей фильтра приведен на рис. 2.7. Эти зависимости называют еще внешними характеристиками выпрямителя.

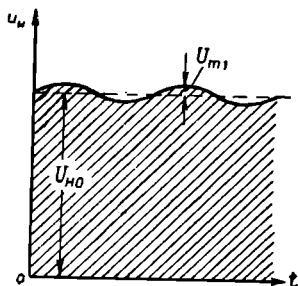


Рис. 2.5. Выходное напряжение выпрямителя с учетом одной первой гармоники

Нагрузочная (внешняя) характеристика выпрямителя показывает, как изменяется величина выходного напряжения выпрямителя  $U_{н0}$  при изменении его нагрузки, т. е. сопротивления  $R_{н}$ . При увеличении сопротивления  $R_{н}$  нагрузка уменьшается, так как

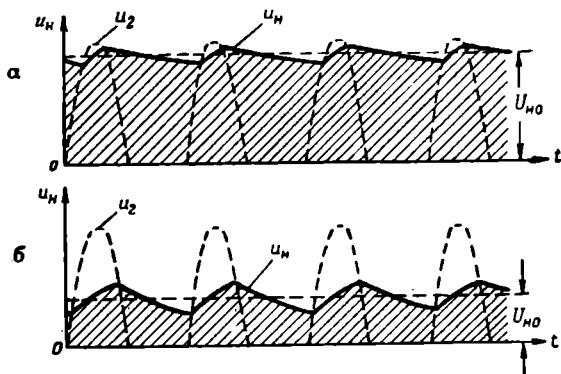


Рис. 2.6. Напряжение на выходе выпрямителя при различных значениях произведения  $C_{\phi}R_{н}$ :  
 а —  $C_{\phi}R_{н}$  — велико; б —  $C_{\phi}R_{н}$  — мало

уменьшается ток, протекающий через нагрузку и кенотрон. При уменьшении сопротивления  $R_{н}$  нагрузка увеличивается, поскольку возрастает ток, протекающий через нагрузку и кенотрон.

Из нагрузочных характеристик (рис. 2.7) видно, что с увеличением тока, протекающего через нагрузку (т. е. при уменьшении сопротивления  $R_{н}$ ), напряжение  $U_{н0}$  уменьшается.

Если емкость фильтра достаточно велика (например, 40 мкф), то напряжение  $U_{н0}$  с увеличением нагрузки уменьшается незначи-

тельно. Если емкость фильтра мала (например, 5 мкф), то напряжение  $U_{н0}$  резко уменьшается с ростом нагрузки. Поэтому желательно, чтобы в выпрямителях с изменяющейся нагрузкой емкость конденсатора  $C_{\phi}$  была как можно больше.

Однополупериодные выпрямители с емкостным фильтром применяются относительно редко — только в тех случаях, когда мощность, потребляемая нагрузкой, невелика, т. е. сопротивление нагрузки  $R_{н}$  достаточно велико.

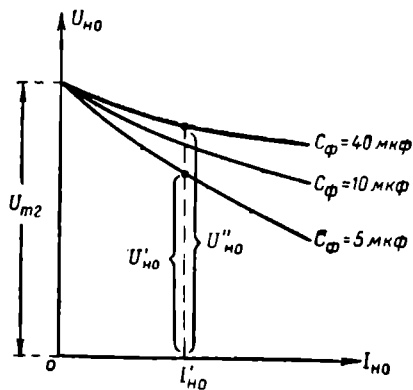


Рис. 2.7. Нагрузочные характеристики выпрямителя с емкостным фильтром

Объясняется это существенными недостатками подобных выпрямителей. Основным недостатком можно считать относительную громоздкость фильтра. Она обусловлена тем, что емкость конденсатора  $C_\phi$  при токе нагрузки даже в несколько десятков миллиампер должна быть весьма большой.

Напряжение на нагрузке  $u_n$  пульсирует незначительно только в том случае, когда емкостное сопротивление конденсатора  $C_\phi$  для первой гармоники анодного тока кенотрона намного меньше сопротивления  $R_n$ . Если, например, требуется, чтобы амплитуда первой гармоники выпрямленного напряжения  $U_{m1}$  не превышала 0,1% постоянной составляющей  $U_{но}$  этого напряжения (рис. 2.5), то емкостное сопротивление конденсатора для первой гармоники анодного тока кенотрона должно быть в 1500—2000 раз меньше сопротивления  $R_n$ <sup>1</sup>. Следовательно, емкость конденсатора  $C_\phi$  должна быть значительной. Подтвердим это числовым примером.

Пусть необходимо получить напряжение на нагрузке выпрямителя  $U_{но}=250$  в при токе через нагрузку  $I_{но}=50$  ма. Тогда эквивалентное сопротивление нагрузки будет равно

$$R_n = \frac{U_{но}}{I_{но}} = \frac{250}{50 \cdot 10^{-3}} = 5000 \text{ ом.}$$

Допустим также, что в качестве фильтра желательно применить конденсатор  $C_\phi$ , емкостное сопротивление которого  $X_c$  для первой гармоники анодного тока кенотрона в 2000 раз меньше  $R_n$ , т. е. коэффициент пульсаций  $\rho$  меньше 0,1%. Тогда необходимую емкость конденсатора фильтра найдем по формуле

$$C_\phi = \frac{1}{\omega_1 X_c},$$

где

$$X_c = \frac{5000}{2000} = 2,5 \text{ ом.}$$

Если частота сети первичного источника энергии  $f=50$  гц, то угловая частота первой гармоники анодного тока кенотрона  $\omega_1 = =314$  рад/сек.

В этом случае

$$C_\phi = \frac{10^6}{314 \cdot 2,5} = 1280 \text{ мкф.}$$

Необходимая емкость фильтра получилась слишком большой.

Допустим теперь, что надо иметь напряжение на нагрузке выпрямителя  $U_{но}=5000$  в при токе через нагрузку  $I_{но}=0,1$  ма.

<sup>1</sup> Это объясняется тем, что в таких выпрямителях амплитуда первой гармоники анодного тока кенотрона  $I_{m1}$  в 1,5—2 раза больше постоянной составляющей  $I_{ao}$ .

В этом случае эквивалентное сопротивление нагрузки

$$R_n = \frac{5000}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 50 \cdot 10^6 \text{ ом.}$$

При том же проценте пульсаций выпрямленного напряжения в качестве фильтра нужно применить конденсатор с емкостным сопротивлением для первой гармоники анодного тока кенотрона

$$X_c = \frac{R_n}{2000} = 25 \text{ 000 ом.}$$

Следовательно, емкость конденсатора фильтра должна быть равна

$$C_\phi = \frac{10^6}{314 \cdot 25 \cdot 10^3} = 0,12 \text{ мкф.}$$

Требуемая емкость получилась незначительной.

Из этих примеров видно, что однополупериодные выпрямители с емкостным фильтром разумно применять только в высоковольтных выпрямителях с малым потреблением тока. Они успешно используются для питания анодов электронно-лучевых трубок радиолокационных и телевизионных устройств.

Поскольку в высоковольтных выпрямителях амплитуда обратного напряжения весьма велика, кенотроны для них рассчитываются на большое обратное напряжение.

Примером кенотронов, специально предназначенных для однополупериодных высоковольтных выпрямителей, могут служить кенотроны 1Ц1С, 2Ц2С, 1Ц7С и 1Ц11П. Их основные данные приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Основные параметры некоторых кенотронов

Тип кенотрона	Число анодов	Напряжение накала $U_n, \text{ в}$	Ток накала $I_n, \text{ а}$	Максимально допустимая амплитуда анодного тока (на один анод) $I_a \text{ макс, ма}$	Максимально допустимое среднее значение анодного тока (на один анод) $I_a \text{ ср, ма}$	Максимально допустимая величина обратного напряжения $U_{\text{обр}}, \text{ в}$	Величина среднего внутреннего сопротивления (на один анод) $R_{\text{до ср}}, \text{ ом}$	Максимально допустимое значение выпрямленного тока $I_{\text{во}}, \text{ ма}$
5Ц3С	2	5	3	700	112,5	1 550	200	225
5Ц4С	2	5	2	375	62,5	1 350	150	125
6Ц5С	2	6,3	0,6	210	35	1 250	350	70
1Ц1С	1	0,7	0,18	10	1	10 000	6 000	1
2Ц2С	1	2,5	1,75	100	7,5	12 500	5 000	7,5
1Ц7С	1	1,25	0,2	17	2	30 000	14 000	2
1Ц11П	1	1,2	0,2	2	0,3	20 000	20 000	0,3

## 2. Двухполупериодный выпрямитель с емкостным фильтром

Источниками постоянного анодного напряжения для различных радиотехнических устройств чаще всего бывают двухполупериодные кенотронные выпрямители.

Принципиальная схема двухполупериодного кенотронного выпрямителя с емкостным фильтром изображена на рис. 2.8.

Вторичная обмотка силового трансформатора выпрямителя состоит из двух частей с одинаковым числом витков. Поэтому напряжения на обеих половинах вторичной обмотки равны, а суммарное напряжение ее должно быть вдвое больше напряжения на вторичной обмотке трансформатора однополупериодного выпрямителя, рассчитанного на такое же выходное напряжение.

Графики, иллюстрирующие физические процессы, происходящие в двухполупериодном выпрямителе с емкостным фильтром, приведены на рис. 2.9. Из рисунка видно, что угол отсечки анодного тока каждого кенотрона значительно меньше  $90^\circ$ . Обратное напряжение, действующее на аноде лампы  $L_1$ , складывается из

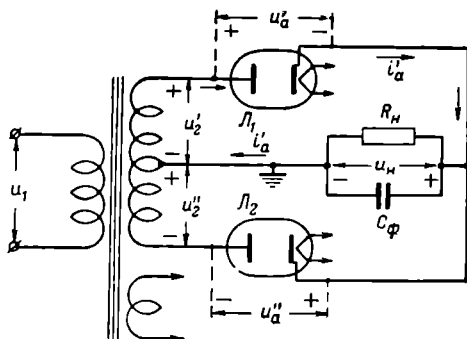


Рис. 2.8. Схема двухполупериодного выпрямителя с емкостным фильтром

напряжений  $u_2'$  и  $u_n$ , а на аноде лампы  $L_2$  — из напряжений  $u_2''$  и  $u_n$ . Частота пульсаций напряжений  $u_n$  в два раза выше частоты первичного источника энергии. Таким образом, если частота сети равна 50 гц, то первая гармоника пульсирующего напряжения  $u_n$  имеет частоту 100 гц. Благодаря повышенной частоте пульсаций облегчается задача их сглаживания. При равных нагрузках и одинаковом коэффициенте пульсаций в схеме двухполупериодного выпрямителя емкость фильтра  $C_\Phi$  может быть в два раза меньше, чем в однополупериодном выпрямителе.

Рассмотрим работу двухполупериодного выпрямителя, пользуясь рис. 2.8 и 2.9. Пусть после включения выпрямителя в сеть первичного источника электрической энергии на вторичной обмотке трансформатора возникли напряжения  $u_2'$  и  $u_2''$ , полярность которых в первый полупериод оказалась такой, как показано на рис. 2.8.

Поскольку в момент включения выпрямителя напряжение на нагрузке равно нулю, на аноде лампы  $L_1$  появляется положительное напряжение, а на аноде лампы  $L_2$  отрицательное. Поэтому через лампу  $L_1$  проходит первый импульс анодного тока.

Начинается заряд конденсатора  $C_{\phi}$ , и в нем накапливается энергия.

В момент  $t_1$  напряжение на конденсаторе становится равным напряжению  $u'_2$  и лампа  $L_1$  запирается. Так как напряжение на аноде лампы  $L_2$  в это время отрицательное и лампа  $L_2$  заперта, то конденсатор  $C_{\phi}$  начинает разряжаться через нагрузку, отдавая ей накопленную энергию.

Разряд продолжается до момента  $t_2$ . К этому времени напряжения  $u'_2$  и  $u''_2$  меняют свою полярность, а с момента  $t_2$  напряжение  $u''_2$  становится больше напряжения на нагрузке. Начинается подзаряд конденсатора  $C_{\phi}$  за счет импульса анодного тока лампы  $L_2$ . Подзаряд продолжается до момента  $t_3$ , когда напряжение на аноде лампы  $L_2$  становится равным нулю, а затем и отрицательным. В промежутке времени  $t_3-t_4$  обе лампы опять заперты и конденсатор  $C_{\phi}$  разряжается через нагрузку. Затем процессы повторяются, и режим работы выпрямителя с некоторого момента времени считается установившимся.

Таким образом, процессы в данном выпрямителе аналогичны процессам в однополупериодном выпрямителе. Поэтому двухполупериодный выпрямитель можно рассматривать как два однополупериодных, работающих по очереди на общую нагрузку.

Двухполупериодные выпрямители часто выполняются на

одной лампе — двуханодным кенотроне. В этом случае схема выпрямителя имеет вид, показанный на рис. 2.10. Работает такой выпрямитель так же, как и предыдущий.

Широко распространены двуханодные кенотроны 5Ц4С, 5Ц3С, 6Ц5С и др. Их основные параметры приведены в табл. 2.1.

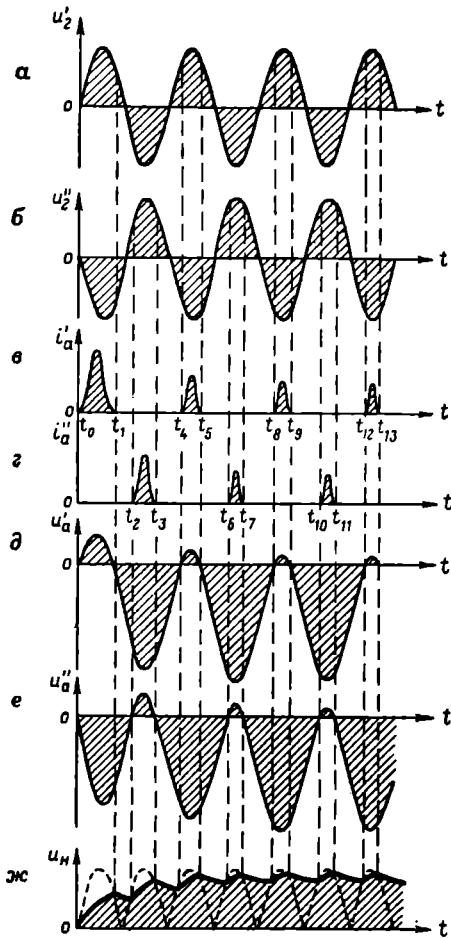


Рис. 2.9. Графики напряжений и токов в двухполупериодном выпрямителе с емкостным фильтром

Нагрузочная характеристика двухполупериодного выпрямителя по внешнему виду такая же, как и у однополупериодного выпрямителя, но наклон ее меньше. Это значит, что от двухполупериодного выпрямителя можно получить значительно больший

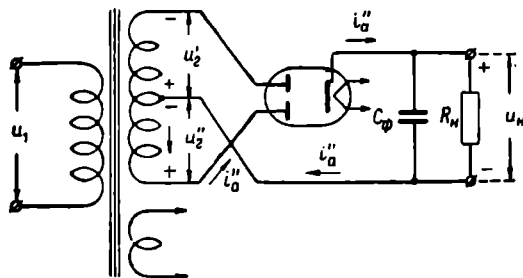


Рис. 2.10. Схема двухполупериодного выпрямителя с емкостным фильтром на двуханодном кенотроне

выпрямленный ток, чем от однополупериодного (при одинаковом напряжении).

Во всех разобранных схемах плюс выпрямленного напряжения получается на катode кенотрона.

### 3. Мостиковая схема выпрямителя

Одним из недостатков рассмотренного выше двухполупериодного выпрямителя является плохое использование вторичной обмотки силового трансформатора. Кенотроны выпрямителя работают поочередно, и через каждую половину вторичной обмотки трансформатора за период выпрямленного напряжения проходит только один импульс тока.

Более удачен мостиковый двухполупериодный выпрямитель. Простейшая схема такого выпрямителя без фильтра изображена на рис. 2.11. В этом выпрямителе вторичная обмотка силового трансформатора не имеет средней точки — она такая же, как и в однополупериодном выпрямителе. Однако используется она более эффективно.

Работа мостикового выпрямителя поясняется графиками, изображенными на рис. 2.12.

Когда напряжение  $u_2$  на вторичной обмотке трансформатора имеет полярность, показанную на рис. 2.11, а, работают вентили 1 и 1'. Через нагрузку проходит ток  $i_1$  в направлении, показанном стрелками. При изменении полярности напряжения  $u_2$  (рис. 2.11, б) работают вентили 2 и 2'. Через нагрузку проходит ток  $i_2$  в том же направлении, что и ток  $i_1$ .

Таким образом, через сопротивление нагрузки ток протекает непрерывно; напряжение на ней показано на рис. 2.12, г.



Если параллельно нагрузке подключить конденсатор фильтра, то напряжение  $u_n$  будет иметь вид, показанный на рис. 2.9, ж.

Недостаток мостикового выпрямителя — наличие в нем четырех вентиляей. Каждый импульс тока проходит через два вентиля. Ввиду этого в данном выпрямителе необходимо применять вен-

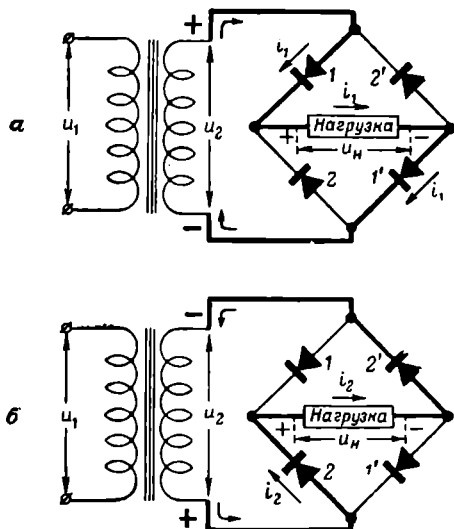


Рис. 2.11. Мостиковая схема выпрямителя без фильтра

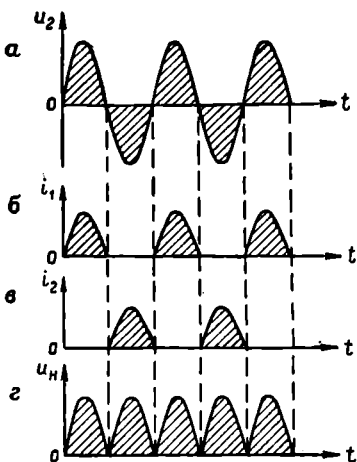


Рис. 2.12. Токи и напряжения в схеме мостикового выпрямителя без фильтра

тили с малым внутренним сопротивлением. Чаще всего для этой цели применяются полупроводниковые вентиля (купроксные, селеновые, германиевые), устройство которых рассмотрено в следующей главе, а также газотроны.

#### 4. Двухполупериодный выпрямитель с удвоением напряжения

В современных радиолокационных и телевизионных устройствах широко применяются электронно-лучевые трубки, для работы которых требуются высокие анодные напряжения (тысячи вольт). При этом величина тока, потребляемого трубками, очень мала (доли миллиампера).

Получать высокое постоянное напряжение при помощи обычного однополупериодного выпрямителя не всегда целесообразно из-за трудности изготовления силового трансформатора, повышающая обмотка которого должна быть рассчитана на напряжение с амплитудой в несколько тысяч вольт,

Поэтому для питания анодов электронно-лучевых трубок часто применяются выпрямители с умножением (удвоением, утроением и учетверением) напряжения. Получаемое от них выпрямленное напряжение может значительно превышать амплитуду переменного напряжения  $U_{m2}$ , действующего на повышающей обмотке силового трансформатора.

Наибольшее применение нашел двухполупериодный выпрямитель с удвоением напряжения, схема которого изображена на рис. 2.13.

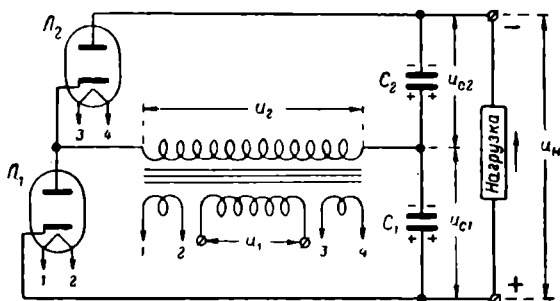


Рис. 2.13. Схема двухполупериодного выпрямителя с удвоением напряжения

Этот выпрямитель фактически состоит из двух однополупериодных выпрямителей, каждый из которых работает на свою емкость. Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  заряжаются поочередно ( $C_1$  через лампу  $L_1$ , а  $C_2$  через лампу  $L_2$ ).

При этом оба выпрямителя выпрямляют переменное напряжение  $u_2$ , действующее на повышающей обмотке силового трансформатора, общей для обоих выпрямителей.

Прохождение токов в выпрямителе показано на рис. 2.14, а, графики, иллюстрирующие физические процессы в этом выпрямителе, — на рис. 2.15. Они соответствуют установившемуся режиму.

Рассмотрим работу выпрямителя в этом режиме. В промежутке времени  $t_0-t_3$  напряжение  $u_2$  на повышающей обмотке силового трансформатора имеет полярность, показанную на рис. 2.14, а. В течение времени  $t_1-t_2$  напряжение  $u_2$  по величине превышает напряжение  $u_{c1}$ , поэтому лампа  $L_1$  отперта и конденсатор  $C_1$  заряжается (рис. 2.14, а и 2.15, б, в, е). Одновременно происходит разряд конденсатора  $C_2$  через повышенную обмотку трансформатора, лампу  $L_1$  и нагрузку.

Энергия, накопленная в конденсаторе  $C_2$ , расходуется на активном сопротивлении нагрузки. В это же время на нем расходуется также часть энергии, передаваемой из первичной цепи трансформатора через магнитное поле (основная часть этой энергии идет на заряд конденсатора  $C_1$ ).

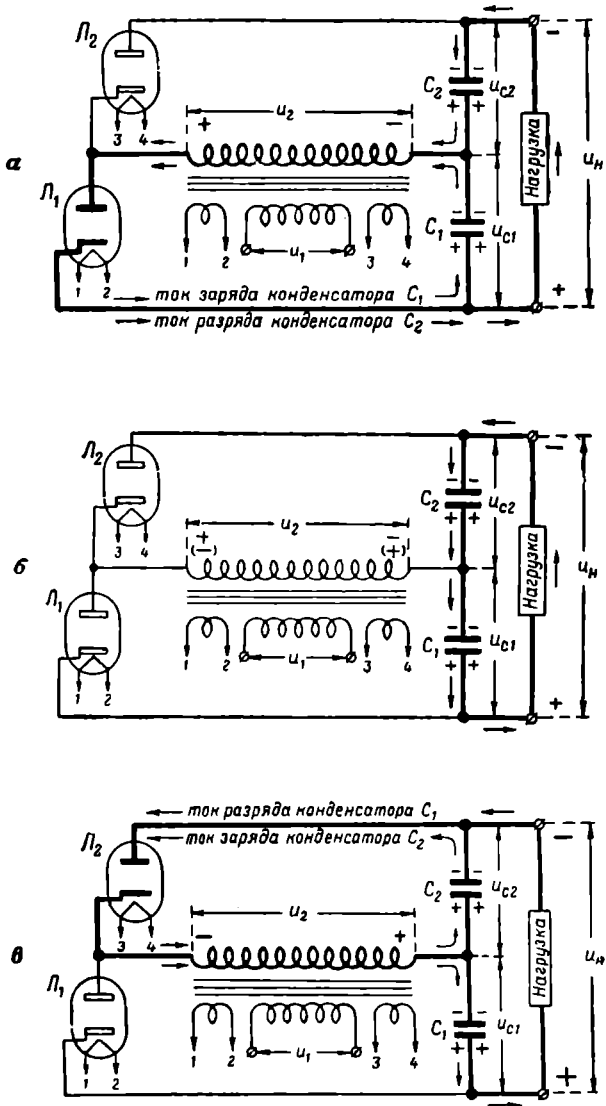


Рис. 2.14. Прохождение токов в выпрямителе:

*а* — в промежуток времени  $t_1 - t_2$  (лампа  $L_1$  — открыта, лампа  $L_2$  — закрыта); *б* — в промежуток времени  $t_2 - t_4$  (обе лампы закрыты, происходит разряд конденсаторов через нагрузку); *в* — в промежуток времени  $t_4 - t_5$  (лампа  $L_1$  — закрыта, лампа  $L_2$  — открыта)

Из схемы выпрямителя видно, что в любой момент напряжение на нагрузке

$$u_n = u_{C1} + u_{C2}.$$

Это напряжение показано на рис. 2.15, *е*.

В момент  $t_2$  напряжение на заряжающемся конденсаторе  $C_1$  становится равным напряжению  $u_2$  и лампа  $L_1$  запирается.

Так как лампа  $L_2$  в период  $t_0-t_4$  заперта (к ее аноду приложено отрицательное напряжение  $u_2 + u_{C2}$ ), то с момента  $t_2$  в схеме выпрямителя наступает состояние, изображенное на рис. 2.14, *б*. Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  разряжаются через нагрузку, отдавая ей часть накопленной энергии. Разряд продолжается до момента  $t_4$ .

В промежуток времени  $t_2-t_4$  напряжение  $u_2$  уменьшается до нуля (момент  $t_3$ ), изменяет свою полярность на противоположную и в период  $t_4-t_5$  по величине превышает напряжение  $u_{C2}$ . Поэтому в данный период выпрямитель находится в состоянии, соответствующем рис. 2.14, *в*. В это время лампа  $L_2$  отперта и конденсатор  $C_2$  заряжается (рис. 2.14, *в* и 2.15, *г*). Одновременно разряжается конденсатор  $C_1$  через нагрузку, лампу  $L_2$  и повышающую обмотку трансформатора.

Энергия, накопленная в конденсаторе  $C_1$ , расходуется на активном сопротивлении нагрузки. В это же время на нем расходуется часть энергии, передаваемой через магнитное поле из первичной цепи трансформатора (основная часть этой энергии идет на заряд конденсатора  $C_2$ ).

В промежуток времени  $t_5-t_7$  выпрямитель находится в состоянии, изображенном на рис. 2.14, *б*, и далее процессы повторяются.

Таким образом, ток через нагрузку протекает, не прекращаясь, а напряжение на ней превышает амплитудное значение напряжения  $u_2$ . Частота пульсаций напряжения на нагрузке равна удвоенной частоте первичного источника электрической энергии.

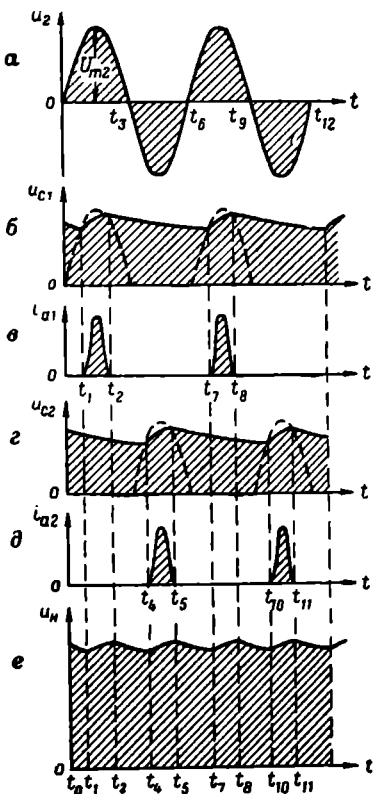


Рис. 2.15. Графики токов и напряжений в выпрямителе с удвоенным напряжением

Если нагрузкой выпрямителя является электронно-лучевая трубка, то конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  в промежутки времени  $t_2-t_4$ ,  $t_5-t_7$  и т. д. разряжаются очень незначительно. Поэтому средняя величина напряжений  $u_{C1}$  и  $u_{C2}$  близка к амплитудному значению напряжения, действующего на повышающей обмотке трансформатора. Напряжение на нагрузке равно сумме этих напряжений.

Следует отметить, что конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  не являются конденсаторами фильтра. Они предназначены только для удвоения напряжения. При большой нагрузке на выпрямитель пульсации напряжений  $u_{C1}$  и  $u_{C2}$  получаются весьма значительными. Для сглаживания пульсаций выходного напряжения необходимо ввести в выпрямитель специальный сглаживающий фильтр. В простейшем случае это конденсатор, подключенный параллельно полезной нагрузке.

Емкость конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  должна быть достаточно большой, чтобы во время разряда напряжение на них уменьшалось незначительно. Если эти конденсаторы электролитические, то корпус конденсатора  $C_1$  должен быть хорошо изолирован от шасси, на котором смонтирован выпрямитель, так как по отношению к нему он находится под высоким напряжением. Корпус конденсатора  $C_2$  может иметь соединение с шасси (если минус выпрямителя непосредственно соединен с шасси).

В выпрямителе с удвоением напряжения максимальное обратное напряжение на каждом кенотроне может достигать величины  $2U_{m2}$ . Однако оно в два раза меньше обратного напряжения в обычном однополупериодном или двухполупериодном выпрямителе, рассчитанном на такое же выходное напряжение.

В заключение обратим внимание на то, что для питания накалов кенотронов необходимо иметь две отдельные обмотки, хорошо изолированные друг от друга.

## 5. Выпрямитель трехфазного напряжения

С повышением мощностей радиоустройств, требующих для своей работы постоянного напряжения, становится все труднее применять однополупериодные и двухполупериодные выпрямители. Объясняется это рядом причин, одной из которых является трудность сглаживания пульсаций выходного напряжения выпрямителя.

Выше было показано, что с увеличением нагрузки на выпрямитель (т. е. с уменьшением эквивалентного сопротивления  $R_H$ ) пульсации выходного напряжения возрастают, потому что за время между импульсами тока вентилля при малом сопротивлении нагрузки конденсатор фильтра успевает значительно разрядиться (рис. 2.6). Поэтому с увеличением нагрузки на выпрямитель приходится увеличивать емкость конденсатора фильтра (если желательно, чтобы коэффициент пульсаций был неизменным).

Значительного увеличения емкости фильтра, а следовательно, и его габаритов можно избежать, если питать мощные радио-

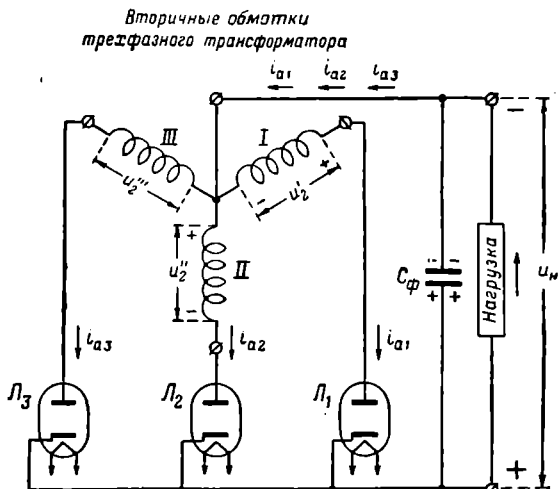


Рис. 2.16. Схема трехфазного выпрямителя

устройства от многофазных выпрямителей. Простейшим многофазным выпрямителем является выпрямитель трехфазного напряжения, схема которого с емкостным фильтром приведена на рис. 2.16.

В этом выпрямителе силовой трансформатор включен в сеть трехфазного тока (чаще всего с линейным напряжением 220 в). Первичные обмотки трансформатора соединены треугольником или звездой, вторичные — чаще всего звездой, хотя могут быть соединены и треугольником. Работа такого выпрямителя в установившемся режиме поясняется графиками, изображенными на рис. 2.17.

На рис. 2.17, а показаны фазные напряжения на концах каждой вторичной обмотки силового трансформатора. Напряжения в соседних фазных обмотках сдвинуты по фазе на  $120^\circ$  (т. е. на  $\frac{1}{3}$ )  $T$ .

Трехфазный выпрямитель можно рассматривать как три одно-

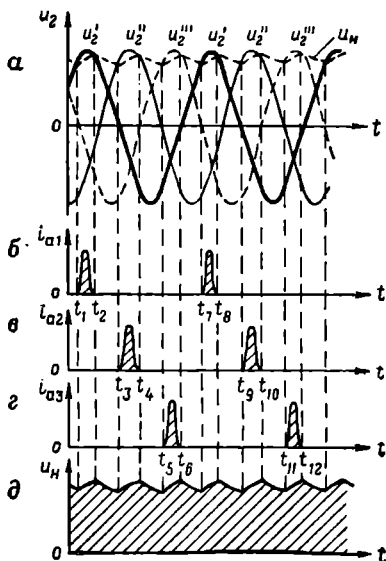


Рис. 2.17. Токи и напряжения в схеме трехфазного выпрямителя с емкостным фильтром

полупериодных, включенных параллельно и работающих по очереди на одну общую нагрузку.

Пусть в момент  $t_1$  фазные напряжения имеют полярность, показанную на рис. 2.16. Напряжение на нагрузке в это время равно напряжению  $u'_2$ . Поэтому напряжение на аноде первого кенотрона  $u_{a1}$  равно нулю. Напряжения на анодах двух других кенотронов отрицательны, и эти кенотроны заперты.

Начиная с момента  $t_1$  напряжение  $u'_2$  становится больше напряжения  $u_n$ . Поэтому напряжение на аноде первого кенотрона  $u_{a1}$  становится положительным и через него проходит ток заряда конденсатора  $C_\Phi$  (часть тока  $i_{a1}$  идет через нагрузку). К моменту  $t_2$  напряжение на конденсаторе  $C_\Phi$  становится равным  $u'_2$  и лампа  $L_1$  запирается. Напряжение на ее аноде становится отрицательным, несмотря на то что полярность напряжения  $u'_2$  еще не успевает измениться.

В промежуток времени  $t_2-t_3$  все три кенотрона заперты. Конденсатор  $C_\Phi$  разряжается через нагрузку, и напряжение на ней постепенно уменьшается.

К моменту  $t_3$  напряжение на второй фазной обмотке трансформатора, изменив полярность на противоположную, достигает величины  $u_n$ . С этого момента кенотрон  $L_2$  оказывается проводящим. Начинается очередной подзаряд конденсатора  $C_\Phi$  за счет анодного тока  $i_{a2}$ , часть которого проходит через нагрузку. Заряд продолжается до момента  $t_4$ , после чего лампа  $L_2$  опять запирается. Происходит очередной разряд конденсатора  $C_\Phi$  через нагрузку. Он продолжается до момента  $t_5$ .

В момент  $t_5$  отпирается третий кенотрон, так как с этого момента напряжение на третьей фазной обмотке, имея положительную полярность, становится выше напряжения  $u_n$ . Очередной подзаряд конденсатора  $C_\Phi$  за счет анодного тока  $i_{a3}$ , часть которого проходит через нагрузку, продолжается до момента  $t_6$ . В промежуток времени  $t_6-t_7$  конденсатор опять разряжается через нагрузку. С момента  $t_7$  все процессы повторяются.

Таким образом, можно считать, что трехфазный выпрямитель состоит из трех однополупериодных выпрямителей, работающих по очереди на общую нагрузку.

Частота пульсаций напряжения на нагрузке в трехфазном выпрямителе в три раза выше частоты первичного источника электрической энергии. Это объясняется тем, что за один период первичного напряжения сети конденсатор фильтра подзарядается три раза, вследствие чего и первая гармоника тока, протекающего через нагрузку, имеет частоту, в три раза превышающую частоту сети. Благодаря этому сглаживание пульсаций выходного напряжения в трехфазном выпрямителе оказывается более легким, чем в однополупериодном или двухполупериодном.

Трехфазные выпрямители широко применяются для получения выходных мощностей 1—50 квт при напряжениях до 5—7 кв.

## 6. Шестифазный выпрямитель

Наряду с трехфазными выпрямителями в настоящее время широко применяются и шестифазные. Это наиболее сложные выпрямители, но зато они обладают высоким КПД и поэтому используются для питания мощных радиотехнических устройств.

Схем шестифазных выпрямителей довольно много. Рассмотрим одну из них, предложенную в 1923 г. советским инженером А. Н. Ларионовым. Схема этого выпрямителя приведена на рис. 2.18.

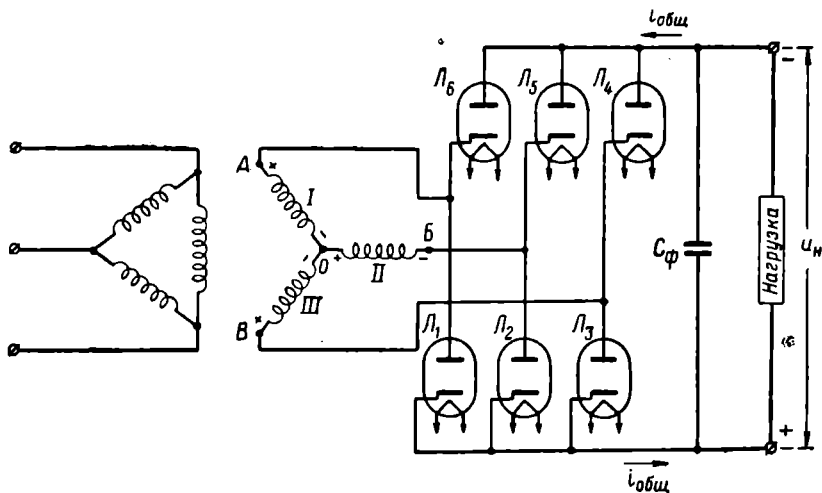


Рис. 2.18. Схема шестифазного выпрямителя А. Н. Ларионова

По эффективности использования силового трансформатора это наилучшая из всех существующих схем выпрямителей. В выпрямителе применен обычный трехфазный трансформатор. Однако выпрямление трехфазного напряжения получается шестифазным.

Возможность применения обычного трехфазного трансформатора для получения шестифазного выпрямления послужила причиной широкого распространения выпрямителя для питания различных радиотехнических устройств.

Преимущество выпрямителя Ларионова перед разобранным выше трехфазным выпрямителем состоит также в пониженном значении обратного напряжения на вентиль. Благодаря этому удается создать мощные высоковольтные выпрямители, дающие выходное напряжение в десятки тысяч вольт. Такие выпрямители, построенные на высоковольтных кенотронах, успешно применяются в радиолокационных станциях для питания магнетронных генераторов.



Выпрямитель Ларионова по существу состоит из двух трехфазных выпрямителей, включенных последовательно и работающих на общую нагрузку. Можно сказать, что в нем происходит двухполупериодное выпрямление трехфазного напряжения.

Если в трехфазном выпрямителе, изображенном на рис. 2.16, выпрямляются фазные напряжения, то в выпрямителе Ларионова — линейные, имеющиеся на вторичных обмотках силового трансформатора, поэтому вторичные обмотки трансформатора в данном выпрямителе могут быть соединены как в звезду, так и в треугольник.

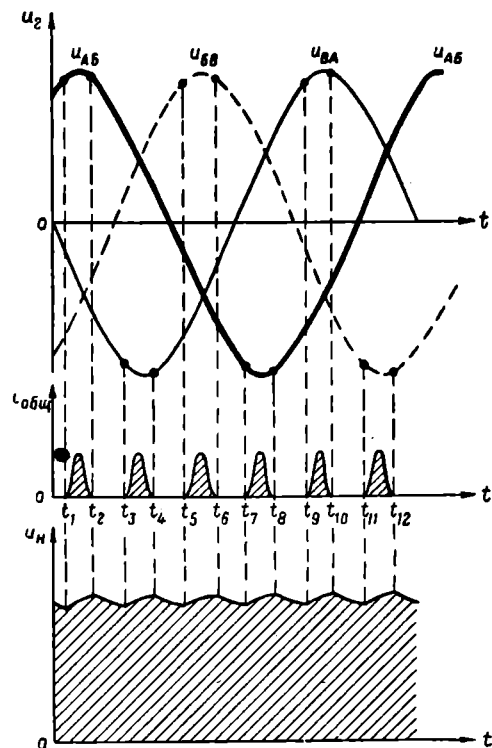


Рис. 2.19. Напряжения и токи в схеме выпрямителя Ларионова

Рассмотрим работу выпрямителя в установившемся режиме, пользуясь графиками, изображенными на рис. 2.19.

Пусть в начальный момент времени  $t_0$  фазные напряжения  $u_{AO}$ ,  $u_{BO}$  и  $u_{CO}$  имеют полярность, показанную на рис. 2.18. Напряжения  $u_{AO}$  и  $u_{BO}$  считаются положительными, а напряжение  $u_{CO}$  отрицательным. Линейные напряжения  $u_{AB}$ ,  $u_{BC}$  и  $u_{CA}$  равны алгебраической сумме соответствующих фазных напряжений. Мгновенные значения линейных напряжений приведены на рис. 2.19. Из этого рисунка видно, что в момент  $t_1$  наибольшее

абсолютное значение имеет напряжение  $u_{AB}$ , причем оно положительно. Это значит, что точка  $A$  в схеме, изображенной на рис. 2.18, имеет положительный потенциал по отношению к точке  $B$ . Напряжение  $u_{AB}$  с момента  $t_1$  превышает напряжение на нагрузке выпрямителя  $u_{н}$ , поэтому конденсатор  $C_{\phi}$  заряжается. Ток его заряда проходит от точки  $A$  через кенотрон  $L_1$ , конденсатор  $C_{\phi}$  (и частично нагрузку), кенотрон  $L_5$  в точку  $B$  и через две фазные обмотки трансформатора в точку  $A$  (рис. 2.20, а).

В момент  $t_2$  напряжение на конденсаторе становится равным напряжению  $u_{AB}$  и заряд прекращается. Начинается разряд кон-

денсатора  $C_\Phi$  через нагрузку, продолжающийся до момента  $t_3$ . В этот отрезок времени все шесть кенотронов закрыты.

С момента  $t_3$  напряжение  $u_{BA}$  оказывается больше напряжения  $u_H$ . При этом точка  $B$  имеет отрицательный потенциал по от-

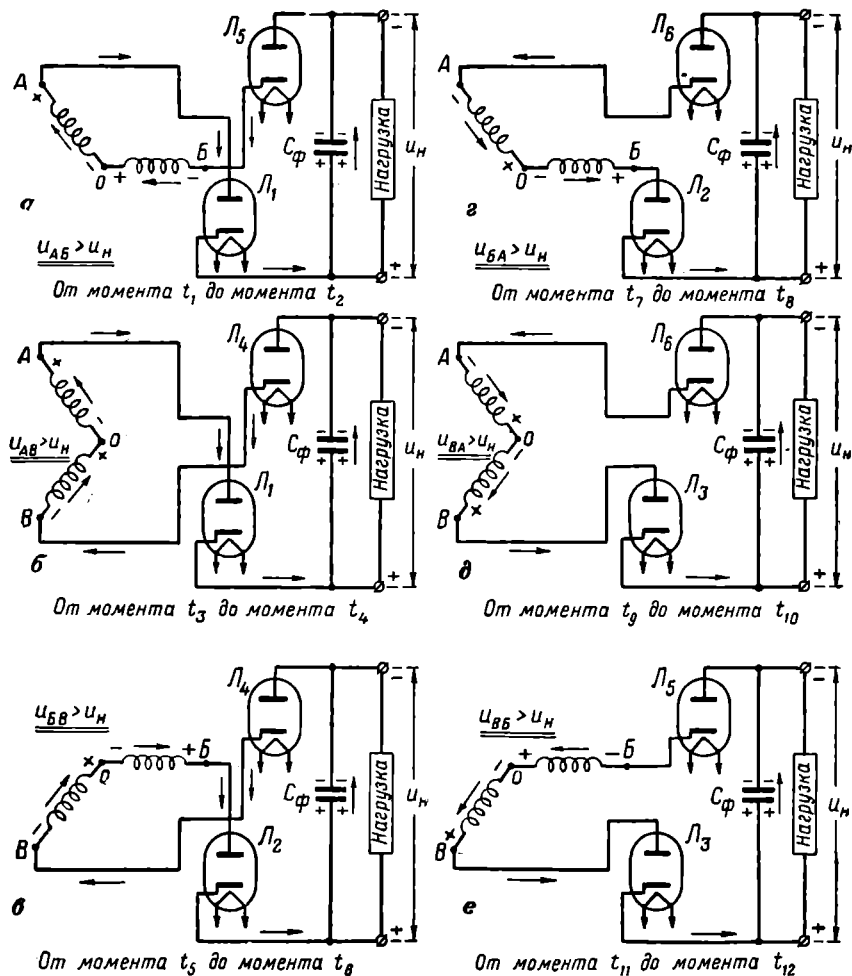


Рис. 2.20. Прохождение токов в выпрямителе Ларнонова в различные промежутки времени

ношению к точке  $A$ . Ввиду этого снова начинается заряд конденсатора  $C_\Phi$  и ток заряда проходит от точки  $A$  через кенотрон  $Л_1$ , конденсатор  $C_\Phi$  (и частично нагрузку), кенотрон  $Л_4$  в точку  $B$  и через две фазные обмотки трансформатора снова в точку  $A$  (рис. 2.20, б). В момент  $t_4$  напряжение  $u_{BA}$  становится равным

напряжению  $u_n$ , заряд конденсатора  $C_\phi$  прекращается и конденсатор разряжается через нагрузку до момента  $t_5$ .

С момента  $t_5$  напряжение  $u_{БВ}$  становится больше напряжения  $u_n$  и ток заряда конденсатора  $C_\phi$  проходит от точки  $B$  через кенотрон  $L_2$ , конденсатор  $C_\phi$  (и частично нагрузку), кенотрон  $L_4$  в точку  $B$  и через две фазные обмотки трансформатора в точку  $B$  (рис. 2.20,  $\theta$ ). В момент  $t_6$  заряд конденсатора заканчивается и он снова разряжается через нагрузку до момента  $t_7$ .

С момента  $t_7$  снова наибольшим оказывается напряжение  $u_{АБ}$ , но теперь точка  $A$  имеет отрицательный потенциал по отношению к точке  $B$ . Поэтому ток заряда конденсатора проходит от точки  $B$  через кенотрон  $L_2$ , конденсатор  $C_\phi$  (и частично нагрузку), кенотрон  $L_6$  в точку  $A$  и через две фазные обмотки трансформатора в точку  $B$  (рис. 2.20,  $\varepsilon$ ). В момент  $t_8$  заряд конденсатора прекращается и он разряжается через нагрузку до момента  $t_9$ .

С момента  $t_9$  наибольшим линейным напряжением будет  $u_{ВА}$ . Поскольку оно становится больше напряжения  $u_n$ , опять начинается заряд конденсатора  $C_\phi$ . Ток заряда проходит от точки  $B$  через кенотрон  $L_3$ , конденсатор  $C_\phi$  (и частично нагрузку), кенотрон  $L_6$  в точку  $A$  и через две фазные обмотки трансформатора в точку  $B$  (рис. 2.20,  $\delta$ ). В момент  $t_{10}$  заряд конденсатора закончится и начнется его очередной разряд. Он происходит до момента  $t_{11}$ .

С момента  $t_{11}$  напряжение  $u_{БВ}$  становится наибольшим и происходит очередной заряд конденсатора фильтра. Он продолжается до момента  $t_{12}$ . Ток заряда конденсатора проходит от точки  $B$  через кенотрон  $L_3$ , конденсатор  $C_\phi$  (и частично нагрузку), кенотрон  $L_5$  в точку  $B$  и через две фазные обмотки трансформатора в точку  $B$  (рис. 2.20,  $\varepsilon$ ). В момент  $t_{12}$  заряд конденсатора прекращается и он снова разряжается через нагрузку.

Далее все процессы последовательно повторяются.

Таким образом, заряд конденсатора фильтра в выпрямителе Ларионова происходит шесть раз за время одного периода выпрямляемого напряжения. Значит, частота пульсаций, а следовательно, и частота первой гармоники напряжения  $u_n$  в шесть раз больше частоты первичного источника электрической энергии. Поэтому для успешного сглаживания пульсаций напряжения можно обойтись простым сглаживающим фильтром. В высоковольтном выпрямителе таким фильтром может служить конденсатор сравнительно небольшой емкости (0,25—1 мкф).

Недостатком рассмотренного выпрямителя является необходимость иметь четыре отдельных трансформатора для накала катодов кенотронов. Однако можно применить и один трансформатор с четырьмя накальными обмотками, хорошо изолированными одна от другой. Кроме кенотронов, в выпрямителе широко применяются газотроны и полупроводниковые вентили. В последнем случае накального трансформатора не требуется.

## 7. КПД выпрямителя

Всякий выпрямитель является преобразователем энергии переменного тока в энергию постоянного тока, выделяемую на полезной нагрузке. Такое преобразование энергии неизбежно сопровождается непроизводительными потерями, поэтому коэффициент полезного действия (КПД) выпрямителя всегда меньше единицы.

Под КПД выпрямителя понимают отношение мощности постоянного тока  $P_n$ , выделяемой на полезной нагрузке, к мощности переменного тока  $P_2$ , переданной от первичного источника энергии во вторичную цепь силового трансформатора:

$$\eta = \frac{P_n}{P_2}.$$

Мощность  $P_2$  расходуется на сопротивлении нагрузки  $R_n$ , внутреннем сопротивлении вентиля  $R_i$  и активном сопротивлении повышающей обмотки силового трансформатора  $r_2$ , величина которого в маломощных трансформаторах обычно равна 100—150 ом. Поскольку через все эти сопротивления проходит один и тот же ток (рис. 2.1), выражение для КПД выпрямителя можно преобразовать так:

$$\eta = \frac{R_n}{R_n + R_i + r_2} = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_n} + \frac{r_2}{R_n}}.$$

Из этой формулы видно, что КПД выпрямителя зависит от отношения  $\frac{R_i}{R_n}$  и  $\frac{r_2}{R_n}$ .

С повышением мощности выпрямительного устройства диаметр провода повышающей обмотки силового трансформатора увеличивают и сопротивление  $r_2$  оказывается весьма малым. В этом случае отношение  $\frac{r_2}{R_n} \ll 1$  и формула для КПД выпрямителя приобретает вид

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_n}}.$$

Из этой формулы видно, что с уменьшением эквивалентного сопротивления нагрузки  $R_n$  КПД выпрямителя уменьшается, если внутреннее сопротивление вентиля  $R_i$  остается неизменным. Поэтому в мощных выпрямителях, работающих на небольшое сопротивление нагрузки  $R_n$ , КПД достаточно велик только в том случае, если электрические вентили имеют малое внутреннее сопротивление.

## § 4. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Из схем, разобранных выше, видно, что ток, протекающий через вентиль любого выпрямительного устройства, имеет форму периодически повторяющихся импульсов. Он протекает через

вентиль только в одном направлении, но по величине не является постоянным. Поэтому и напряжение на выходе всякого выпрямителя получается пульсирующим.

Введение в выпрямитель простейшего сглаживающего фильтра в виде конденсатора  $C_{\Phi}$  дает хорошее сглаживание пульсаций только в том случае, если произведение  $C_{\Phi}R_N$  достаточно велико.

При уменьшении эквивалентного сопротивления нагрузки выпрямителя приходится соответственно увеличивать емкость конденсатора  $C_{\Phi}$ , что экономически невыгодно уже при токе нагрузки в несколько десятков миллиампер. Ввиду этого простейший

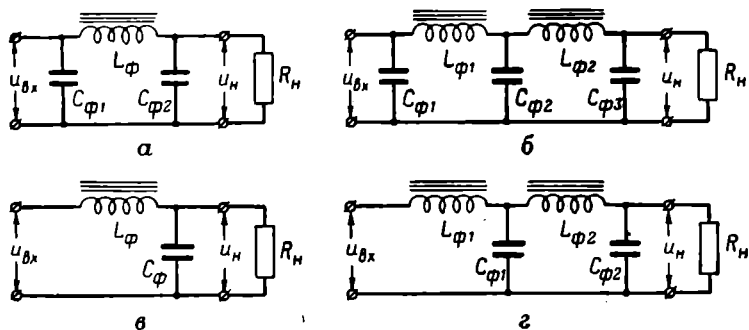


Рис. 2.21. Два основных типа сглаживающих фильтров: а и б — с конденсаторным входом; в и г — с дроссельным входом

емкостный фильтр широко применяется только в высоковольтных выпрямителях, предназначенных для питания анодов электронно-лучевых трубок, т. е. там, где эквивалентное сопротивление нагрузки весьма велико. К тому же в таких выпрямителях допускается большой коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения (до 1%), благодаря чему и оказывается возможным применение простейшего фильтра.

Если же выпрямители предназначаются для питания анодных цепей различных усилителей, приемников, передатчиков и других радиотехнических устройств, то от них необходимо получать весьма постоянные выходные напряжения, хотя нагрузка на выпрямитель может быть значительной.

В табл. 2.2 приведены ориентировочные значения максимально допустимых коэффициентов пульсаций анодного напряжения некоторых каскадов передатчиков, приемников и усилителей.

Для получения постоянных напряжений с незначительными пульсациями в выпрямителях обычно применяют сглаживающие фильтры (рис. 2.21). Они бывают двух основных типов: с конденсаторным входом и с дроссельным входом.

**Допустимый коэффициент пульсаций выходного  
напряжения выпрямителя**

Назначение выходного напряжения выпрямителя	Допустимый коэффициент пульсаций $p$ , %
Напряжение на анодах ламп оконечного каскада телеграфного передатчика . . . . .	0,5—3
Напряжение на анодах ламп двухтактных оконечных каскадов в УНЧ . . . . .	0,5—2
Напряжение на анодах электрононо-лучевых трубок . . . . .	0,5—1
Напряжение на аноде лампы мощного однотактного усилителя низкой частоты . . . . .	0,1—0,5
Напряжение на анодах ламп каскадов УНВЧ и УНПЧ приемников . . . . .	0,01—0,1
Напряжение на аноде лампы задающего генератора радиопередатчика . . . . .	0,001—0,003

Фильтры, изображенные на рис. 2.21, *а*, *в*, называют одноячеечными, а фильтры, изображенные на рис. 2.21, *б*, *г*, — двухъячеечными. Индуктивность дросселей тех и других фильтров составляет 5—40 *мн*, а емкость конденсаторов — 5—40 *мкф*.

Эффективность работы сглаживающего фильтра оценивается коэффициентом сглаживания пульсаций  $q$  (или просто коэффициентом сглаживания), который показывает, во сколько раз амплитуда первой гармоники напряжения на выходе фильтра меньше амплитуды первой гармоники входного напряжения.

Таким образом,

$$q = \frac{U_{m1}}{U'_{m1}},$$

где  $U_{m1}$  — амплитуда первой гармоники напряжения на входе фильтра;

$U'_{m1}$  — амплитуда первой гармоники напряжения на выходе фильтра.

Чем больше  $q$ , тем лучше сглаживающий фильтр. Коэффициент сглаживания обычных одноячеечных фильтров равен 10—100. Он возрастает с увеличением частоты выпрямленного напряжения.

Сглаживающее действие фильтра, состоящего из емкостей и индуктивностей, поясним на примере фильтра, изображенного на рис. 2.21, *а*. Такой фильтр принято называть одноячеечным П-образным. Наиболее часто он применяется в кенотронных выпрямителях.

Пульсирующее напряжение  $u_{вх}$ , действующее на входе всякого фильтра, можно представить в виде суммы постоянной составляющей этого напряжения  $U_0$  и многочисленных гармоник, амплитудные значения которых уменьшаются с повышением их

частоты. Поэтому напряжение  $u_{\text{вх}}$  можно представить так, как показано на рис. 2.22. На этом рисунке конденсатор  $C_{\Phi 1}$  заменен рядом последовательно включенных условных генераторов, внутреннее сопротивление которых считается равным нулю. Верхний генератор вырабатывает постоянное напряжение  $U_0$ , а все остальные — переменные (гармоники). Амплитуды переменных напряжений обозначены  $U_{m1}$ ,  $U_{m2}$ ,  $U_{m3}$  и т. д., а частоты соответственно  $f_1$ ,  $2f_1$ ,  $3f_1$  и т. д., где  $f_1$  — частота первой гармоники, равная частоте пульсаций входного напряжения  $u_{\text{вх}}$ .

Частота первой гармоники  $f_1$  определяется схемой выпрямителя. В однополупериодном выпрямителе частота  $f_1$  равна частоте первичного источника электрической энергии. В двухполупериодном и мостиковом выпрямителем и в выпрямителе с удвоением напряжения она в два раза выше.

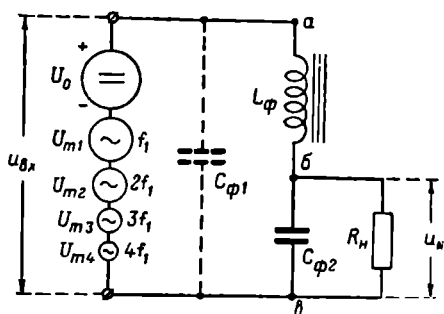


Рис. 2.22. Эквивалентная схема П-образного фильтра

Из рис. 2.22 видно, что дроссель  $L_{\Phi}$  и конденсатор  $C_{\Phi 2}$  (вместе с сопротивлением нагрузки) образуют делитель напряжения. Дроссель  $L_{\Phi}$  обладает малым сопротивлением для постоянного тока и большим сопротивлением для всех переменных токов. Конденсатор  $C_{\Phi 2}$ , наоборот, имеет бесконечно большое сопротивление для постоянного тока и очень малое сопротивление для всех переменных токов. Поэтому постоянное напряжение  $U_0$  оказывается приложенным к нагрузке (за исключением небольшого падения напряжения на активном сопротивлении обмотки дросселя), а переменные составляющие входного напряжения (гармоники) выделяются на дросселе, так как его индуктивное сопротивление  $X_L$  даже для переменного тока основной частоты  $f_1$  (первой гармоники) значительно больше емкостного  $X_C$ .

Амплитуда  $U'_{m1}$  переменного напряжения основной частоты на сопротивлении нагрузки получается меньше амплитуды  $U_{m1}$  напряжения той же частоты на входе фильтра во столько раз, во сколько раз сопротивление между точками б и в для первой гармоники тока меньше полного сопротивления делителя между точками а и в.

Если сопротивление  $X_C \ll R_n$ , то коэффициент сглаживания

$$q = \frac{x_L - x_C}{x_C} = \frac{x_L}{x_C} - 1 = \frac{\omega_1 L_{\Phi}}{1} - 1 = \omega_1^2 L_{\Phi} C_{\Phi 2} - 1, \quad (2.1)$$

где  $\omega_1 = 2\pi f_1$  — угловая частота первой гармоники напряжения, действующего на входе фильтра.

Если, например, в двухполупериодном выпрямителе, включенном в сеть переменного тока частотой 50 *гц*, применен П-образный фильтр, в котором  $C_{\phi 2} = 10 \text{ мкф}$ , а  $L_{\phi} = 25 \text{ гн}$ , то коэффициент сглаживания фильтра

$$q = (2 \cdot 3,14 \cdot 100)^2 \cdot 25 \cdot 10 \cdot 10^{-6} - 1 = 98 - 1 = 97.$$

Это значит, что амплитуда первой гармоники напряжения на выходе фильтра в 97 раз меньше амплитуды первой гармоники напряжения на входе фильтра.

Величина же пульсаций напряжения  $u_{вх}$  зависит от емкости конденсатора  $C_{\phi 1}$  и эквивалентного сопротивления нагрузки  $R_{н}$ .

На примере, приведенном выше, легко убедиться в том, что в результате действия фильтра слегка пульсирующее напряжение на нагрузке содержит только одну переменную составляющую основной частоты и практически не имеет высших гармоник. Объясняется это тем, что сглаживающее действие фильтра для второй гармоники входного напряжения в четыре раза, а для третьей в девять раз больше, чем для гармоники основной частоты, поскольку угловая частота второй гармоники равна  $2\omega_1$ , а третьей  $3\omega_1$ . Из формулы (2.1) видно, что для эффективного сглаживания пульсаций необходимо, чтобы произведение  $L_{\phi} C_{\phi 2}$  было достаточно большим. Поэтому можно применить дроссель с большой индуктивностью  $L_{\phi}$  и конденсатор с малой емкостью  $C_{\phi 2}$  или, наоборот, взять малую индуктивность  $L_{\phi}$  и большую емкость  $C_{\phi 2}$ . Результаты будут одинаковые.

Физически сглаживающее действие дросселя  $L_{\phi}$  заключается в том, что при изменениях величины тока, протекающего через дроссель, в его обмотке возникает ЭДС самоиндукции, препятствующая этим изменениям. Когда ток нарастает, ЭДС самоиндукции препятствует этому нарастанию. Когда же ток уменьшается, ЭДС самоиндукции стремится поддержать ток.

Если в выпрямителе применен двухъячеечный фильтр (рис. 2.21, б, г), то общий коэффициент сглаживания приблизительно равен произведению коэффициентов сглаживания отдельных ячеек фильтра:

$$q_{\text{общ}} = q_1 q_2.$$

Это хорошо видно из рис. 2.23, где изображен двухъячеечный фильтр с конденсаторным входом. В этом фильтре амплитуда первой гармоники напряжения на конденсаторе  $C_{\phi 2}$  в  $q_1$  раз меньше амплитуды первой гармоники входного напряжения, где

$$q_1 \approx \omega_1^2 L_{\phi 1} C_{\phi 2} - 1.$$

Амплитуда первой гармоники напряжения  $u_{н}$  в  $q_2$  раз меньше амплитуды этой гармоники на конденсаторе  $C_{\phi 3}$ , где

$$q_2 \approx \omega_1^2 L_{\phi 2} C_{\phi 3} - 1.$$

Таким образом, результирующий коэффициент сглаживания двухъячеечного фильтра получается большим, а напряжение  $u_{н}$  практически постоянно.



Сглаживающее действие фильтров с дроссельным входом объясняется аналогичным образом. Однако режим работы выпрямителя в этом случае несколько иной (увеличивается угол отсечки анодного тока и повышается КПД выпрямителя).

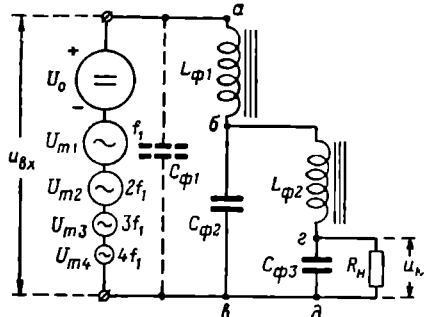


Рис. 2.23. Двухъячеечный фильтр с конденсаторным входом

Фильтры с дроссельным входом нашли основное применение в мощных газотронных, тиратронных и ртутных выпрямителях, в которых, как мы увидим дальше, нельзя применять фильтры с конденсаторным входом. Эти фильтры используются и в кенотронных выпрямителях, работающих на изменяющуюся нагрузку. В этом случае напряжение на выходе выпрямителя изменяется меньше, чем при наличии фильтра с конденсаторным входом.

Недостаток фильтра с дроссельным входом — несколько меньшее выходное напряжение, чем у фильтра с конденсаторным входом.

Поскольку на практике кенотронные выпрямители чаще всего имеют постоянную нагрузку, в них обычно применяются фильтры с конденсаторным входом.

Кроме фильтров, изображенных на рис. 2.21, в кенотронных выпрямителях применяется реостатно-емкостный фильтр, в котором вместо дросселя включено активное сопротивление (рис. 2.24).

В таком фильтре  $R_n \gg R_\phi$ , а  $X_{C\phi 2} \ll R_\phi$  и, следовательно,  $X_{C\phi 2} \ll R_n$ . Поэтому действие этого фильтра аналогично действию фильтра, рассмотренного на рис. 2.22.

Но теперь не все напряжение  $U_0$  прикладывается к нагрузке. Часть его падает на сопротивлении  $R_\phi$ , величина которого может достигать тысяч ом. Однако при незначительной нагрузке на выпрямитель, когда  $R_n \gg R_\phi$ , это падение напряжения получается незначительным.

Реостатно-емкостные фильтры применяются в маломощных выпрямителях.

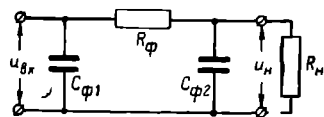


Рис. 2.24. Схема реостатно-емкостного фильтра

## § 5. ГАЗОТРОННЫЕ И ТИРАТРОННЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Выше было отмечено, что вентили, применяемые в мощных выпрямителях, должны иметь малое внутреннее сопротивление. К таким вентилям относятся газотроны и тиратроны. Их вну-

треннее сопротивление равно нескольким омам, а иногда и долям ома. Поэтому КПД таких выпрямителей оказывается высоким даже при малых значениях эквивалентного сопротивления нагрузки  $R_H$ .

## 1. Газотронный выпрямитель

Газотроны можно применять в качестве вентилях в любом из рассмотренных выше выпрямителей с учетом некоторых особенностей.

Простейший газотронный выпрямитель (рис. 2.25) по своей схеме ничем не отличается от простейшего кенотронного (рис. 2.1). Однако физические процессы в них существенно различаются.

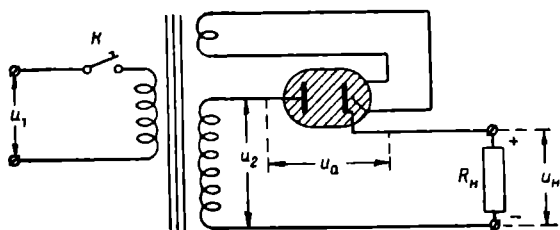


Рис. 2.25. Схема простейшего газотронного выпрямителя

Графики, иллюстрирующие процессы, происходящие в простейшем газотронном выпрямителе, приведены на рис. 2.26. Из этих графиков видно, что ток через газотрон начинает проходить только с момента, когда напряжение на вторичной обмотке силового трансформатора, будучи положительным, превышает напряжение зажигания газотрона  $U_{\text{зак}}$ . При зажигании газотрона напряжение на нем резко падает до напряжения горения  $U_{\text{гор}}$  и остается постоянным, пока проходит ток.

Постоянство падения напряжения на газотроне объясняется тем, что при изменении величины тока  $I_a$  изменяется внутреннее сопротивление газотрона. При возрастании анодного тока внутреннее сопротивление газотрона уменьшается, а при уменьшении анодного тока возрастает. Поэтому падение напряжения  $U_{\text{гор}}$  на горящем газотроне всегда постоянно, несмотря на значительные изменения величины анодного тока. Для большинства газотронов оно не превышает 14—20 в. Ток через лампу прекращается в тот момент, когда напряжение  $u_2$ , уменьшаясь, достигает напряжения горения газотрона, и он гаснет.

Максимальная величина импульса анодного тока газотрона  $I_{a \text{ макс}}$  в выпрямителе, схема которого изображена на рис. 2.25,

определяется амплитудным значением напряжения  $U_{m2}$  и сопротивлением нагрузки, так как внутреннее сопротивление газотрона  $R_i \ll R_H$ , т. е.

$$I_{a \text{ макс}} = \frac{U_{m2}}{R_H}.$$

Если же сопротивление нагрузки для сглаживания пульсаций зашунтировать конденсатором, то максимальный ток в момент включения выпрямителя практически окажется равным

$$I_{a \text{ макс}} = \frac{U_{m2}}{R_i},$$

а так как  $R_i$  очень мало, то максимальное значение импульса тока будет слишком большим и газотрон выйдет из строя. Произойдет это потому, что ионизация газа будет слишком интенсивной, образуется большое количество положительных ионов, которые, устремившись к катоду, разрушат его.

Поэтому в выпрямителях с газовыми вентилями (газотронами и тиратронами) применяются фильтры с конденсаторным входом нельзя.

В таких выпрямителях сглаживающий фильтр обязательно должен иметь дроссельный вход (рис. 2.21). Тогда импульсы анодного тока будут «растягиваться», а их максимальная величина  $I_{a \text{ макс}}$  не превысит допустимого значения.

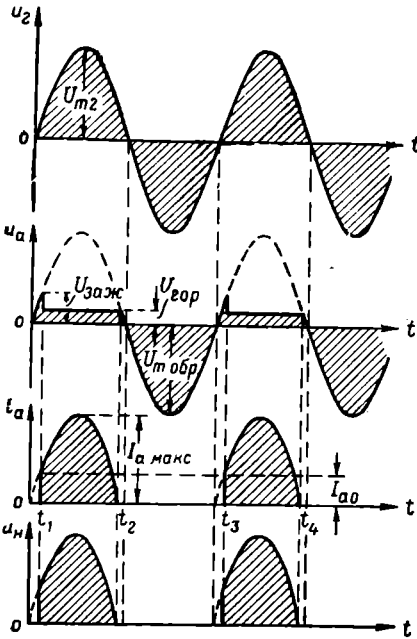


Рис. 2.26. Графики напряжений и тока в простейшем газотронном выпрямителе

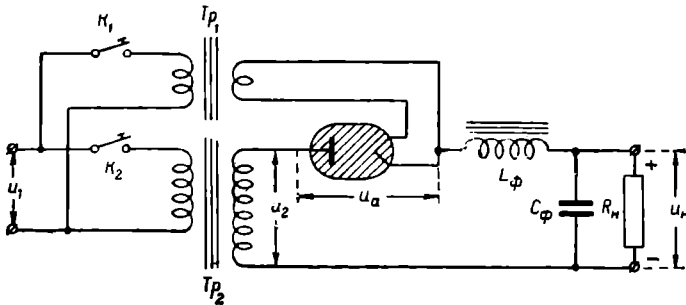


Рис. 2.27. Практическая схема однополупериодного газотронного выпрямителя

Очень важная особенность мощных газотронных выпрямителей — необходимость предварительного прогрева катодов перед включением выпрямителя. Для этой цели накал газотронов производится от отдельного трансформатора.

Таким образом, схема однополупериодного газотронного выпрямителя в его законченном виде имеет вид, приведенный на рис. 2.27. На практике однополупериодные газотронные выпрямители встречаются сравнительно редко. Значительно чаще газотронные выпрямители выполняют по двухполупериодной или многофазной схеме. Но эти схемы можно считать состоящими из нескольких однополупериодных выпрямителей. Поэтому все сказанное об особенностях работы однополупериодного газотронного выпрямителя остается верным для любой его схемы.

## 2. Тиратронный выпрямитель

Для питания мощных радиотехнических устройств, кроме газотронных выпрямителей, применяют тиратронные. Они относятся к разряду управляемых выпрямителей, величину выпрямленного напряжения в которых можно регулировать изменением отрицательного смещения на сетке тиратрона.

Принцип такой регулировки поясним при помощи рис. 2.28. В выпрямителе, схема которого приведена на этом рисунке, отрицательное напряжение на сетке тиратрона  $u_g$  можно изменять в определенных пределах потенциометром  $\Pi$ . Соответственно с этим изменяется напряжение зажи-

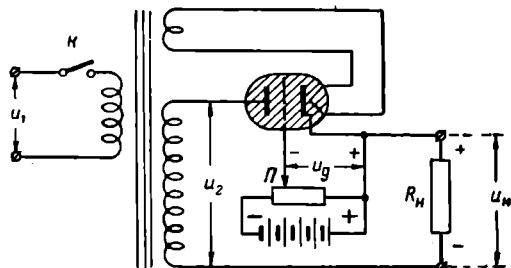


Рис. 2.28. Схема простейшего тиратронного выпрямителя

гания тиратрона, что приводит к изменению времени прохождения тока через тиратрон (рис. 2.29). В результате этого меняется среднее значение выпрямленного тока  $I_{a0}$ , а следовательно, и среднее значение выходного напряжения выпрямителя, которое всегда пропорционально среднему значению тока вентиля.

На рис. 2.29 приведены графики напряжений и токов для двух значений напряжения на сетке тиратрона.

Если на сетке тиратрона имеется небольшое отрицательное напряжение, тиратрон зажигается при небольшом анодном напряжении. В результате он проводит ток почти в течение всего положительного полупериода напряжения  $u_2$ , действующего на вторичной обмотке силового трансформатора (рис. 2.29, а).

Если отрицательное напряжение на сетке тиратрона увеличить (рис. 2.29, б), то тиратрон будет зажигаться при более высоком

анодном напряжении, а длительность импульсов анодного тока уменьшится. Средние значения анодного тока  $I_{a0}$  и напряжения на нагрузке  $U_{н0}$  также соответственно уменьшатся.

Из рис. 2.29 видно, что в рассматриваемом выпрямителе выходное напряжение можно изменять от наибольшего его значения (тиратрон зажигается в самом начале положительного полупериода напряжения  $u_2$ ) до половинного (тиратрон зажигается при амплитудном значении напряжения  $u_2$ ).

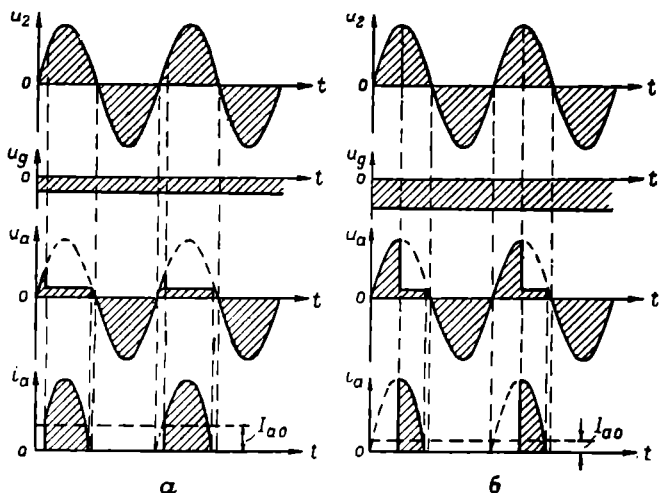


Рис. 2.29. Графики, поясняющие изменение среднего значения выпрямленного тока  $I_{a0}$  за счет изменения напряжения зажигания тиратрона

Изменение выходного напряжения выпрямителя в таких сравнительно небольших пределах оказывается часто недостаточным, а применение в его схеме источника постоянного напряжения сетевого смещения нежелательным.

Ввиду этого на практике чаще применяют выпрямители, в которых на сетку тиратрона подается переменное напряжение (рис. 2.30). Фазу этого напряжения можно изменять относительно фазы напряжения  $u_2$ . Если напряжения  $u_g$  и  $u_2$  находятся в одинаковой фазе (рис. 2.30, а), то тиратрон зажигается в самом начале положительного полупериода напряжения  $u_2$  и ток через тиратрон проходит почти целый полупериод. При этом среднее значение анодного тока  $I_{a0}$  достаточно велико. Если же напряжение  $u_g$  отстает по фазе от напряжения  $u_2$ , например, на угол  $\varphi = 45^\circ$  (рис. 2.30, б), то тиратрон зажигается позже (поскольку в начале положительного полупериода напряжения  $u_2$  на сетке тиратрона действует отрицательное напряжение  $u_g$ ), вследствие чего время прохождения тока через тиратрон сокращается и его среднее значение  $I_{a0}$  уменьшается. При сдвиге фаз в  $90^\circ$

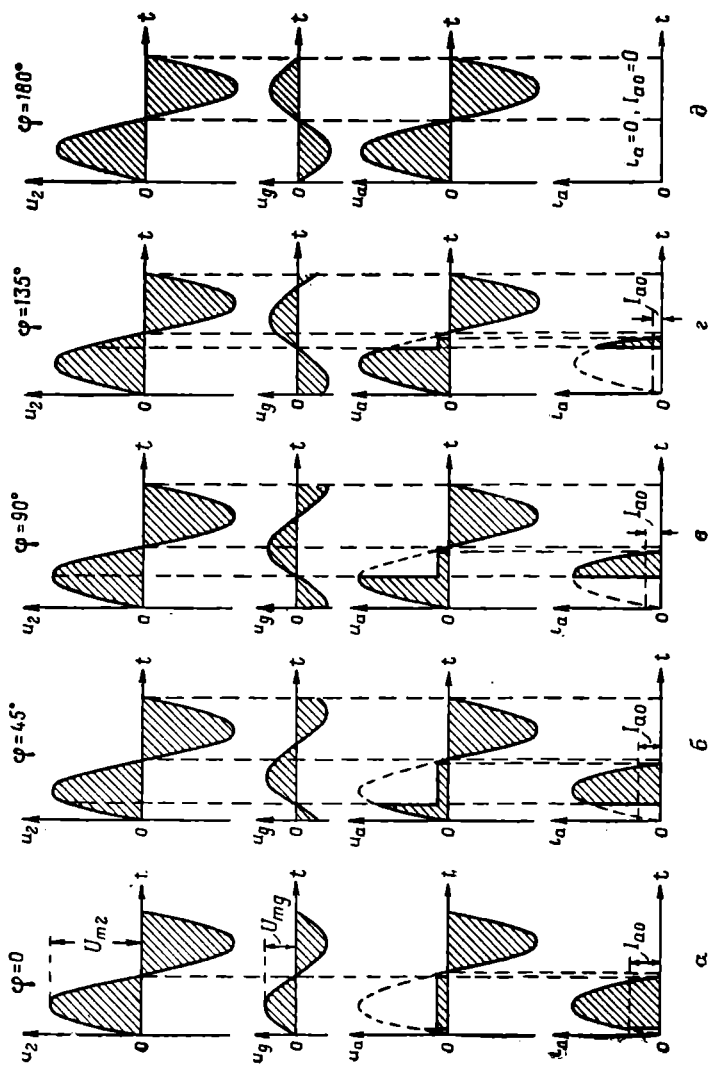


Рис. 2.30. Графики, поясняющие процесс регулировки среднего значения анодного тока тиристора

(рис. 2.30, *в*) ток через тиратрон проходит только четверть периода, при  $\varphi = 135^\circ$  (рис. 2.30, *з*) еще меньше, а при  $\varphi = 180^\circ$  (рис. 2.30, *д*) ток через тиратрон вообще не проходит.

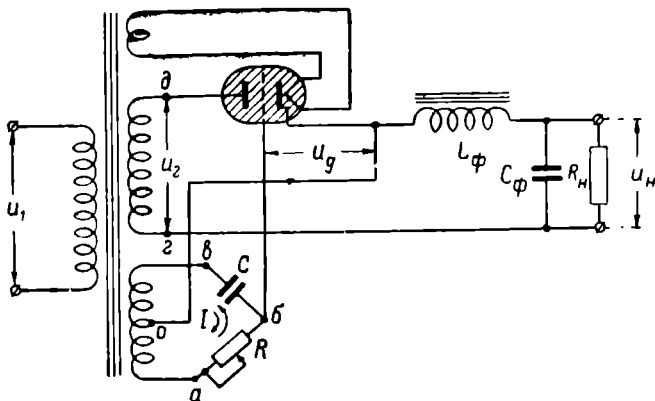


Рис. 2.31. Схема тиратронного выпрямителя

Таким образом, когда на сетке тиратрона имеется переменное напряжение, фаза которого может изменяться, можно регулировать среднее значение анодного тока, а следовательно, и выходное напряжение выпрямителя. Такая регулировка называется фазовой.

На рис. 2.30 для упрощения предполагалось, что тиратрон зажигается в момент, когда  $u_g = 0$ . В действительности он может загораться и при отрицательном напряжении на сетке. Однако общая картина физических процессов в выпрямителе остается той же.

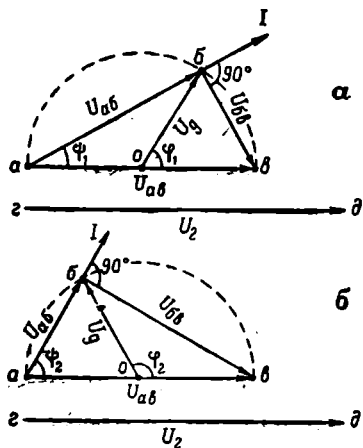


Рис. 2.32. Фазовые соотношения напряжений в тиратронном выпрямителе

Рассмотренный выпрямитель не имел сглаживающего фильтра. На практике же всякий тиратронный выпрямитель имеет сглаживающий фильтр, причем вход фильтра обязательно индуктивный. Схема такого тиратронного выпрямителя с фазовой регулировкой выходного напряжения изображена на рис. 2.31. В этом выпрямителе силовой трансформатор имеет дополнительную обмотку, средняя точка которой *О* соединена с катодом тиратрона.

Сетка тиратрона соединена с точкой *б* фазового моста, состоящего из обмотки трансформатора *ав*,

конденсатора  $C$  и переменного сопротивления  $R$ . При изменении положения движка сопротивления  $R$  изменяется фаза напряжения  $u_g$ , а величина его остается неизменной. Покажем это на векторных диаграммах.

Под действием напряжения  $U_{ab}$  в замкнутой цепи фазового моста проходит ток  $I$ , опережающий по фазе это напряжение на угол  $\phi_1$  (рис. 2.32, а). Этот ток создает на сопротивлении  $R$  напряжение  $U_{ob}$ , совпадающее по фазе с током, а на конденсаторе  $C$  — напряжение  $U_{oa}$ , отстающее по фазе от тока на угол  $90^\circ$ . Сумма этих двух напряжений всегда равна напряжению  $U_{ab}$ . Напряжение  $U_g$  изобразится вектором  $U_{ob}$ , проведенным из середины вектора  $U_{oa}$ . Так как напряжение  $U_2$  совпадает по фазе с напряжением  $U_{ob}$  (оно создается одним и тем же магнитным полем), то напряжение  $U_g$  опережает по фазе напряжение  $U_2$  на угол  $\phi_1$ .

Если уменьшить сопротивление  $R$ , то сдвиг фаз между током  $I$  и напряжением  $U_{ab}$  возрастет и станет равным  $\phi_2$  (рис. 2.32, б). Это приведет к увеличению сдвига фаз между напряжениями  $U_g$  и  $U_2$  до величины  $\phi_2$ .

При правильно подобранных величинах  $C$  и  $R$  можно изменять сдвиг фаз между напряжениями  $U_g$  и  $U_2$  от  $0$  до  $180^\circ$  и тем самым регулировать выходное напряжение выпрямителя от нуля до максимального значения.

## § 6. ДЕЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

В тех случаях, когда от одного выпрямителя необходимо получить несколько различных постоянных напряжений, применяют делители напряжения. Схема простейшего из них изображена на рис. 2.33. На вход делителя подано одно напряжение  $U_b$  от выпрямителя, а снимаются два различных напряжения:  $U_1$  и  $U_2$ . Первое из них равно напряжению  $U_b$ , а второе зависит от соотношения сопротивлений делителя  $R_1$  и  $R_2$ :

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_b. \quad (2.2)$$

Если теперь к делителю напряжения подключить нагрузку  $R_{н2}$  так, как показано на рис. 2.34, то величину  $U_2$  уже нельзя будет рассчитывать по формуле (2.2), потому что сопротивление между точками  $b$  и  $v$  окажется меньше сопротивления  $R_2$ . В этом случае напряжение  $U_2$  будет равно

$$U_2 = \frac{R_{oa}}{R_1 + R_{oa}} U_b, \quad (2.3)$$

где

$$R_{oa} = \frac{R_{н2}R_2}{R_{н2} + R_2} = \frac{R_2}{1 + \frac{R_2}{R_{н2}}}.$$



Таким образом, величина напряжения  $U_2$  зависит от сопротивлений делителя и сопротивлений нагрузок, подключаемых параллельно его отдельным участкам. Поэтому делители напряжения всегда рассчитываются на вполне определенные нагрузки, которые будут подключены к делителю.

В простейшем нагруженном делителе (рис. 2.34) величина напряжения  $U_2$  определяется сопротивлениями  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_{H2}$ . Из приведенных выше выражений видно, что если  $R_{H2} \gg R_2$ , то  $R_{\text{бв}} \approx R_2$  и напряжение  $U_2$  можно определять по формуле (2.2). Такое соотношение сопротивлений  $R_{H2}$  и  $R_2$  часто встречается на практике.

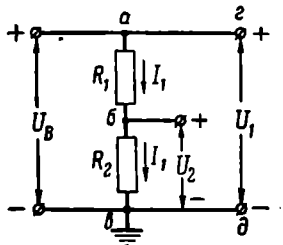


Рис. 2.33. Простейший делитель напряжения

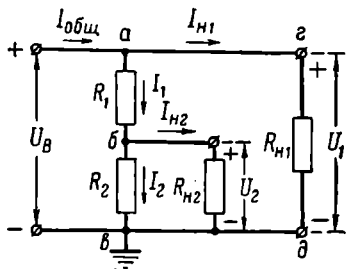


Рис. 2.34. Простейший делитель напряжения с нагрузкой

Из формулы (2.2) видно, что на заданном сопротивлении нагрузки  $R_{H2}$  можно получить необходимую величину напряжения  $U_2$  при самых различных значениях сопротивлений делителя  $R_1$  и  $R_2$ . Так, если  $R_1 = R_2$ , а  $R_2 \ll R_{H2}$ , то  $U_2 = 0,5 U_1$  при любых абсолютных значениях сопротивлений делителя.

Необходимо иметь в виду, что в сопротивлениях делителя бесполезно поглощается энергия проходящего через них электрического тока. Поэтому в делителе напряжения должны быть применены сопротивления, рассчитанные на вполне определенную мощность, определяемую по формуле

$$P = I^2 R.$$

Для уменьшения бесполезных потерь энергии выгодно увеличивать абсолютные значения сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ . Однако при этом возрастают колебания напряжения  $U_2$  из-за возможных на практике изменений сопротивления  $R_{H2}$ . При уменьшении же величин сопротивлений делителя возрастают бесполезные потери энергии, но повышается стабильность напряжения  $U_2$ . Поэтому там, где сопротивление  $R_{H2}$  сильно изменяется в процессе работы радиотехнического устройства, нужно выбирать делитель с достаточно малыми сопротивлениями  $R_1$  и  $R_2$ .

Поскольку большинство радиотехнических устройств имеет соединение с землей, все их напряжения принято измерять относительно земли.

Если выпрямитель и его фильтр не имеют соединения с землей, то можно заземлить любую точку делителя напряжения. В этом случае от выпрямителя можно получить не только положительные, но и отрицательные напряжения относительно земли. На рис. 2.35 показаны схемы делителей напряжения с заземлением различных точек. На этих схемах все напряжения показаны относительно земли. Их величины могут быть самыми различными. Токи  $I_1$ ,  $I_2$  и  $I_3$  могут быть одинаковыми (если делитель не нагружен) или разными (если к делителю подключена нагрузка).

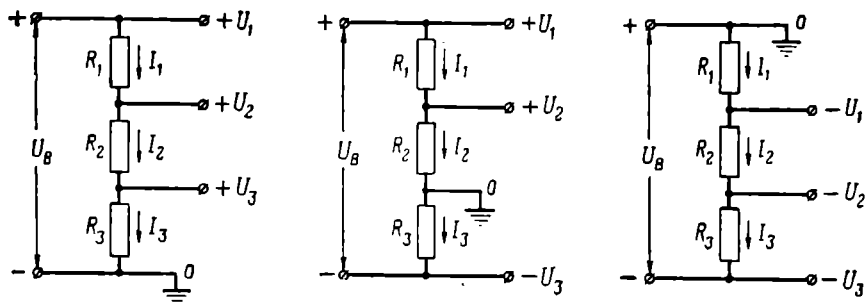


Рис. 2.35. Возможные варианты заземления делителя напряжения

Делители напряжения применяют не только на выходе выпрямителей. Они широко используются в самых различных радиотехнических устройствах, в частности для подачи пониженного напряжения на экранирующие сетки многоэлектродных ламп, для подачи различных напряжений на электроды электронно-лучевых трубок, клистронов и других устройств.

## § 7. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

### 1. Назначение стабилизаторов напряжения

Рассмотренные выше выпрямители дают строго постоянное выходное напряжение только при одновременном выполнении двух условий: постоянстве напряжения первичного источника электрической энергии и постоянстве величины сопротивления нагрузки, подключенной к выпрямителю.

В радиолокационных станциях эти условия обычно не выполняются. Известно, что первичным источником электрической энергии в радиолокационной станции чаще всего бывает генератор переменного тока, ротор которого вращается от двигателя внутреннего сгорания. Малейшее изменение числа оборотов двигателя приводит к заметному изменению напряжения генератора, которое подается на вход выпрямителей радиолокационной станции. Изме-

нения же величины напряжения на входе выпрямителя неизбежно приводят к изменению напряжения на его выходе.

Другая причина нестабильности выходного напряжения выпрямителя — изменение величины его нагрузки по различным причинам.

Между тем в радиолокационных станциях имеется ряд блоков и отдельных каскадов, для нормальной работы которых необходимо строго стабильное напряжение питания. Поэтому в радиолокационных станциях широко применяются различные стабилизаторы напряжения, автоматически поддерживающие напряжение на нагрузке строго постоянным.

Из многочисленных стабилизаторов напряжения в радиолокационных станциях наибольшее применение получили ламповые стабилизаторы: электронные и газовые.

## 2. Принцип действия стабилизаторов напряжения

Любой ламповый стабилизатор, применяемый для стабилизации выходного напряжения выпрямителя, представляет собой переменное сопротивление, величина которого может автоматически изменяться в больших пределах.

В зависимости от способа включения такие стабилизаторы делятся на последовательные и параллельные.

Принцип действия последовательного стабилизатора объясним на простейшей схеме, изображенной на рис. 2.36. На этой схеме стабилизатор напряжения условно изображен в виде переменного сопротивления  $R_{ст}$ , включенного последовательно с полезной нагрузкой  $R_{н}$ .

Сопротивления  $R_{ст}$  и  $R_{н}$  образуют делитель напряжения. К нему подводится все напряжение выпрямителя. Из схемы видно, что напряжение на нагрузке равно

$$U_{н} = U_{в} - U_{ст} = U_{в} - I_{ст} R_{ст},$$

или

$$U_{н} = \frac{R_{н}}{R_{н} + R_{ст}} U_{в} = \frac{1}{1 + \frac{R_{ст}}{R_{н}}} U_{в}. \quad (2.4)$$

Работа стабилизатора напряжения сводится к следующему. Если сопротивление нагрузки  $R_{н}$  неизменно, но повышается напряжение  $U_{в}$ , то автоматически увеличивается сопротивление стабилизатора  $R_{ст}$  и величина тока, протекающего через нагрузку,

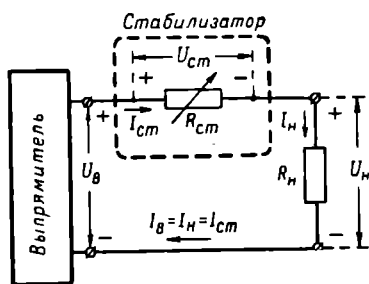


Рис. 2.36. Последовательный стабилизатор напряжения

остаётся неизменной. Поэтому и напряжение на нагрузке  $U_H$  не изменяется.

При понижении напряжения  $U_B$  автоматически уменьшается сопротивление стабилизатора  $R_{ст}$  и напряжение на нагрузке остаётся постоянным.

Если же напряжение  $U_B$  постоянно, а сопротивление нагрузки  $R_H$  изменяется, то одновременно изменяется и сопротивление стабилизатора  $R_{ст}$ , так что отношение  $\frac{R_{ст}}{R_H}$  остаётся постоянным. Ввиду этого и напряжение на нагрузке  $U_H$  не меняется.

Принцип действия параллельного стабилизатора напряжения объясним при помощи схемы, изображенной на рис. 2.37. Здесь стабилизатор напряжения включен параллельно сопротивлению нагрузки. Дополнительный и обязательный элемент такого стабилизатора — ограничительное сопротивление  $R_{огр}$ , через которое проходят ток нагрузки  $I_H$  и ток стабилизатора  $I_{ст}$ . Стабилизатор представляет собой делитель напряжения. Напряжение на его нагрузке

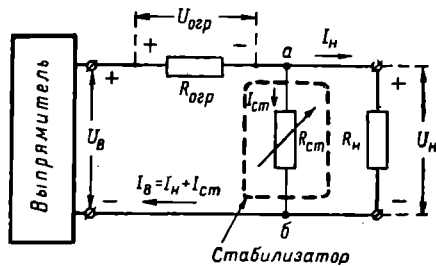


Рис. 2.37. Параллельный стабилизатор напряжения

$$U_H = U_B - U_{огр} = U_B - (I_H + I_{ст}) R_{огр}$$

или

$$U_H = \frac{R_{аб}}{R_{аб} + R_{огр}} U_B = \frac{1}{1 + \frac{R_{огр}}{R_{аб}}} U_B \quad (2.5)$$

где  $R_{аб} = \frac{R_{ст} R_H}{R_{ст} + R_H}$ .

Работает стабилизатор следующим образом. Если сопротивление нагрузки  $R_H$  неизменно, но увеличивается напряжение  $U_B$ , то автоматически уменьшается сопротивление стабилизатора  $R_{ст}$ . Это приводит к уменьшению сопротивления  $R_{аб}$ . Таким образом, возрастание напряжения  $U_B$  сопровождается увеличением отношения  $\frac{R_{огр}}{R_{аб}}$  и напряжение на нагрузке  $U_H$  остаётся постоянным.

При понижении напряжения  $U_B$  уменьшается отношение  $\frac{R_{огр}}{R_{аб}}$  и напряжение на нагрузке не меняется.

Если же напряжение  $U_B$  постоянно, но изменяется сопротивление нагрузки  $R_H$ , то одновременно меняется и сопротивление стабилизатора  $R_{ст}$ , а сопротивление  $R_{аб}$  остаётся постоянным. Ввиду этого напряжение на нагрузке  $U_H$  также не меняется.

При объяснении принципа работы стабилизаторов считалось, что вследствие изменения сопротивления стабилизатора  $R_{ст}$  напряжение на нагрузке всегда остается строго стабильным. На самом деле это не совсем так. На практике изменение напряжения  $U_B$  (или сопротивления  $R_H$ ) неизбежно сопровождается изменением напряжения на нагрузке. Однако эти изменения бывают очень незначительными при значительных изменениях напряжения  $U_B$  или сопротивления  $R_H$ .

Зависимость напряжения  $U_H$  от величин  $U_B$  и  $R_H$  представлена на рис. 2.38 и 2.39. Из этих рисунков видно, что при изменении  $U_B$  или  $R_H$  в определенных пределах напряжение  $U_H$  изменяется незначительно.

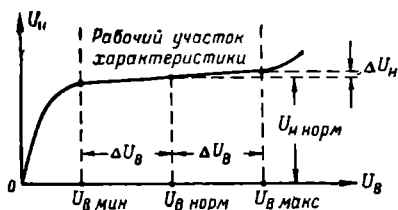


Рис. 2.38. Зависимость напряжения  $U_H$  от напряжения  $U_B$  на входе стабилизатора  $U_B$

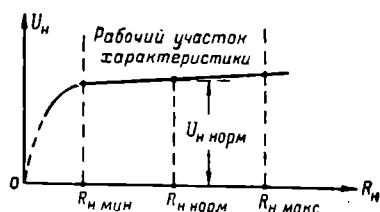


Рис. 2.39. Зависимость напряжения  $U_H$  от величины сопротивления нагрузки  $R_H$

Качество работы стабилизатора напряжения оценивается коэффициентом стабилизации  $K_{ст}$ , под которым понимается отношение изменения напряжения на нагрузке к вызвавшему его изменению напряжения на входе стабилизатора. Так, если напряжение на входе стабилизатора возросло на 20 в, а на нагрузке только на 1 в, то коэффициент стабилизации  $K_{ст} = \frac{1}{20} = 0,05 = 5\%$ . Это означает, что колебания напряжения на нагрузке в данном случае составляют только 5% колебаний напряжения на входе стабилизатора.

В общем виде выражение для коэффициента стабилизации можно записать следующим образом:

$$K_{ст} \% = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_B} \cdot 100,$$

где  $\Delta U_B$  — изменение напряжения на входе стабилизатора;  
 $\Delta U_H$  — изменение напряжения на нагрузке.

### 3. Газовые стабилизаторы напряжения

Газовыми стабилизаторами напряжения называются приборы, в которых используется явление тлеющего разряда между холодными электродами, помещенными в баллон с инертным газом. Такими приборами являются стабилитроны.

Отечественная электровакуумная промышленность выпускает несколько типов стабилитронов. Чаще всего на практике встречаются стабилитроны СГ2С, СГ3С и СГ4С. Основные их параметры приведены в табл. 2.3.

Таблица 2.3

Параметры некоторых стабилитронов

Основные параметры стабилитронов	Типы стабилитронов			Цоколевка
	СГ2С	СГ3С	СГ4С	
Напряжение зажигания $U_{зж}, в$ . . . . .	$\leq 105$	$\leq 127$	$\leq 180$	
Напряжение горения $U_{гор}, в$ . . . . .	70—81	105—112	145—160	
Допустимые изменения тока, протекающего через стабилитрон $I_{ст}, ма$ . . . . .	5—40	5—40	5—40	

Для стабилитрона характерно то, что возрастание тока, протекающего через него, от 5 до 40 ма сопровождается почти пропорциональным уменьшением внутреннего сопротивления. В результате этого падение напряжения на стабилитроне возрастает незначительно. При уменьшении тока, протекающего через стабилитрон, его внутреннее сопротивление возрастает и напряжение на стабилитроне почти не уменьшается. Эту особенность стабилитронов используют для стабилизации напряжения на нагрузках, потребляющих небольшой ток.

Схема включения стабилитрона приведена на рис. 2.40. Величину ограничительного сопротивления  $R_{огр}$  в этой схеме стабилизатора обычно выбирают так, чтобы падение напряжения на нем было равно  $U_{огр} = (0,3 - 1) U_n$ .

Практически величину ограничительного сопротивления можно определить по формуле

$$R_{огр} = \frac{(0,3 - 1) U_n}{I_n + I_{ст}}$$

где  $I_n$  — ток, протекающий через нагрузку;  
 $I_{ст}$  — ток, протекающий через стабилитрон (величиной этого тока задаются при расчете  $R_{огр}$ ).

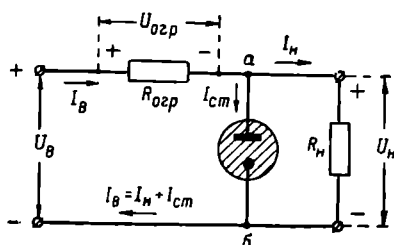


Рис. 2.40. Схема включения стабилитрона

Для стабилитронов СГ2С, СГ3С и СГ4С ток  $I_{ст}$  рекомендуется выбирать в пределах 10—20 ма. Если при этом ток нагрузки  $I_n$  не превышает 30 ма, то коэффициент стабилизации получается равным 10—5%.

Выбор ограничительного сопротивления считается правильным, если при нормальном напряжении  $U_{в.норм}$  на выходе выпрямителя в стабилитроне светится не вся поверхность катода.

В этом случае стабилитрон работает следующим образом. Предположим, что сопротивление нагрузки  $R_n$  неизменно, но увеличилось напряжение  $U_{в.}$  При этом возрастает ток, протекающий через стабилитрон. Ионизация газа в стабилитроне усиливается,

и его внутреннее сопротивление уменьшается, вследствие чего уменьшается и сопротивление  $R_{аб.}$

Таким образом, повышение напряжения  $U_{в.}$  приводит к увеличению отношения  $\frac{R_{огр}}{R_{аб}}$  и напряжение на нагрузке  $U_n$  хотя и возрастает, но очень незначительно (см. формулу 2.4). При уменьшении напряжения  $U_{в.}$  или изменении сопротивления нагрузки  $R_n$  напряжение  $U_n$  также остается почти неизменным (рис. 2.38 и 2.39).

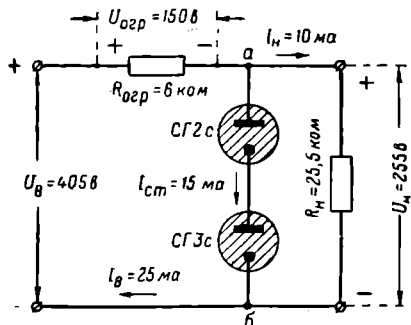


Рис. 2.41. Пример последовательного включения двух стабилитронов

Из табл. 2.3 видно, что при помощи стабилитронов СГ2С, СГ3С и СГ4С можно получить стабильные напряжения от 75 до 150 в. Однако на практике часто возникает необходимость в напряжениях свыше 150 в. В этом случае последовательно включают несколько стабилитронов.

На рис. 2.41 показан пример получения стабилизированного напряжения 255 в.

При включении стабилитронов необходимо строго соблюдать полярность электродов: на анод надо подавать плюс, а на катод — минус источника входного напряжения.

В цоколевке стабилитронов СГ2С, СГ3С и СГ4С (табл. 2.3) показано наличие соединения между третьей и седьмой ножками. Напомним, что оно сделано не в баллоне, как показано на рисунке, а непосредственно в цоколе прибора. Эта перемычка используется в цепях блокировки практических схем выпрямителей.

За последнее время наблюдается все большее использование газовых пальчиковых стабилитронов (СГ1П, СГ2П и др.), а также полупроводниковых кремниевых стабилитронов (Д808—Д818 и др.).

#### 4. Электронные стабилизаторы напряжения

В современных радиолокационных станциях очень широко применяются стабилизаторы напряжения с электронными лампами — электронные стабилизаторы. Объясняется это тем, что электронные стабилизаторы могут иметь на выходе очень стабильное напряжение любой величины при больших токах, протекающих через нагрузку.

Коэффициент стабилизации у электронных стабилизаторов напряжения равен  $1-0,1\%$ . Это значит, что колебания напряжения на нагрузке в  $100-1000$  раз меньше колебаний напряжения на

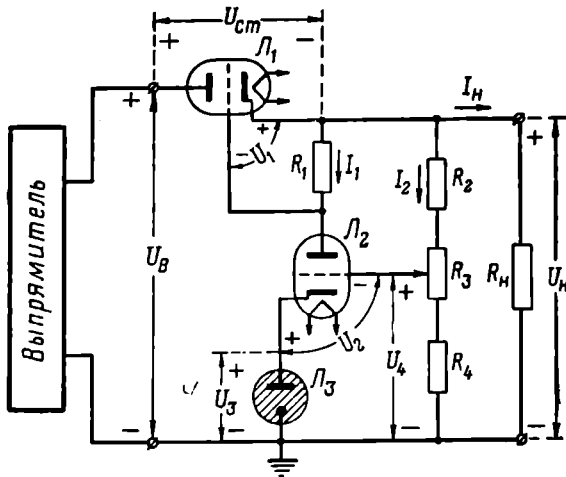


Рис. 2.42. Схема простейшего электронного стабилизатора напряжения

входе стабилизатора. Значительное изменение сопротивления нагрузки также не сказывается на величине выходного напряжения электронного стабилизатора.

Схема простейшего электронного стабилизатора напряжения изображена на рис. 2.42. Стабилизатор состоит из регулирующей лампы  $L_1$ , включаемой последовательно с сопротивлением нагрузки, управляющей лампы  $L_2$  и стабилитрона, поддерживающего потенциал катода лампы  $L_2$  строго постоянным относительно земли. Кроме того, в стабилизатор входит делитель напряжения, составленный из сопротивлений  $R_2$ ,  $R_3$  и  $R_4$ .

Внутреннее сопротивление лампы  $L_1$  постоянному току может изменяться в весьма больших пределах за счет небольших изменений напряжения  $U_1$ , которое создается на сопротивлении  $R_1$  при прохождении по нему анодного тока лампы  $L_2$ . Величина тока  $I_1$  определяется напряжением  $U_2$ .



Из схемы видно, что  $U_2 = U_3 - U_4$ , причем  $U_3$  строго постоянно даже при изменениях анодного тока  $I_1$ , проходящего через стабилизатор.

Работает стабилизатор следующим образом. При нормальном напряжении  $U_B$  и неизменном сопротивлении нагрузки  $R_H$  движок потенциометра  $R_3$  устанавливается в такое положение, при котором на нагрузке получается требуемое напряжение. После этого напряжение  $U_H$  остается практически неизменным при значительных изменениях величин  $U_B$  и  $R_H$ .

Предположим, напряжение  $U_B$  возросло. Тогда напряжение  $U_H$  и  $U_4$  также возрастут, но очень незначительно, потому что возрастание напряжения  $U_4$  приведет к росту анодного тока лампы  $L_2$ , вследствие чего заметно повысится напряжение  $U_1$ , подаваемое на сетку лампы  $L_1$ . В результате внутреннее сопротивление лампы  $L_1$  значительно увеличится и напряжение на ней  $U_{ст}$  возрастет почти на столько же вольт, на сколько увеличилось напряжение  $U_B$ .

При понижении напряжения  $U_B$  происходит очень небольшое уменьшение напряжений  $U_H$  и  $U_4$ , так как заметно уменьшаются ток  $I_1$  и напряжение  $U_1$ . Поэтому значительно уменьшается внутреннее сопротивление лампы  $L_1$  и напряжение на ней становится меньше почти на столько же вольт, на сколько уменьшилось напряжение  $U_B$ .

Аналогичная картина наблюдается и при изменениях величины сопротивления нагрузки  $R_H$ .

Таким образом, при значительных изменениях напряжения  $U_B$  на входе электронного стабилизатора напряжение на нагрузке  $U_H$  изменяется очень незначительно. Происходит это потому, что внутреннее сопротивление лампы  $L_1$  постоянному току автоматически изменяется в больших пределах при весьма малых изменениях напряжения на сетке лампы  $L_2$ .

Коэффициент стабилизации электронного стабилизатора

$$K_{ст} \approx \frac{U_H}{\mu_p K_y U_3},$$

где  $\mu_p$  — коэффициент усиления регулирующей лампы;

$K_y$  — коэффициент усиления управляющего каскада на лампе  $L_2$ .

Из этой формулы видно, что для улучшения работы электронного стабилизатора необходимо применять лампы с большим коэффициентом усиления. Поэтому в качестве лампы  $L_2$  обычно применяют пентоды (или триоды с большим коэффициентом усиления).

Поскольку через регулируемую лампу  $L_1$  проходит весь ток нагрузки, в качестве этой лампы используют мощные триоды или лучевые тетроды в триодном соединении. Если одна лампа  $L_1$  не может пропустить весь ток нагрузки, то включают несколько таких ламп (до 10) параллельно,

Питать нити накала ламп  $\mathcal{L}_1$  и  $\mathcal{L}_2$  нужно от разных обмоток силового трансформатора, так как между катодами этих ламп существует большая разность потенциалов (сотни вольт).

Очень распространенная схема электронного стабилизатора напряжения изображена на рис. 2.43. В этом стабилизаторе сопротивление  $R_1$  включено до лампы  $\mathcal{L}_1$ ; в качестве лампы  $\mathcal{L}_2$  используется пентод. В цепь экранирующей сетки лампы  $\mathcal{L}_2$  включено гасящее сопротивление  $R_5$ . Величина сопротивления  $R_6$  выбирается такой, чтобы через стабилитрон протекал ток, соответствующий его нормальному режиму (обычно 10—20 ма).

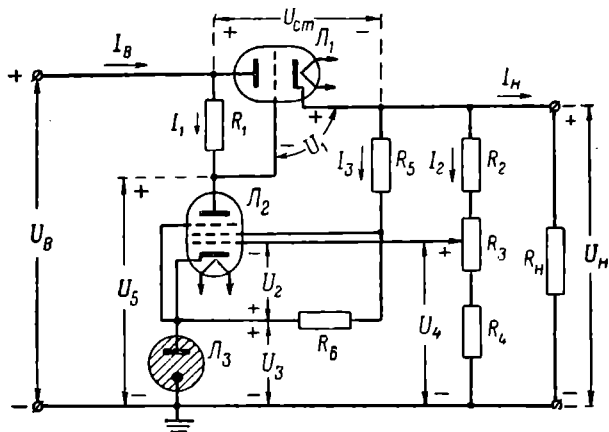


Рис. 2.43. Схема электронного стабилизатора напряжения

По принципу действия данный стабилизатор не отличается от предыдущего. Отрицательное напряжение на сетке лампы  $\mathcal{L}_1$  равно разности напряжений:  $U_1 = U_H - U_5$ . При возрастании напряжения  $U_B$  незначительно повышаются напряжения  $U_H$  и  $U_4$ , так как увеличение напряжения  $U_4$  приводит к заметному возрастанию тока  $I_1$ , а это сопровождается заметным уменьшением напряжения  $U_5$ . Отрицательное смещение на сетке лампы  $\mathcal{L}_1$  значительно возрастает, и внутреннее сопротивление этой лампы резко увеличивается. Поэтому напряжение  $U_H$  хотя и растет с увеличением напряжения  $U_B$ , но очень незначительно.

Аналогичная картина наблюдается при уменьшении напряжения  $U_B$  или изменении сопротивления нагрузки.

Электронные стабилизаторы реагируют не только на случайные изменения напряжения  $U_B$ , но и на его периодические пульсации. Поэтому такие стабилизаторы являются хорошими сглаживающими фильтрами и при их применении схема фильтра выпрямителя может быть упрощена.

## § 8. СТАБИЛИЗАТОРЫ ТОКА

Стабилизатором тока называется устройство, поддерживающее неизменной величину тока, протекающего через нагрузку, при изменениях величины нагрузки или напряжения источника питания.

На практике в качестве стабилизаторов тока чаще всего применяют бареттеры. Бареттер представляет собой электровакуумный прибор. Он состоит из баллона, наполненного водородом, внутри которого помещена железная или вольфрамовая нить.

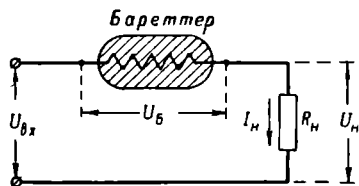


Рис. 2.44. Схема включения бареттера

В радиотехнических устройствах бареттер всегда включается последовательно с той нагрузкой, через которую должен проходить ток неизменной величины (рис. 2.44).

Действие бареттера основано на изменении сопротивления нити при изменении ее температуры.

Если в устройстве, схема которого изображена на рис. 2.44, увеличивается входное напряжение  $U_{вх}$ , то ток в цепи начинает возрастать. Однако это нарастание тока получается очень незначительным, так как температура нити бареттера повышается и ее сопротивление возрастает. В результате падение напряжения на бареттере  $U_б$  возрастает почти на столько же вольт, на сколько повысилось напряжение  $U_{вх}$ , а ток, протекающий через нагрузку, практически не увеличивается.

Аналогичные процессы происходят при уменьшении напряжения  $U_{вх}$  или изменении величины сопротивления нагрузки.

Пример типичной вольт-амперной характеристики бареттера приведен на рис. 2.45.

Из этой характеристики видно, что при значительном изменении падения напряжения  $U_б$  на бареттере ток  $I_б$ , протекающий через бареттер, почти не изменяется.

Приведенные на графике обозначения носят специальные названия:

- $U_{б. \text{ мин}}$  — напряжение нижнего предела бареттирования;
- $U_{б. \text{ макс}}$  — напряжение верхнего предела бареттирования;
- $I_{б. \text{ мин}}$  — ток нижнего предела бареттирования;
- $I_{б. \text{ макс}}$  — ток верхнего предела бареттирования;
- $I_{б. \text{ ном}}$  — номинальный ток бареттирования.

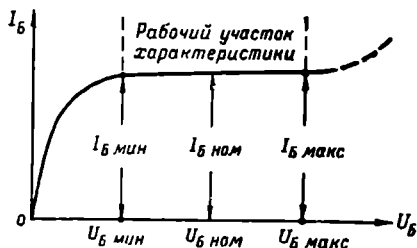


Рис. 2.45. Вольт-амперная характеристика бареттера

О порядке этих величин можно судить по табл. 2.4, где приведены основные данные бареттеров, выпускаемых нашей промышленностью.

Таблица 2.4

Параметры некоторых бареттеров

Типы бареттеров	Параметры бареттеров					Цоколевка
	$U_{б.мин}$ , в	$U_{б.макс}$ , в	$I_{б.мин}$ , а	$I_{б.макс}$ , а	$I_{б.ном}$ , а	
0,3Б17-35	17	35	0,275	0,325	0,3	
0,42Б5,5-12	5,5	12	0,415	0,435	0,425	
0,85Б5,5-12	5,5	12	0,83	0,87	0,85	
1Б5-9	5	9	0,96	1,04	1,0	
1Б10-17	10	17	0,96	1,04	1,0	
0,3Б65-135	65	135	0,275	0,325	0,3	

Первой цифрой в обозначении типа бареттера указана величина номинального тока бареттирования, а двумя последними цифрами — пределы допустимого изменения напряжения на зажимах бареттера.

Бареттер можно применять для стабилизации как постоянного, так и переменного тока. В последнем случае он поддерживает постоянным действующее значение тока, так как, обладая значительной тепловой инерцией (до 3—4 мин), он не реагирует на мгновенные изменения входного напряжения.

Благодаря водородному заполнению баллона бареттера улучшается теплоотдача нити (водород обладает лучшей теплопроводностью, чем другие газы).

## ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

## § 1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВ

## 1. Электроны и дырки

По электрическим свойствам все вещества делятся на три основных класса: проводники, диэлектрики и полупроводники. Проводники имеют малое удельное сопротивление, меньшее  $10^{-3}$  *ом·см*; например, удельное сопротивление меди  $\rho = 1,7 \cdot 10^{-6}$  *ом·см*. Удельное сопротивление диэлектриков велико, больше  $10^{10}$  *ом·см*; например, удельное сопротивление слюды  $\rho = 9 \cdot 10^{15}$  *ом·см*.

Первой особенностью полупроводников является их промежуточное положение между проводниками и диэлектриками по величине удельного сопротивления. К полупроводникам относится большое число различных веществ, удельное сопротивление которых лежит в пределах  $10^{-3} < \rho < 10^{10}$  *ом·см*. В настоящее время широко применяются такие полупроводники, как германий Ge, кремний Si, селен Se, некоторые сплавы, окислы и т. д. При комнатной температуре удельное сопротивление германия равно 60 *ом·см*, а кремния 60 000 *ом·см*.

Второй особенностью полупроводников является сильная зависимость удельного сопротивления от температуры и освещенности. С повышением температуры или освещенности удельное сопротивление полупроводников уменьшается.

Третьей характерной особенностью полупроводников является сильная зависимость удельного сопротивления от количества примесей. Очень малые доли примесей уменьшают удельное сопротивление в десятки и сотни раз. Так, например, если число примесных атомов в 1 *см<sup>3</sup>* германия равно  $10^{15}$  (что меньше  $10^{-5}\%$  общего числа атомов в 1 *см<sup>3</sup>*), то удельное сопротивление уменьшается в 50 раз.

Отличительные особенности полупроводников можно пояснить на основе квантовых представлений. Эти представления нужны в

дальнейшем при рассмотрении принципов работы полупроводниковых приборов. В уединенном атоме все электроны характеризуются различными квантовыми состояниями, каждое из которых определяется совокупностью четырех квантовых чисел. Первое (главное) квантовое число характеризует среднее расстояние электрона от ядра, второе — момент количества движения электрона, третье — орбитальный магнитный момент и четвертое — вращательный момент электрона относительно своей оси, или спин.

Электроны в уединенном атоме занимают вполне определенные разрешенные уровни, т. е. имеют определенную энергию (рис. 3.1, а). На каждом энергетическом уровне могут находиться не более двух электронов, которые различаются между собой направлением спина.

В твердом теле в результате взаимосвязи атомов каждый из возможных энергетических уровней уединенного атома расщепляется на очень большое число уровней, образуя зоны уровней (рис. 3.1, б). В верхней зоне расположены валентные электроны. Эта зона называется заполненной, или валентной. Выше валентной зоны находится свободная зона, или зона проводимости, в которую могут переходить электроны валентной зоны, получив от какого-либо источника дополнительную энергию.

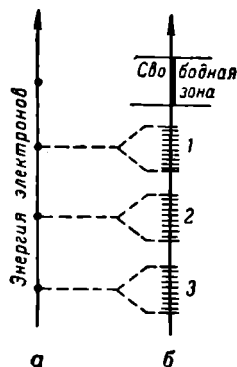


Рис. 3.1. Возможные энергетические уровни электронов в уединенном атоме (а) и в твердом теле (б); 1, 2, 3 — заполненные зоны

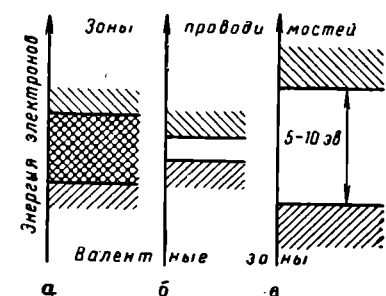


Рис. 3.2. Энергетические уровни электронов проводника (а), полупроводника (б) и диэлектрика (в)

Структура энергетических зон в проводниках, диэлектриках и полупроводниках различна (рис. 3.2). В проводниках валентная и свободная зоны перекрываются, т. е. ширина запрещенной зоны равна нулю. Валентные электроны переходят в зону проводимости при сообщении им ничтожных значений дополнительной энергии, например за счет внешнего электрического поля. Электропроводность проводников поэтому большая.

В диэлектриках ширина запрещенной зоны велика (5—10 эв) и число электронов в свободной зоне при нормальных условиях практически равно нулю. В валентной зоне все уровни заняты электронами. Поэтому электропроводность диэлектриков очень мала.

Ширина запрещенной зоны в полупроводниках сравнительно невелика, например, в кремнии она равна 1,1 эв, а в германии 0,72 эв при  $T=300^\circ\text{K}$  (рис. 3.2, б). В полупроводниках при комнатной температуре благодаря тепловым движениям частиц некоторое количество валентных электронов получает энергию, достаточную для перехода в зону проводимости. Каждый валентный

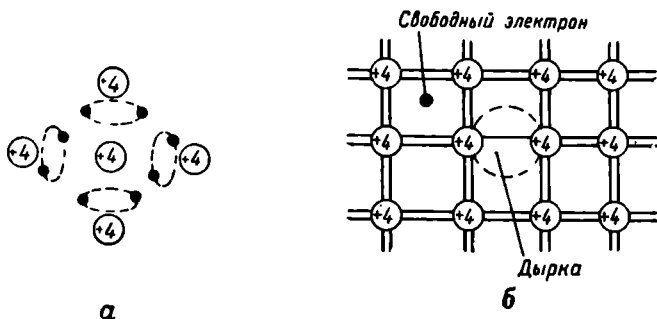


Рис. 3.3. Ковалентная связь атомов (а) и ее условное изображение (б)

электрон, перешедший в зону проводимости, оставляет в заполненной зоне свободный энергетический уровень. Свободный энергетический уровень в валентной зоне принято называть дыркой.

Существование дырки связано с наличием положительного иона. В этом смысле говорят, что дырка обладает положительным зарядом, равным заряду электрона. Однако между дыркой и положительным ионом есть существенное различие. Положительный ион — это частица, заряженный атом; он в твердом теле неподвижен. Дырка — это свободное место в валентной связи атомов. Она может перемещаться в валентной зоне при заполнении незанятого уровня другим электроном валентной зоны.

Несколько более наглядно это положение можно пояснить следующим. Германий и кремний имеют кристаллические решетки типа алмазной. В этих решетках каждый атом связан с четырьмя соседними атомами с помощью пары валентных электронов, находящихся на общей орбите и принадлежащих обоим атомам (рис. 3.3, а). Такая связь называется ковалентной.

На плоской картине ее условно изображают двумя линиями, соединяющими два узла кристаллической решетки (рис. 3.3, б). За вычетом четырех электронов заряд атомного остатка равен

+4 заряда электрона. Если по каким-либо причинам, например при повышении температуры, электрон валентной связи получит достаточную энергию, то он уходит со своей орбиты, оставляя в ковалентной связи незанятое место — дырку. Ушедший электрон теряет связь со своим ядром и может свободно перемещаться между узлами кристаллической решетки. Такие электроны и называются свободными электронами, или электронами зоны проводимости. Дырку в валентной связи может заполнить электрон, высвободившийся при разрыве соседней валентной связи, где также появится дырка. Следовательно, перемещение дырок в каком-либо направлении есть движение в противоположном направлении электронов в валентных связях, или движение электронов в заполненной зоне.

Носителями зарядов в полупроводнике являются электроны и дырки. При температуре, близкой к абсолютному нулю, и отсутствии дефектов в кристаллической решетке все электроны находятся в валентной зоне, в зоне проводимости нет свободных электронов, а в валентной зоне нет дырок — полупроводник является диэлектриком. С повышением температуры увеличивается энергия электронов, часть их переходит в зону проводимости, а в валентной зоне появляется столько же свободных уровней — дырок. Свободные электроны и дырки хаотически движутся в кристалле. Вместе с генерацией пар электрон — дырка происходит и их рекомбинация, т. е. электрон свободной зоны, потеряв добавочную энергию, переходит в валентную зону и заполняет один из свободных уровней: свободный электрон и дырка прекращают существование (или жизнь) — рекомбинируют. Каждой данной температуре полупроводника соответствует определенная скорость генерации и равная ей скорость рекомбинации пар электрон — дырка, а также определенная концентрация свободных электронов и дырок.

## 2. Проводимость полупроводников

Под действием внешнего электрического поля все валентные электроны проводника изменяют свои скорости и энергии, т. е. упорядоченно перемещаются, образуя электрический ток. Проводимость проводника велика, потому что велико число свободных носителей зарядов (около  $10^{23} \text{ см}^{-3}$ ), способных изменять скорость под действием поля.

При комнатной температуре в полупроводнике имеется некоторое количество свободных электронов (значительно меньшее, чем в проводнике) и такое же количество дырок. Под действием внешнего поля свободные электроны могут перемещаться, как и в проводнике, образуя электрический ток (рис. 3.4). Проводимость, обусловленная перемещением электронов, называется электронной проводимостью ( $\sigma_n$ ).



Под действием внешнего поля может изменяться энергия электронов заполненной зоны. При этом электроны с энергией, близкой к уровням дырок, увеличив свою энергию, занимают места уровней дырок, оставляя свободные уровни (дырки) на своих прежних местах. Следовательно, под действием внешнего поля происходит движение дырок вдоль поля, аналогичное движению положительных зарядов. Проводимость, обусловленная движением дырок, называется дырочной проводимостью ( $\sigma_p$ ).

В замкнутой цепи, состоящей из полупроводника и проводниковых вводов, электроны движутся вдоль всей цепи, свободно переходя из проводника в полупроводник. Проводник контакта и

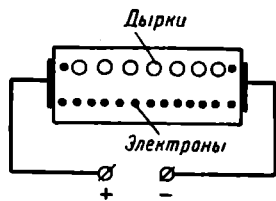


Рис. 3.4. Перемещение электронов и дырок в полупроводнике

припой подбираются такими, чтобы контактной разности потенциалов не было. Так как дырок в проводнике нет, то они перемещаются только вдоль полупроводника. На правом контакте (рис. 3.4) дырки рекомбинируют, забирая для этого электроны из проводника. На левом контакте вследствие ухода дырок образуются нескомпенсированные отрицательные ионы, создается местное поле, под действием которого электроны выталкиваются из

полупроводника в проводник, т. е. образуются новые дырки. Весь полупроводник при прохождении тока остается незаряженным (нейтральным).

В химически чистом полупроводнике количество свободных электронов равно количеству дырок. Однако электронная проводимость несколько больше дырочной, так как при одном и том же напряжении электроны перемещаются быстрее, чем дырки. В полупроводниковых приборах используются полупроводники, обладающие преимущественно дырочной или электронной проводимостью. Такие полупроводники получают в результате добавления к чистому германию или кремнию примесей. Примеси нарушают обычные связи между атомами решетки, в результате чего появляются дополнительные уровни энергии в запрещенной зоне, которые являются источниками электронов или дырок.

Предположим, что в химически чистый германий (или кремний) введена примесь пятивалентного элемента, например фосфора (или мышьяка, сурьмы). Ряд атомов германия в узлах кристаллической решетки замещается атомами фосфора, и четыре их валентных электрона осуществляют валентные связи с соседними. Пятый валентный электрон остается незанятым, лишним для связей. Эти (пятые) электроны оказываются слабо связанными со своими атомами, легко отрываются от них и становятся свободными (рис. 3.5, а). Основной энергетический уровень пятого (свободного от валентных связей) электрона располагается в запрещенной зоне вблизи от нижнего края свободной зоны (на 0,01 эв

ниже уровня свободной зоны, рис. 3.5, б). При комнатной температуре тепловая энергия лишних (пятых) электронов равна примерно 0,02 эв и потому все они оказываются свободными, т. е. в зоне проводимости. Это позволяет увеличить число свободных электронов в полупроводнике на несколько порядков по сравнению с беспримесным полупроводником.

Примесь, увеличивающая число электронов в зоне проводимости полупроводника, называется донорной, а полупроводник — полупроводником *n*-типа.

При введении в чистый германий (кремний) примеси трехвалентного элемента, например индия, появляются дополнительные уровни энергии, расположенные выше валентной зоны, но близко к ней (выше примерно на 0,01 эв, рис. 3.6, б). В этом случае (при замещении атомов германия атомами индия) недостает одного электрона для заполнения парных валентных связей.

Появляется возможность заполнения этой связи электроном какого-либо соседнего атома германия (рис. 3.6), при этом атом индия превращается в устойчивый отрицательный ион, а в валентной

связи соседнего атома остается дырка. Энергия электрона, заполнившего связь у атома индия, должна быть несколько больше, чем обычная энергия валентной зоны. Это и обуславливает появление дополнительного уровня выше валентной зоны. Следовательно, электрон, заполняющий недостающую валентную связь у атома индия, совершает небольшую работу перехода. При комнатной температуре имеется достаточное количество электронов, могущих совершить работу перехода и заполнить все валентные связи у примесных атомов, превратив их в отрицательные ионы.

Рис. 3.6. Кристаллическая решетка германия *p*-типа (а) и энергетические уровни (б): 1 — валентная зона; 2 — свободная зона; 3 — уровень, созданный атомом индия

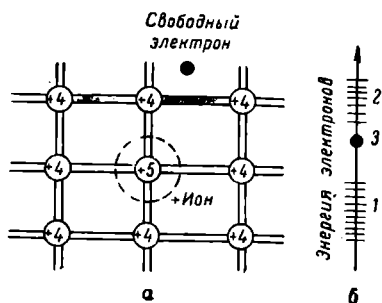


Рис. 3.5. Кристаллическая решетка германия *n*-типа (а) и энергетические уровни (б):

1 — валентная зона; 2 — свободная зона; 3 — уровень пятого электрона

При этом значительно увеличивается (на несколько порядков) число дырок. Примесь, увеличивающая число дырок в полупроводнике, называется акцепторной, а полупроводник — полупроводником *p*-типа.

Дополнительные уровни, обусловленные введением примесей, практически не расщепляются, так как взаимосвязи между примесными атомами ничтожны.

Полупроводник с примесями, как и чистый полупроводник, электрически нейтрален, так как каждому свободному электрону соответствует положительный ион, а каждой дырке — отрицательный ион.

В полупроводнике *n*-типа электроны являются основными носителями зарядов, а дырки — неосновными, а в полупроводнике *p*-типа, наоборот, дырки являются основными носителями зарядов, а электроны — неосновными.

Обозначим концентрации свободных электронов и дырок через *n* и *p*, причем в беспримесном полупроводнике будем обозначать *n<sub>i</sub>*, *p<sub>i</sub>*, в полупроводнике *n*-типа — *n<sub>n</sub>*, *p<sub>n</sub>*, в полупроводнике *p*-типа — *n<sub>p</sub>*, *p<sub>p</sub>*. Скорость (*g*) генерации пар электрон — дырка, равная скорости их рекомбинации, зависит от температуры и концентраций носителей, т. е.  $g = an_i p_i$ , где *a* — коэффициент пропорциональности. Если в полупроводник введена примесь, а температура его та же, что и чистого полупроводника, то и величины *g* и *a* остаются неизменными, т. е.

$$g = an_n p_n = an_p p_p = an_i p_i$$

или

$$n_i p_i = n_p p_p = n_n p_n \quad (3.1)$$

Из уравнения (3.1) следует, что в полупроводнике, например, *n*-типа, во столько раз уменьшается концентрация дырок, во сколько раз увеличивается концентрация электронов.

При комнатной температуре в чистом германии  $n_i = p_i = 2,5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$ , а в чистом кремнии  $n_i = p_i = 1,5 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$ . Если, например, в результате добавления примесей к чистому германию концентрация электронов увеличилась до  $n_n = 1,75 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ , то концентрация дырок понизится до  $3,6 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-3}$ , так как  $n_i p_i = n_n p_n = 6,25 \cdot 10^{26} \text{ см}^{-3}$ .

Ток в полупроводнике состоит из тока дырок и тока электронов (рис. 3.4). Плотность электронного тока в полупроводнике пропорциональна заряду электрона *q*, концентрации электронов *n* и скорости движения электронов *v<sub>n</sub>*:

$$i_n = q n v_n$$

Плотность дырочного тока

$$i_p = q p v_p$$

Скорости движения электронов и дырок пропорциональны величине напряженности поля *E*, т. е.

$$v_n = \mu_n E;$$

$$v_p = \mu_p E,$$

где  $\mu_n$  и  $\mu_p$  — подвижность электронов и дырок.

Подвижностью электрона (дырки) называется средняя направленная скорость движения электрона (дырки) при  $E=1$  в/см. Размерность подвижности

$$[\mu] = \frac{[v]}{[E]} = \left[ \frac{\text{см}^2}{\text{сек} \cdot \text{в}} \right].$$

Подвижность зависит от температуры. С повышением температуры подвижность уменьшается. При комнатной температуре подвижности электронов и дырок равны:

— для германия:  $\mu_n = 3600 \text{ см}^2/\text{в} \cdot \text{сек}$ ,  $\mu_p = 1200 \text{ см}^2/\text{в} \cdot \text{сек}$ ;

— для кремния:  $\mu_n = 1700 \text{ см}^2/\text{в} \cdot \text{сек}$ ,  $\mu_p = 250 \text{ см}^2/\text{в} \cdot \text{сек}$ .

Заменив скорости движения носителей в предыдущих формулах их значениями, получим:

$$i_n = q n \mu_n E; \quad (3.2)$$

$$i_p = q p \mu_p E. \quad (3.3)$$

Из выражений (3.2) и (3.3) следует, что электронная и дырочная проводимости определяются по формулам:

$$\sigma_n = q n \mu_n; \quad (3.4)$$

$$\sigma_p = q p \mu_p. \quad (3.5)$$

Общая проводимость:

$$\sigma = \sigma_n + \sigma_p,$$

$$\sigma = q (n \mu_n + p \mu_p). \quad (3.6)$$

Общая плотность тока

$$i = i_n + i_p = \sigma E.$$

Из формул (3.4), (3.5) и (3.6) можно сделать следующие выводы. В беспримесном германии (кремнии) преобладает электронная проводимость, так как подвижность электронов больше подвижности дырок, а концентрации электронов и дырок равны, т. е.  $n_i = p_i$ . В германии  $n$ -типа концентрация электронов  $n_n$  в десятки тысяч и более раз выше концентрации дырок  $p_n$ . Можно поэтому считать, что общая проводимость  $n$ -германия — электронная. В германии  $p$ -типа концентрация дырок  $p_p$  в десятки тысяч и более раз выше концентрации электронов  $n_p$ . Поэтому можно считать проводимость  $p$ -германия дырочной.

## § 2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

### 1. Электронно-дырочный переход

В одном образце полупроводника можно получить две противоположные области проводимостей  $p$  и  $n$ . Эти области будут разделены тонким слоем, называемым переходным слоем, или  $n$ - $p$ -переходом.

Электронно-дырочный переход в монокристалле можно получить следующим образом:

- методом точечно-контактной сварки металлического зонда с кристаллом полупроводника (точечные приборы);
- методом сплавления донора (акцептора) с кристаллом полупроводника (сплавные приборы);
- электро-химическим способом (поверхностно-барьерные приборы);
- в процессе выращивания кристалла (тянутые приборы);
- диффузией примеси (диффузионные приборы).

Принцип действия полупроводниковых диодов и других приборов основан на свойствах *n-p*-переходов. Поэтому рассмотрим основные свойства переходов (рис. 3.7).

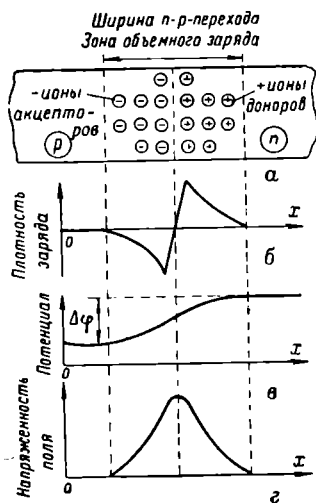


Рис. 3.7. Распределение носителей (а), плотность заряда (б), потенциала (в) и напряженности поля (г) на *n-p*-переходе

В полупроводнике с двумя областями проводимостей происходит диффузия (переход) электронов из *n*-области в *p*-область и дырок из *p*-области в *n*-область. Это объясняется тем, что например, в *n*-области много свободных электронов и под действием взаимного отталкивания они переходят в *p*-область, где их мало. Роль этих электронов в *p*-области ничтожна, так как они рекомбинируют с дырками, однако в *n*-области уменьшается число электронов и поэтому появляется нескомпенсированный заряд положительных ионов (рис. 3.7, а). Аналогичное явление наблюдается и в *p*-области переходного слоя. В результате переходный слой оказывается слоем большого сопротивления и объемного заряда, положительного в *n*-области и отрицательного в *p*-области. Плотность заряда максимальна у

границы раздела положительного и отрицательного зарядов и падает до нуля у внешних границ переходного слоя (рис. 3.7, б). Между границами переходного слоя, как между обкладками конденсатора, создается некоторая разность потенциалов  $\Delta\phi$ , а в самом слое существует электрическое поле (рис. 3.7, в, г).

Разность потенциалов на *n-p*-переходе, существующая при отсутствии внешнего электрического поля, иногда называется потенциальным барьером. Высота потенциального барьера зависит от количества перемещенных носителей. Однако число перемещенных носителей не может быть произвольно большим, так как потенциальный барьер препятствует перемещению дырок из *p*-области в *n*-область и электронов из *n*-области в *p*-область. Поэтому создается некоторое равновесное состояние, характери-

зубое определенной разностью потенциалов, величиной объемного заряда и шириной перехода.

Высота потенциального барьера зависит от величин концентраций основных носителей зарядов на обеих границах перехода. Она определяется по формуле

$$\Delta\phi = \frac{kT}{q} \ln \frac{n_n p_p}{n_i^2} = \frac{kT}{q} \ln \frac{n_n}{n_p} = \frac{kT}{q} \ln \frac{p_p}{p_n}, \quad (3.7)$$

где

$T$  — температура в градусах Кельвина;

$q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  кулон — заряд электрона;

$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{дж}}{\text{град}}$  — постоянная Больцмана.

При  $T = 300^\circ\text{K}$   $\frac{kT}{q} = 0,025$  в.

С повышением температуры  $n_i$  увеличивается, а  $\Delta\phi$  стремится к нулю.

Наиболее высокие концентрации  $n_n$  и  $p_p$ , которые можно создать в германии, равны примерно  $10^{19} \text{ см}^{-3}$ . При  $T = 300^\circ\text{K}$ ,  $n_i \approx 10^{13} \text{ см}^{-3}$ , а поэтому максимальная высота потенциального барьера в германии равна примерно  $0,7$  в (для кремния около  $1$  в).

Равновесное состояние полупроводника с  $n$ - $p$ -переходом можно рассматривать как наложение двух равных и противоположных токов, протекающих через переходный слой (рис. 3.8). Действительно, благодаря диффузии из  $p$ -области в  $n$ -область переходят дырки, а в обратном направлении — электроны. Перемещением этих носителей образуется так называемый диффузионный ток электронов и дырок ( $i_{nd}$  и  $i_{pd}$ ). Он возникает между такими точками полупроводника, концентрация носителей зарядов в которых различна.

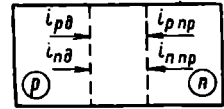


Рис. 3.8. Токи в  $n$ - $p$ -переходе

Кроме того, поскольку на переходе есть разность потенциалов, то под действием электрического поля происходит перемещение электронов из  $p$ -области в  $n$ -область и дырок в обратном направлении, т. е. протекает ток проводимости электронов и дырок ( $i_{np}$  и  $i_{pn}$ ). Суммарный ток через переход при отсутствии внешнего поля равен нулю, т. е. ток проводимости компенсируется диффузионным током. Концентрации электронов и дырок в полупроводнике при отсутствии внешнего поля называются равновесными концентрациями.

## 2. Принцип действия полупроводникового диода. Вольтамперная характеристика

Электронно-дырочный переход при прямом напряжении

Электронно-дырочный переход имеет одностороннюю проводимость, т. е. обладает выпрямляющими свойствами. Эти свойства перехода используются в полупроводниковых диодах.

Рассмотрим принцип действия полупроводникового диода.

Приложим к переходу напряжение  $U$  небольшой величины ( $U < \Delta\phi$ ). Напряжение, приложенное к переходу так, что положительный полюс соединен с  $p$ -областью, а отрицательный с  $n$ -областью (рис. 3.9, а), называется прямым (в случае противоположного соединения — обратным).

Будем считать, что проводимости кристалла велики и поэтому падением напряжения на материале кристалла можно пренебречь. Тогда все напряжение внешнего источника  $U$  будет приложено непосредственно к  $n$ - $p$ -переходу. Поле источника встречно собственному полю  $n$ - $p$ -перехода и поэтому результирующее поле перехода уменьшится, иначе говоря, потенциальный барьер понизится (рис. 3.9, б), количество некомпенсированных зарядов ионов на переходе уменьшится и ширина перехода также уменьшится.

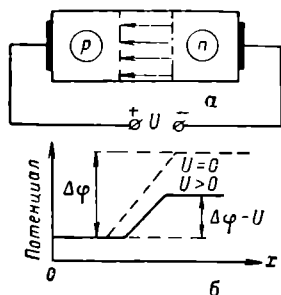


Рис. 3.9. Электронно-дырочный переход при прямом напряжении (а) и распределение потенциалов (б)

Прямое напряжение понижает потенциальный барьер перехода. Оно значительно уменьшает или вовсе прекращает ток неосновных носителей, который выше назывался током проводимости. Пониженный потенциальный барьер будет преодолеватьсся большим числом дырок и электронов. Из  $p$ -области в  $n$ -область будут проникать (инжектировать) дырки, а в обратном направлении — электроны. Будет иметь место инжекция основных носителей, т. е.

дырок в  $n$ -область и электронов в  $p$ -область. Благодаря этому в цепи будет протекать прямой ток, который увеличивается с увеличением прямого напряжения. Теория показывает, что величина прямого тока, протекающего через переход, может быть определена по формуле

$$I = I_0 \left( e^{\frac{q}{kT} U} - 1 \right). \quad (3.8)$$

При комнатной температуре  $\frac{q}{kT} \approx 40 \text{ в}^{-1}$ , поэтому

$$I = I_0 (e^{40U} - 1).$$

Ток  $I_0$  — это обратный ток насыщения, о котором сказано ниже.

Рассмотрим более подробно явление инжекции неосновных носителей (рис. 3.10). При понижении потенциального барьера на границе перехода в  $n$ -области создается повышенная концентрация дырок из-за перехода (диффузии) их из  $p$ -области. Повышенная концентрация дырок вызывает приток туда электронов из других областей и, следовательно, из внешнего провода, для того чтобы  $n$ -область оставалась нейтральной. По мере продвижения

дырок вглубь  $n$ -области их концентрация  $p$  уменьшается по экспоненциальному закону из-за рекомбинации:

$$p = p_0 e^{-\frac{x}{L_p}},$$

где  $p_0$  — концентрация на границе области:

$L_p$  — диффузионная длина дырок в  $n$ -области.

На достаточном удалении от границы перехода концентрация избыточных, или неравновесных, дырок убывает до нуля. Все сказанное о неравновесных дырках справедливо и для неравновесных электронов. Неравновесные носители зарядов — это неосновные для данной зоны инжектированные носители. Их концентрация на границе перехода может в сотни и тысячи раз превышать равновесную концентрацию. Для примера на рис. 3.10 показана плотность дырок на границе  $n$ -области, равная  $3 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$ , а равновесная концентрация составляет примерно  $3 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-3}$ , т. е. прирост концентрации равен

$$3 \cdot 10^{13} - 3 \cdot 10^{11} = 297 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-3}.$$

Для сохранения нейтральности  $n$ -области прирост концентрации электронов на ее границе равен также  $297 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-3}$ . Хотя это число и большое, однако оно составляет менее 1% от равновесной концентрации электронов, равной примерно  $3 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ . Отсюда можно сделать важный вывод: при малых прямых напряжениях на  $n$ - $p$ -переходе концентрации основных носителей остаются при прохождении тока неизменными и равными равновесным концентрациям.

На рис. 3.10, в показано распределение токов в диоде. Через переход протекает ток дырок и ток электронов. Величины этих токов пропорциональны соответственно проводимостям  $p$ - и  $n$ -областей. На достаточном удалении от границ перехода неосновные (неравновесные) носители успевают рекомбинировать и потому там протекают только дырочный в  $p$ -области и электронный в  $n$ -области токи.

Глубина проникновения (инъекции) неравновесных носителей зарядов оценивается диффузионной длиной — расстоя-

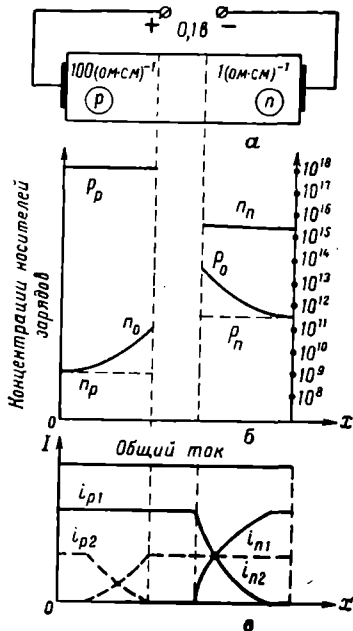


Рис. 3.10. Распределение концентраций носителей зарядов (б) и токов (в) в диоде (а) при прямом напряжении ( $i_{p1}$  и  $i_{n2}$  — токи инжектирующих дырок и электронов,  $i_{p2}$  и  $i_{n1}$  — токи рекомбинирующих дырок и электронов)



нием, на котором концентрация неравновесных носителей уменьшается в  $e$  раз ( $e=2,71$ ). Диффузионная длина — это среднее расстояние, которое проходит неравновесный носитель от его появления (инъекции) до исчезновения (рекомбинации). Длина диффузии электронов в германии  $L_n=0,1 \div 0,3$  см, а в кремнии  $L_n=0,04 \div 0,1$  см, длина диффузии дырок в германии  $L_p=0,07 \div 0,2$  см и в кремнии  $L_p=0,02 \div 0,6$  см.

Таким образом, глубину инжекции неравновесных носителей можно принять равной  $5L$ , так как на этом расстоянии от границы перехода их концентрация составляет меньше 1%  $p_0$ .

Каждый неравновесный носитель существует определенный промежуток времени. Для оценки длительности существования неравновесных носителей вводится понятие о среднем времени их жизни. Для этого предположим, что в некоторый момент времени прямое напряжение выключено. Концентрация неравновесных носителей будет везде убывать по экспоненциальному закону:

$$p = p_n e^{-\frac{t}{\tau}},$$

где  $p_n$  — концентрация в момент выключения;  
 $\tau$  — среднее время жизни неравновесных носителей.

Временем жизни неравновесных носителей называется промежуток времени  $\tau_p$  (или  $\tau_n$ ), в течение которого концентрация неравновесных носителей уменьшается в  $e$  раз. Среднее время жизни электронов равно среднему времени жизни дырок и для германия и кремния соответственно равно 100—1000 мксек и 50—500 мксек.

Время жизни и диффузионная длина связаны соотношениями:

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n} \quad (3.9)$$

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p} \quad (3.10)$$

где  $D_n$  и  $D_p$  — коэффициенты диффузии электронов и дырок соответственно.

Коэффициент диффузии связан с подвижностью уравнением Эйнштейна:

$$D_p = \frac{kT}{q} \mu_p, \quad D_n = \frac{kT}{q} \mu_n.$$

Коэффициент диффузии — это коэффициент пропорциональности между плотностью тока диффузии и градиентом концентрации.

При учете изменения концентрации неравновесных носителей только вдоль координаты  $x$  градиент концентрации равен производной концентрации по переменной  $x$ . Тогда можно написать:

$$i_{n \text{ диф}} = D_n q \frac{dn}{dx}, \quad i_{p \text{ диф}} = D_p q \frac{dp}{dx}.$$

При  $T=300^\circ\text{K}$  коэффициенты диффузии электронов и дырок для германия и кремния соответственно равны:  $D_n=93 \text{ см}\cdot\text{сек}^{-1}$  и  $31 \text{ см}^2\cdot\text{сек}^{-1}$ ,  $D_p=44 \text{ см}^2\cdot\text{сек}^{-1}$  и  $6,5 \text{ см}^2\cdot\text{сек}^{-1}$ .

Обратимся еще раз к рис. 3.10 и установим поведение системы при увеличении напряжения источника на  $\Delta U$ . Очевидно, ток в цепи увеличится, увеличатся все значения неравновесных концентраций, в том числе и  $p_0$  и  $n_0$ , увеличится заряд неравновесных носителей на обеих сторонах от перехода, т. е. суммарный заряд. Внешнее напряжение можно изменить скачком, при этом ток также изменится скачком, но суммарный заряд неравновесных носителей скачком измениться не может. Требуется определенный промежуток времени, чтобы возросло количество неосновных носителей, перемещающихся со скоростью диффузии. Следовательно,  $n$ - $p$ -переход обладает емкостью, которая называется диффузионной емкостью. Она определяется по формуле

$$C_{\text{диф}} = \frac{Q}{U},$$

где  $Q$  — суммарный заряд неравновесных носителей;

$U$  — внешнее напряжение, приложенное к переходу.

Суммарный заряд  $Q$  тем больше, чем больший ток протекает через переход. Следовательно, диффузионная емкость пропорциональна величине прямого тока. Наличие такой емкости является следствием накопления зарядов (хотя и скомпенсированных) вне переходного слоя. Внешнее напряжение на переходе  $U$  связано с величиной суммарного заряда неравновесных носителей и изменяется только при изменении этого заряда, т. е. при изменении концентрации неравновесных носителей. Можно показать, что

$$U = \frac{kT}{q} \ln \frac{p_0}{p_n} = \frac{kT}{q} \ln \frac{n_0}{n_p}. \quad (3.11)$$

Электронно-дырочный переход при обратном напряжении

Приложим к электронно-дырочному переходу обратное напряжение (рис. 3.11), т. е. напряжение такой полярности, когда положительный полюс соединен с  $n$ -областью, а отрицательный с  $p$ -областью.

Все обратное напряжение  $U$  будет падать непосредственно на переходе, так как объемные сопротивления  $p$ - и  $n$ -областей очень малы по сравнению с сопротивлением перехода. Поле внешнего источника на переходе совпадает с собственным полем перехода и общее поле увеличивается. Потенциальный барьер увеличивается на величину приложенного напряжения. Под действием электрической силы внешнего поля основные носители зарядов в  $n$ - и  $p$ -областях несколько переместятся в противоположные от перехода стороны. Благодаря этому расширится потенциальный барьер и несколько увеличится нескомпенсированный заряд ионов.

Движение основных носителей через переход прекращается при небольших обратных напряжениях. В цепи создается ток движением через переход неосновных носителей, т. е. дырок из  $n$ -области в  $p$ -область и электронов в обратном направлении. Ток этот называется обратным током  $n$ - $p$ -перехода. Составляющие обратного тока и его распределение вдоль кристалла, а также распределение концентраций неосновных носителей показаны на рис. 3.12.

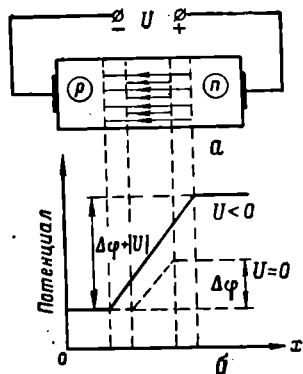


Рис. 3.11. Электронно-дырочный переход при обратном напряжении (а) и распределение потенциалов (б)

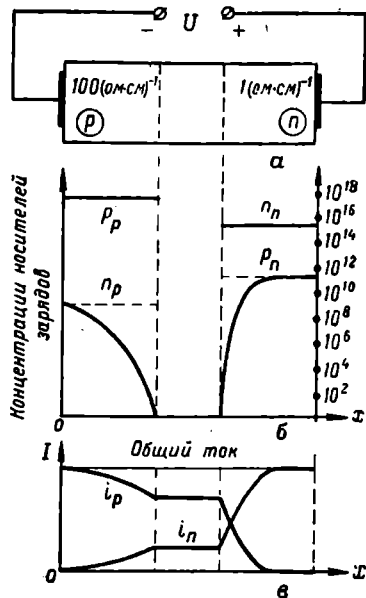


Рис. 3.12. Распределение концентраций носителей зарядов (б) и токов (в) в диоде (а) при обратном напряжении ( $i_p$  — ток дырок,  $i_n$  — ток электронов)

Обратное напряжение, как и прямое, практически не влияет на распределение концентраций основных носителей. Концентрацию неосновных носителей вблизи от перехода оно уменьшает практически до нуля. Это объясняется тем, что напряженность поля на переходном слое значительная и под действием сил поля через него перемещается любой неосновной носитель, попадающий вследствие теплового движения к его границе. Так как кристалл остается нейтральным, то у границ перехода количественно на столько же понижаются и концентрации основных носителей, но это понижение составляет даже на границе перехода значительно меньше 1% равновесной концентрации.

Обратный ток, протекающий через  $n$ - $p$ -переход, состоит из дырочного и электронного токов. На достаточном удалении от перехода протекают только электронный ток в  $n$ -области и дырочный в  $p$ -области.

Обратный ток  $n$ - $p$ -перехода определяется по той же формуле (3.8), что и прямой. Из формулы видно, что при небольших отрицательных напряжениях, меньших  $1$  в, множитель  $(e^{-\frac{q}{kT}U} - 1) = -1$  и, следовательно, обратный ток равен  $-I_0$ , т. е. не зависит от величины обратного напряжения (рис. 3.13, кривая  $a$ ). Это явление называется насыщением. Величина обратного тока насыщения зависит от скорости подхода к границам  $n$ - $p$ -перехода неосновных носителей, что определяется их концентрацией и температурой. Можно показать, что

$$I_0 = S \frac{kT\sigma_i^2 b}{q(1+b^2)} \left( \frac{1}{\sigma_n L_p} + \frac{1}{\sigma_p L_n} \right),$$

где  $S$  — площадь перехода;

$$b = \frac{\mu_p}{\mu_n};$$

$\sigma_i$  — собственная проводимость (беспримесного) материала.

Если обратный ток существенно зависит от величины обратного напряжения (рис. 3.13, кривая  $b$ ), то это говорит о значительной поверхностной утечке кристалла. Такой диод непригоден.

Как указывалось выше, на переходе имеется нескомпенсированный заряд донорных положительных ионов и равный ему нескомпенсированный отрицательный заряд акцепторных ионов. Этим переход подобен заряженному конденсатору, т. е. переход эквивалентен некоторой емкости. Эту емкость принято называть зарядной емкостью электронно-дырочного перехода.

Величина зарядной емкости зависит от концентраций донорных и акцепторных примесей, высоты потенциального барьера, площади перехода, закона распределения объемного заряда вдоль перехода и величины приложенного внешнего обратного напряжения.

Зарядную емкость можно вычислить теоретически, считая распределение объемного заряда вдоль перехода ступенчатым или линейным. В первом случае зарядная емкость получается обратно пропорциональной корню квадратному из приложенного напряжения, а во втором — обратно пропорциональной корню кубическому из приложенного напряжения.

С увеличением обратного напряжения  $n$ - $p$ -переход расширяется, что эквивалентно увеличению расстояния между обкладками конденсатора и, следовательно, уменьшению зарядной емкости.

Для сплавных и диффузионных переходов, ширина которых равна единицам микрон, зарядная емкость обратно пропорцио-

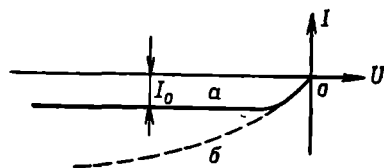


Рис. 3.13. Обратный ток диода без утечки ( $a$ ) и с большой утечкой ( $b$ )

нальна корню квадратному из приложенного (обратного) напряжения, т. е.

$$C_{зар} = \frac{a}{\sqrt{\Delta\phi + U}}, \quad (3.12)$$

где  $a$  — коэффициент, зависящий от площади перехода и свойств материала.

На рис. 3.14 приведена упрощенная эквивалентная схема полупроводникового диода, справедливая для низких частот. В этой схеме сопротивление перехода  $r_n$  зашунтировано зарядной

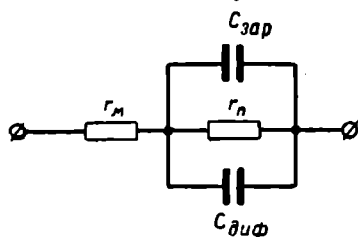


Рис. 3.14. Эквивалентная схема диода

и диффузионной емкостями и включено последовательно с объемным сопротивлением  $r_m$  остальной части полупроводника. Сопротивление  $r_n$  нелинейно: при обратном смещении оно велико, а при прямом — мало, т. е. оно зависит от величины и знака постоянного напряжения на переходе. Сопротивление  $r_m$  можно считать постоянным. При обратном смещении диффузионная емкость очень мала и ею можно пренебречь, т. е. можно

считать, что полная емкость перехода равна зарядной емкости. При прямом смещении  $C_{диф} \gg C_{зар}$  и поэтому можно пренебречь зарядной емкостью. При этом большая диффузионная емкость оказывается присоединенной параллельно малому активному сопротивлению перехода.

### Вольтамперная характеристика

Зависимость тока диода от напряжения на его электродах называется вольтамперной характеристикой. Теоретическая характеристика (рис. 3.15, кривая  $a$ ) определяется уравнением (3.8).

Как показывает математический анализ уравнения (3.8), при малых напряжениях любого знака ток диода пропорционален величине напряжения. С увеличением положительного (прямого) напряжения ток возрастает и скорость его увеличения тоже возрастает. Обратный ток имеет насыщение. Физические явления, обуславливающие такую форму характеристики, рассмотрены выше. Поэтому остановимся на некоторых дополнительных факторах, влияющих на форму характеристики.

Прежде всего заметим, что положительная ветвь экспериментально снятой характеристики (рис. 3.15, кривая  $b$ ) значительно отличается от теоретической. Это объясняется неточностью теории. На форму характеристики, и прежде всего на ее отрицательную ветвь, значительно влияет температура кристалла. С повышением температуры увеличивается собственная (беспримесная)

проводимость кристалла, т. е. увеличивается концентрация неосновных носителей зарядов и поэтому обратный ток диода растет (рис. 3.16). Прямой ток с увеличением температуры растет очень незначительно.

Температура кристалла зависит не только от температуры окружающей среды, но и от величины выпрямленного тока. С увеличением выпрямленного тока увеличивается и температура кристалла, что ведет к увеличению обратного тока, т. е. форма характеристики зависит от величины выпрямленного тока диода.

При увеличении обратного напряжения до определенной величины наступает пробой диода, т. е. резкое увеличение тока и уменьшение обратного сопротивления перехода. Пробой бывает тепловый и электрический. Тепловой пробой имеет место в широких переходах при достаточно большом удельном сопротивлении

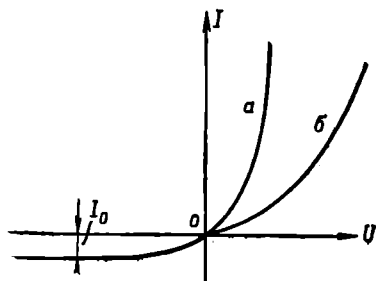


Рис. 3.15. Вольтамперные характеристики диода:  
а — теоретическая; б — экспериментальная

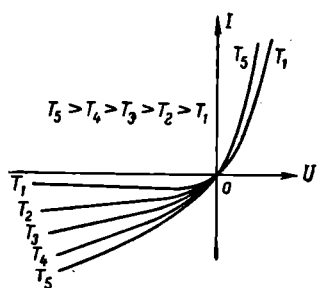


Рис. 3.16. Влияние температуры на вольтамперную характеристику диода

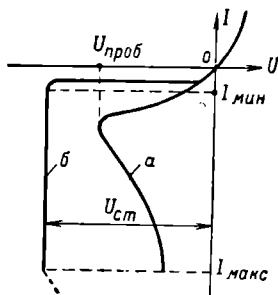


Рис. 3.17. Вольтамперные характеристики диодов:  
а — при пробое; б — в предпробойной области (режим работы стабилитрона)

полупроводника. Причиной пробоя является повышение температуры полупроводника, что вызывает увеличение проводимости и тока, а это в свою очередь вызывает повышение температуры. В результате диод может расплавиться (рис. 3.17, кривая а).

Причиной электрического пробоя в широких переходах является ударная ионизация и лавинное размножение носителей зарядов. В узком переходе электрический пробой происходит главным образом вследствие холодной эмиссии носителей зарядов в сильном электрическом поле.

В некоторых типах диодов особой конструкции возможна работа в предпробойной области (рис. 3.17, кривая б). В этой обла-

сти ток может измениться от  $I_{\text{мин}}$  до  $I_{\text{макс}}$  при практически постоянном обратном напряжении, называемом напряжением стабилизации. Напряжения стабилизации в широком температурном диапазоне почти не зависят от температуры. Диоды с такими характеристиками называются стабилитронами. Они используются для стабилизации выпрямленного напряжения.

Пробивным напряжением  $U_{\text{проб}}$  условно называется такое напряжение, при котором  $\frac{dU}{dI} = 0$ . Пробивное напряжение уменьшается с увеличением температуры.

### 3. Типы диодов и их параметры

Диод представляет собой кристалл германия или кремния с *n-p*-переходом, помещенный в герметический корпус и имеющий два металлических вывода для включения в цепь. Диоды бывают плоскостные и точечные. В плоскостных диодах применяются сплавные или диффузионные *n-p*-переходы.

В соответствии с основным назначением диоды делятся на следующие типы:

— выпрямительные низкочастотные диоды большой и малой мощности;

— детекторные и смесительные диоды;

— параметрические диоды, используемые в качестве конденсаторов регулируемой емкости;

— стабилитроны.

К параметрам диода относятся следующие величины:

— величина прямого тока при прямом напряжении  $I$  в или  $0,5$  в; по этим величинам можно рассчитать величину прямого сопротивления диода;

— наибольшее допустимое обратное напряжение  $U_{\text{обр}}$ ; величина  $U_{\text{обр}}$  принимается равной 80%  $U_{\text{проб}}$  (рис. 3.17); с повышением температуры  $U_{\text{обр}}$  уменьшается;

— величина обратного тока при заданной величине обратного напряжения; по этим величинам можно рассчитать величину обратного сопротивления диода постоянному току;

— емкость (зарядная) *n-p*-перехода;

— рабочий диапазон частот — такой диапазон, в котором диод еще эффективно выпрямляет переменный ток; из-за наличия емкости выпрямляющее действие диода ухудшается с повышением частоты;

— температурный диапазон, в котором диод еще эффективно выпрямляет; кремниевые диоды имеют более широкий диапазон рабочих температур, чем германиевые;

— предельно допустимая при эксплуатации величина выпрямленного тока;

— амплитуда обратного напряжения; в целях повышения надежности работы амплитуда обратного напряжения не должна

превышать 80% наибольшего допустимого обратного напряжения.

Если амплитуда обратного напряжения в схеме выпрямителя окажется значительно больше допустимой для данного типа диода, то возможно последовательное соединение диодов. При этом следует помнить, что величины обратных сопротивлений диодов данного типа могут различаться в 20 раз, а пробивные напряжения в 2 раза.

При последовательном соединении обратное напряжение больше на том диоде, обратное сопротивление которого больше. При большом разбросе величин обратных сопротивлений это

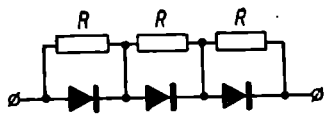


Рис. 3.18. Шунтирование диодов выпрямителя при последовательном соединении

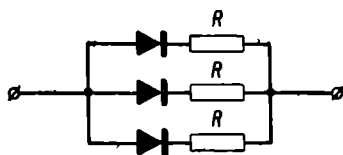


Рис. 3.19. Включение выравнивающих сопротивлений при параллельном соединении диодов выпрямителя

приведет к пробое диода с большим обратным сопротивлением, а затем и к пробое всех остальных диодов. Вот почему для последовательного соединения нужно подбирать диоды с возможно более близкими величинами обратных сопротивлений, измеренных при наибольшей амплитуде обратного напряжения. Разброс обратных сопротивлений не должен превышать 10%. Однако такой отбор диодов еще не обеспечивает необходимой надежности, так как с повышением температуры разброс увеличивается. Для надежной работы необходимо каждый последовательно включенный диод шунтировать большим сопротивлением (рис. 3.18), причем величина этого сопротивления должна быть обратно пропорциональна величине обратного тока. На практике индивидуальный подбор шунтирующих сопротивлений затруднителен и не всегда целесообразен. Обычно все шунтирующие сопротивления выбираются равными между собой.

Если требуемая величина выпрямленного тока превышает предельно допустимую величину тока одного диода, то возможно параллельное включение нескольких диодов (рис. 3.19). При этом токи (прямые) диодов будут приблизительно обратно пропорциональны величинам прямых сопротивлений. Следовательно, при параллельном включении нужно подбирать диоды с равными прямыми сопротивлениями. Для обеспечения надежности необходимо последовательно с каждым диодом включать небольшое добавочное сопротивление. Величины добавочных со-



противлений должны быть обратно пропорциональны величинам прямых сопротивлений диодов. Из-за трудностей индивидуального подбора выравнивающих сопротивлений их можно брать одинаковыми.

#### 4. Точечные диоды. Селеновые и купроксные вентили

Свойство односторонней проводимости диода с повышением частоты теряется из-за наличия зарядной емкости и конечного времени восстановления обратного сопротивления. При смене полярности напряжения на *n-p*-переходе с прямой на обратную происходит восстановление обратного сопротивления по мере

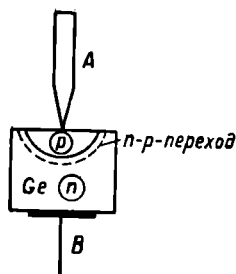


Рис. 3.20. Схема точечного диода

исчезновения неравновесных носителей зарядов. Этот процесс идет тем быстрее, чем меньше время жизни неравновесных носителей. Установлено, что рекомбинация происходит в основном в дефектах кристаллической решетки, называемых центрами рекомбинации. Поэтому эффективное время жизни оказывается значительно меньше расчетного. В силовых и диффузионных переходах не удается получить эффективное время жизни меньше 0,1—0,01 мксек.

**Точечные диоды** имеют малую площадь перехода, т. е. малую зарядную емкость и малое эффективное время жизни. Методом точно-контактной сварки удается получить переход с диаметром 3—5 мк и эффективным временем жизни  $10^{-9}$ — $10^{-11}$  сек. Для изготовления точечных диодов используют кристаллы германия или кремния *n*-типа и специальная проволока диаметром 0,035—0,12 мм. Из проволоки делают острый зонд *A* (рис. 3.20), который устанавливают под небольшим давлением в определенной точке кристалла, и затем пропускают импульс тока сварки. При этом расплавляется часть германия, находящегося под контактом, и часть проволоки. В кристаллической решетке германия создается много дефектов, имеющих акцепторный характер, и появляются примесные акцепторные атомы металла зонда. Поэтому в небольшом объеме кристалла под контактом образуется зона *p*-проводимости и создается *n-p*-переход.

Широкое применение для выпрямления токов низкой частоты нашли селеновые и купроксные вентили.

**Купроксный вентиль** представляет собой медную пластинку, на одной стороне которой при термической обработке получен тонкий слой закиси меди  $\text{Cu}_2\text{O}$ , являющийся полупроводником с дырочной проводимостью благодаря наличию в нем акцепторных атомов кислорода. В процессе охлаждения в закиси меди у контакта с чистой медью, имеющей меньшую работу выхода электронов, формируется *n-p*-переход. Одним электродом диода яв-

ляется чистая медь, а другим закись меди, к которой прижимается контактная шайба. Пропускное направление тока — от закиси меди к чистой меди.

**Селеновый вентиль** представляет собой стальную или алюминиевую подкладку, покрытую тонким слоем никеля или висмута. На никель (висмут) наносится тонкий слой кристаллического селена. Поверх селена наплавляется верхний электрод (сплав слова, кадмия и висмута). Селен обладает дырочной проводимостью. Электронно-дырочный переход возникает в нем при формовке, которая состоит в пропускании тока в обратном направлении. Пропускное направление тока селенового вентиля — от металлической подкладки к сплаву.

Обычно допустимая плотность тока селенового вентиля  $50 \text{ ма/см}^2$ , а купроксного  $50\text{—}150 \text{ ма/см}^2$ . Пробивное напряжение купроксного элемента  $9\text{—}12 \text{ в}$ , селенового  $50\text{—}80 \text{ в}$ .

### § 3. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПЛОСКОСТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

#### 1. Устройство и типы транзисторов

Плоскостной транзистор представляет собой два сплавных или диффузионных *n-p*-перехода в монокристалле (рис. 3.21). Его можно рассматривать так же, как два плоскостных диода, соединенных одноименными сторонами. Во внешнюю цепь транзистор включается с помощью трех электродов, не создающих в кристалле запирающих слоев. Крайние части кристалла полупроводника называются эмиттером и коллектором, а средняя часть, имеющая противоположную проводимость, — базой. Между базой и коллектором, а также между базой и эмиттером существуют *n-p*-переходы, которые называются соответственно коллекторным и эмиттерным. Ширина базы  $w$  составляет малые доли миллиметра и всегда значительно меньше диффузионной длины неосновных носителей в базе. Проводимость базы сплавных транзисторов бывает  $1\text{—}10 \text{ (ом}\cdot\text{см)}^{-1}$  и примерно в 100 раз меньше проводимости эмиттера и коллектора.

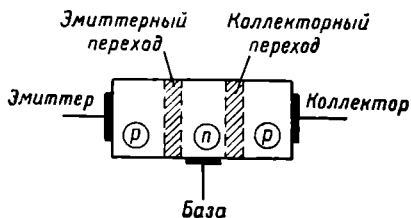


Рис. 3.21. Принцип устройства транзистора

Эмиттер предназначен для инжектирования носителей зарядов в базу. Его роль аналогична роли катода электронной лампы. Коллектор служит для приема инжектированных носителей. Его роль подобна аноду лампы. С помощью базы можно управлять токами эмиттера и коллектора, и поэтому роль базы подобна роли сетки электронной лампы.

По типу проводимости различаются *p-n-p*- и *n-p-n*- транзисторы. Они бывают кремниевые и германиевые. По величине мощности рассеяния на коллекторе транзисторы делятся на маломощные ( $P \leq 0,25 \text{ вт}$ ) и мощные ( $P > 0,25 \text{ вт}$ ). По диапазону рабочих частот транзисторы бывают низкочастотные ( $f_a < 5 \text{ Мгц}$ ) и высокочастотные ( $f_a > 5 \text{ Мгц}$ ).

Марка транзистора состоит из букв и чисел, например П16, П125А, ПТ308А, ГТ108А и т. д. Буква П обозначает плоскостной транзистор, элементы ГТ или ПТ обозначают германиевый транзистор, элементы 2Т обозначают кремниевый транзистор. Числа 16, 25, 308 и т. д. обозначают тип транзистора, а последний буквенный элемент обозначает отличие транзистора данного типа по коэффициенту усиления или по другому признаку.

## 2. Схемы включения и режимы работы

В электронных устройствах применяются три схемы включения транзисторов — это схемы с общим эмиттером, с общей базой и с общим коллектором. Эти схемы включения могут быть по переменному току, когда электрод является общим только по переменному току (для входного и выходного сигналов), и по постоянному току, когда электрод является общим для двух источников питания.

В зависимости от выбора режима транзистор может работать в области отсечки, активной области и области насыщения. В области отсечки оба перехода смещены в обратном направлении, в области насыщения оба перехода имеют прямое смещение, а в активной области эмиттерный переход имеет прямое смещение, а коллекторный — обратное.

Транзисторы в схемах используются или как усилители, или как переключатели. В режиме усиления транзистор работает в активной области или в активной области и области отсечки. В режиме переключения транзистор работает во всех трех областях, причем рабочая точка быстро проходит активную область и задерживается в областях насыщения и отсечки.

Возможно инверсное (обратное) включение транзистора, при котором эмиттер выполняет роль коллектора, а коллектор — роль эмиттера.

## 3. Токи в транзисторе

Для нормальной работы транзистора нужны два источника питания. Один источник требуется для создания смещения на эмиттерном переходе, а другой — на коллекторном. Ниже будет показано, что возможно выполнить эту задачу и с помощью одного источника питания, но в схеме с общим по постоянному току эмиттером. Предположим, что транзистор включен по схеме с общей

базой (рис. 3.22, а) с двумя источниками питания, и рассмотрим, какие токи и по каким цепям протекают.

В цепи эмиттера включен источник небольшого прямого напряжения, т. е. эмиттерный переход имеет прямое смещение. Потенциальный барьер эмиттерного перехода понижен. Поэтому из эмиттера в базу инжектируются дырки, а из базы в эмиттер инжектируются электроны. Распределение концентрации инжектированных (неосновных) зарядов показано на рис. 3.22, б.

На границе эмиттерного перехода в базе имеется большая концентрация неравновесных дырок, благодаря чему они перемещаются туда, где концентрация их меньше, т. е. через базу протекает ток диффузии дырок. У коллекторного перехода концентрация дырок спадает до нуля из-за наличия там отрицательного напряжения  $E_k$ . По этой же причине и концентрация электронов на правой стороне коллекторного перехода равна нулю.

Следует иметь в виду, что база остается нейтральной. Поэтому повышение концентрации неосновных носителей сопровождается таким же повышением концентрации основных носителей, т. е. электронов. Создается возможность диффузии электронов от эмиттера к коллектору. Но этому противодействует электрическое поле коллекторного перехода. В результате электроны лишь незначительно смещаются и распределение концентрации электронов и неравновесных дырок в базе становится таково, что появившееся электрическое поле препятствует диффузии электронов к коллектору и обеспечивает их устойчивое распределение. Это же поле ускоряет движение дырок от эмиттера к коллектору. Следовательно, при значительных уровнях инжекции (значительных токах эмиттера) процессы в базе определяются не только диффузией неосновных носителей, но и их дрейфом под действием поля.

Через эмиттерный переход перемещаются дырки из эмиттера и электроны из базы, а поэтому через него протекают два тока: ток дырок  $I_{зр}$  и ток электронов  $I_{эн}$  (рис. 3.22, в). Все электроны, инжектируемые из базы в эмиттер, на расстоянии четырех—пяти диффузионных длин  $L_n$  от перехода рекомбинируют с дырками,

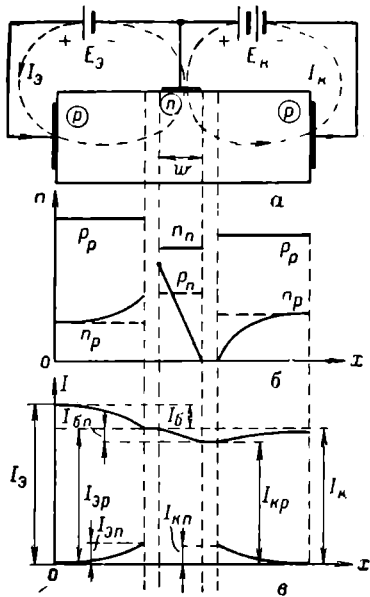


Рис. 3.22. Схема с общей базой (а) и распределение концентраций носителей зарядов (б) и токов (в)

т. е. ток электронов обращается в нуль, а ток дырок соответственно возрастает. Суммарный ток эмиттера  $I_0 = I_{эп} + I_{эн}$  — постоянный по всей длине эмиттера. Ширина базы  $w$  меньше диффузионной длины дырок в базе. Поэтому в базе рекомбинирует лишь малая часть инжектированных дырок. Почти все инжектированные дырки достигают коллекторного перехода. Попадая в поле коллекторного перехода, дырки под его действием переходят в коллекторную область, где создается дырочный ток  $I_{кр}$ . Вследствие рекомбинации дырок в базе дырочный ток  $I_{эп}$  меньше тока  $I_{кр}$  на величину  $I_{бн}$  (рис. 3.22, в).

Отношение

$$\eta = \frac{I_{кр}}{I_{эп}} = 1 - \frac{1}{2} \frac{w^2}{D_p \tau_p}$$

называется коэффициентом переноса. Желательно, чтобы этот коэффициент был возможно ближе к единице, т. е. чтобы ток рекомбинации дырок в базе был возможно меньшим.

Через коллекторный переход протекает очень малый ток электронов, инжектированных из коллектора в базу. Суммарный ток коллектора  $I_k = I_{кр} + I_{кн}$  — постоянный по всей длине коллектора.

Таким образом, в транзисторе протекают три тока — это токи эмиттера, коллектора и базы. Ток эмиттера протекает по цепи:  $+E_э \rightarrow$  эмиттер  $\rightarrow$  база  $\rightarrow -E_э$ . На эмиттерном переходе этот ток состоит из двух составляющих:  $I_{эп}$  и  $I_{эн}$ . Желательно, чтобы ток  $I_{эн}$  был значительно меньше тока  $I_{эп}$ . Поэтому электронная проводимость базы обычно в 100 раз меньше дырочной проводимости эмиттера.

Отношение

$$\gamma = \frac{I_{эп}}{I_{эп} + I_{эн}} = 1 - \frac{w \sigma_n}{L_n \sigma_p}$$

называется эффективностью эмиттера. Желательно иметь эффективность возможно более близкой к единице.

Ток коллектора  $I_k$  протекает по цепи  $+E_k \rightarrow$  база  $\rightarrow$  коллектор  $\rightarrow -E_k$ . На коллекторном переходе он состоит из двух составляющих: тока дырок  $I_{кр}$  и тока электронов  $I_{кн}$ . Ток электронов не должен быть большим, так как он является неуправляемым.

При изменении напряжения на эмиттерном переходе изменяется ток эмиттера и, следовательно, изменяется дырочный ток коллектора  $I_{кр}$ . Поэтому ток  $I_{кр}$  является полезным управляемым током. Ток же электронов  $I_{кн}$  при этом почти не изменяется (вернее, незначительно изменяется из-за изменения объемного сопротивления коллектора). Чтобы неуправляемый ток был небольшим, концентрация электронов в коллекторе должна быть малой, т. е. дырочная проводимость коллектора должна быть большой. Обычно она в 10—100 раз больше проводимости базы.

Если в схеме, приведенной на рис. 3.22, а, цепь эмиттера разомкнуть, то в цепи коллектора будет протекать обратный ток коллекторного перехода  $I_{к0}$ . Ток  $I_{к0}$  больше тока  $I_{кн}$ , так как ток  $I_{к0}$  состоит из тока электронов  $I_{нл}$  и тока равновесных дырок, перемещающихся из базы в коллектор.

Ток  $I_{к0}$  не зависит от величины тока эмиттера и в широких пределах от напряжения на коллекторе, но на него сильно влияет температура. Можно считать, что ток  $I_{к0}$  удваивается при увеличении температуры на каждые  $10^\circ\text{C}$ . Поэтому ток  $I_{к0}$  называется неуправляемым током коллектора или температурным током.

Таким образом, ток коллектора состоит из управляемого тока коллектора  $I_{кр}$  и неуправляемого тока  $I_{к0}$ , т. е.

$$I_k = I_{кр} + I_{к0}. \quad (3.13)$$

Из рис. 3.22, а видно, что по базе протекают два встречных тока: ток эмиттера и ток коллектора. Следовательно, результирующий ток определяется разностью этих токов и называется током базы  $I_б$ , т. е.

$$I_б = I_э - I_k. \quad (3.14)$$

Можно считать, что по базе протекает только ток базы по цепи: эмиттер  $\rightarrow$  база  $\rightarrow$  внешняя цепь  $\rightarrow$  эмиттер. В таком случае следует считать, что ток коллектора протекает по цепи:  $+E_k \rightarrow$  эмиттер  $\rightarrow$  коллектор  $\rightarrow -E_k$ , т. е. он не протекает по базе, аналогично тому, как анодный ток не протекает по сетке лампы. Ток эмиттера является суммой токов базы и коллектора, и его роль аналогична роли катодного тока лампового триода.

Вычислим произведение  $\alpha = \gamma\eta$ . Подставив значения  $\gamma$  и  $\eta$ , получим:

$$\alpha = \frac{I_{кр}}{I_э}. \quad (3.15)$$

Отношение управляемого тока коллектора к току эмиттера при постоянном напряжении на коллекторе называется коэффициентом усиления по току в схеме с общей базой при короткозамкнутом выходе (при отсутствии нагрузки в цепи коллектора). Величина коэффициента усиления по току зависит от частоты изменения тока эмиттера. На низких частотах

$$\alpha = \alpha_0 \approx 1 - \frac{1}{2} \frac{\omega^2}{D_p^2 \tau_p} = 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega}{L_p} \right)^2$$

и лежит в пределах 0,95—0,995.

Из выражений (3.13) и (3.15) имеем:

$$I_k = \alpha I_э + I_{к0}. \quad (3.16)$$

Подставив значение  $I_k$  из выражения (3.16) в выражение (3.14), получим:

$$I_б = I_э - \alpha I_э - I_{к0} \\ I_б = (1 - \alpha) I_э - I_{к0}. \quad (3.17)$$

или

Ток  $(1-\alpha) I_3$  состоит из суммы двух токов: тока рекомбинирующих в объеме базы и на ее поверхности электронов  $I_{6n}$  и тока инжектированных из базы в эмиттер электронов  $I_{3n}$  (рис. 3.22, в). Так как эффективность эмиттера близка к единице, то  $I_{3n} \ll I_{6n}$  и ток  $I_3 (1-\alpha)$  можно считать рекомбинационным током базы.

## § 4. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРОВ

### 1. Характеристики схемы с общей базой

#### Входные характеристики

Существуют четыре типа статических характеристик транзистора — это входные, выходные, прямой передачи и обратной связи. Для определения основных параметров достаточно иметь семейства входных и выходных характеристик. Экспериментально они снимаются с помощью схемы, показанной на рис. 3.23. В этой схеме вольтметры  $V_3$  и  $V_K$  должны быть высокоомными, а при измерении малых токов  $I_K$  и  $I_3$  нужно учитывать поправки на токи вольтметров.

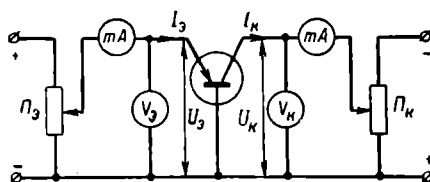


Рис. 3.23. Схема для снятия характеристик транзистора, включенного по схеме с общей базой

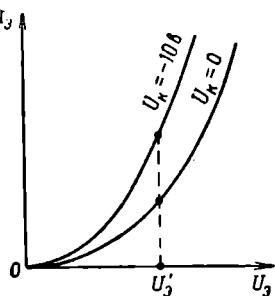


Рис. 3.24. Входные статические характеристики транзистора с общей базой при  $U_K = \text{const}$

Входной статической характеристикой называется зависимость входного тока от входного напряжения при постоянном выходном токе или постоянном выходном напряжении. Следовательно, существуют два семейства входных статических характеристик. Из общего определения входной статической характеристики вытекает ее определение для схемы с общей базой.

Входной статической характеристикой транзистора, включенного по схеме с общей базой, называется зависимость тока эмиттера  $I_3$  от напряжения на эмиттере  $U_3$  при постоянном напряжении на коллекторе или постоянном токе коллектора. Напря-

жения  $U_э$  и  $U_к$  отсчитываются относительно общей точки схемы, т. е. базы.

При  $U_к=0$  входная статическая характеристика имеет вид, показанный на рис. 3.24. Она представляет собой прямую ветвь вольтамперной характеристики диода. В цепи коллектора при этом протекает ток  $I_к$ , близкий к току эмиттера. Этот ток создается источником, включенным в цепь эмиттера (рис. 3.25). Инжектированные в базу дырки движутся к коллекторному переходу и его полем перемещаются в коллектор. Избыток дырок в коллекторе вызывает приток из внешней цепи электронов для рекомбинации.

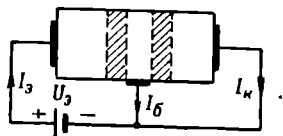


Рис. 3.25. Токи в транзисторе при  $U_к=0$

При увеличении отрицательного напряжения на коллекторе входная характеристика перемещается в область больших токов эмиттера (рис. 3.24). Это происходит из-за расширения коллекторного перехода и сужения базы, в результате чего увеличивается градиент концентрации дырок в базе и увеличивается диффузионный ток дырок в базе, т. е. токи эмиттера и коллектора. При этом уменьшаются рекомбинационный ток базы и падение

напряжения на сопротивлении базы, что при неизменном внешнем напряжении приводит к увеличению напряжения на эмиттерном переходе и увеличению тока эмиттера.

Входная характеристика, снятая при разомкнутой цепи коллектора ( $I_к=0$ ), также представляет собой вольтамперную характеристику диода эмиттер — база при прямом напряжении (рис. 3.26). С увеличением тока коллектора характеристика перемещается в область больших токов эмиттера потому, что при этом увеличивается напряжение на коллекторе. Ток эмиттера всегда больше тока коллектора,

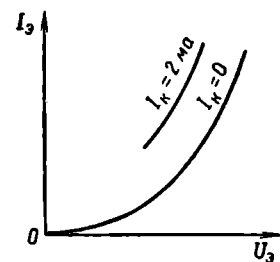


Рис. 3.26. Входные статические характеристики транзистора с общей базой при  $I_к=const$

поэтому характеристика при токе коллектора, равном, например, 2 мА, начинается из точки, где ток эмиттера несколько больше 2 мА.

С увеличением температуры входные характеристики сдвигаются в сторону больших токов.

## Выходные характеристики

Выходной статической характеристикой называется зависимость выходного тока от выходного напряжения при постоянном входном токе или постоянном входном напряжении. Существуют два семейства выходных характеристик.



Выходной статической характеристикой транзистора, включенного по схеме с общей базой, называется зависимость тока коллектора от напряжения на коллекторе при постоянном токе эмиттера или постоянном напряжении на эмиттере.

Семейство характеристик, снятых при  $I_3 = \text{const}$ , подобно семейству анодных характеристик пентода (рис. 3.27). При  $I_3 = 0$  в цепи коллектора протекает неуправляемый ток  $I_{к0}$ . С увеличением тока эмиттера ток коллектора также увеличивается. При постоянном токе эмиттера и увеличении напряжения на коллек-

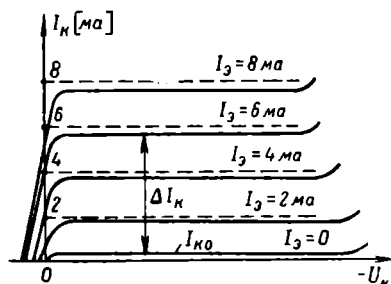


Рис. 3.27. Выходные статические характеристики транзистора с общей базой при  $I_3 = \text{const}$

торе от нуля до максимального значения ток коллектора значительно увеличивается за счет уменьшения рекомбинационного тока базы. Выходные характеристики начинаются левее нуля. Чтобы ток коллектора был равен нулю при  $I_3 > 0$ , надо на коллектор подать небольшое положительное напряжение, которое компенсирует действие эмиттерного источника.

При большом отрицательном напряжении на коллекторе может произойти пробой или прокол базы, что приводит к рез-

кому увеличению тока коллектора. Обычно в транзисторе бывает комбинированный пробой перехода — тепловой и электрический. С увеличением тока эмиттера напряжение пробоя уменьшается.

Семейство выходных характеристик, снятых при  $U_3 = \text{const}$ , несколько отличается от семейства выходных характеристик, снятых при  $I_3 = \text{const}$ . При постоянном напряжении  $U_3 = 0$  в цепи коллектора протекает ток, который может превышать ток  $I_{к0}$ . Кроме того, с увеличением напряжения  $U_K$  ток коллектора увеличивается не только из-за уменьшения рекомбинационного тока базы, но и вследствие увеличения тока эмиттера.

По семейству выходных характеристик (рис. 3.27) можно определить один из важнейших параметров транзисторов — коэффициент усиления по току  $\alpha_0$ . Для этого надо выбрать приращение тока коллектора  $\Delta I_K$  при  $U_K = \text{const}$ , отсчитать соответствующее ему значение приращения тока эмиттера  $\Delta I_3$  и взять их отношение:

$$\alpha_0 = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_3} \text{ при } U_K = \text{const}. \quad (3.18)$$

Допуская небольшую погрешность, можно подсчитать  $\alpha_0$  по формуле

$$\alpha_0 = \frac{I_K}{I_3} \text{ при } U_K = \text{const}.$$

С увеличением температуры возрастает ток  $I_{к0}$ . Поэтому характеристики  $I_{к} = f(U_{к})$  при  $I_{б} = \text{const}$  без изменения наклона перемещаются в сторону больших значений  $I_{к}$ , а выходные характеристики  $I_{к} = f(U_{к})$  при  $U_{б} = \text{const}$  перемещаются в сторону больших токов коллектора с увеличением наклона и расстояния между ними.

## 2. Характеристики схемы с общим эмиттером

### Входные характеристики

Входной статической характеристикой называется зависимость тока базы от напряжения на базе при постоянном напряжении на коллекторе или постоянном токе коллектора. Экспериментально характеристики можно снять с помощью схемы, показанной на рис. 3.28.

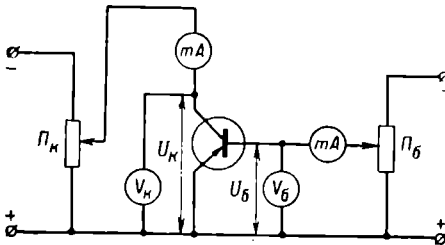


Рис. 3.28. Схема для снятия характеристик транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером

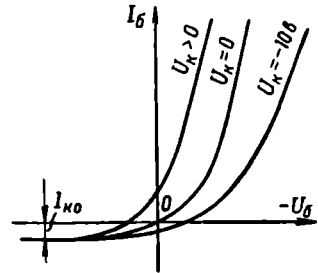


Рис. 3.29. Входные статические характеристики транзистора при  $U_{к} = \text{const}$

Семейство характеристик  $I_{б} = f(U_{б})$  при  $U_{к} = \text{const}$  показано на рис. 3.29. Входная характеристика представляет собой вольт-амперную характеристику диода эмиттер — база при прямом напряжении. С увеличением отрицательного напряжения на коллекторе ток базы уменьшается и характеристика смещается в сторону меньших токов базы.

При  $U_{б} = 0$  и отрицательном напряжении на коллекторе в цепи базы протекает небольшой отрицательный ток (рис. 3.30). В транзисторах с  $\alpha_0 > 0,98$  этот ток практически равен  $I_{к0}$ , а ток эмиттера равен нулю.

Величина этого тока практически равна току  $I_{к0}$ . Ток коллектора в этом случае равен сумме токов базы и эмиттера и для многих типов транзисторов превышает величину  $I_{к0}$  в два — четыре раза. Его можно определить по формуле

$$I_{к} = \frac{I_{к0}}{1 - \alpha_0 \alpha_{0i}},$$

где  $\alpha_{0i}$  — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой при инверсном включении транзистора (когда эмиттер и коллектор меняются ролями); обычно  $\alpha_{0i} = 0,7 \alpha_0$ .

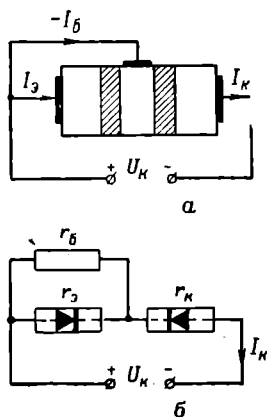


Рис. 3.30. Токи в транзисторе при  $U_B = 0$  (а) и эквивалентная схема (б)

Характеристика  $I_B = f(U_B)$  при  $I_K = 0$  практически не отличается от аналогичной характеристики, снятой при  $U_K = 0$  (рис. 3.31). С увеличением тока коллектора характеристика перемещается

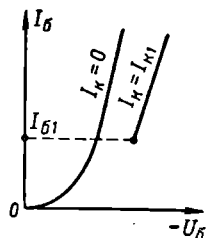


Рис. 3.31. Входные статические характеристики транзистора при  $I_K = \text{const}$

в сторону меньших токов базы, так как при этом увеличивается напряжение на коллекторе. При заданном значении тока коллектора  $I_{K1}$  начало характеристики перемещается в такую точку, где выполняется условие  $I_{B1} = I_{B1} + I_{K1}$ .

### Выходные характеристики

Выходной статической характеристикой транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, называется зависимость тока коллектора от напряжения на коллекторе при постоянном токе базы или постоянном напряжении на базе. Наибольшее практическое применение находит семейство характеристик  $I_K = f(U_K)$  при  $I_B = \text{const}$  (рис. 3.32).

При увеличении отрицательного напряжения на коллекторе (при  $I_B = \text{const}$ ) ток коллектора вначале (около нуля) увеличивается резко, а затем возрастает медленно. Резкое увеличение тока в начале характеристики объясняется малым сопротивлением коллекторного перехода. При  $U_K = 0$  и наличии прямого смещения на эмиттерном переходе (рис. 3.33, а) создается большая концентрация избыточных дырок. За счет рекомбинации этих дырок и создается значительный ток.

За перегибом характеристики ток коллектора медленно увеличивается с увеличением  $-U_K$ , но более быстро, чем в схеме с общей базой. Это объясняется следующими причинами.

Во-первых, с увеличением отрицательного напряжения на коллекторе расширяется коллекторный переход и уменьшается ширина базы, что должно привести к уменьшению тока базы. Но

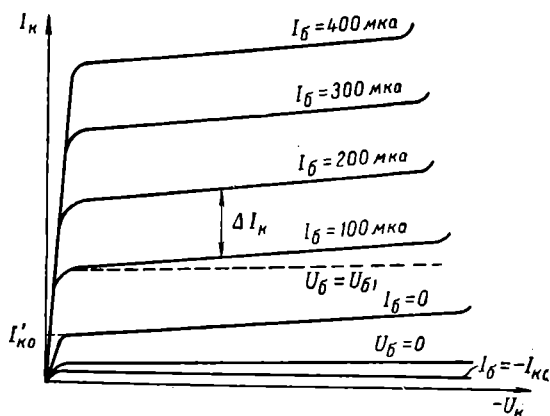


Рис. 3.32. Выходные статические характеристики транзистора при  $I_B = \text{const}$

увеличением напряжения на эмиттерном переходе ток базы удерживается неизменным, а токи эмиттера и коллектора возрастают. Заметим, что этот фактор отпадает для семейства характеристик  $I_K = f(U_K)$  при  $U_B = \text{const}$ . Поэтому на пологом участке характеристика имеет меньший наклон (см. пунктирную линию на рис. 3.32).

Во-вторых, уменьшение тока базы вызывает перераспределение постоянного внешнего напряжения  $U_B$  между сопротивлениями  $r_B$  и  $r_E$  (рис. 3.33, б). Так как  $U_B = r_E I_E + r_B I_B$ , то при уменьшении тока  $I_B$  увеличивается прямое напряжение на эмиттерном  $n-p$ -переходе ( $r_E I_E$ ), что обуславливает увеличение токов  $I_E$  и  $I_K$  и препятствует уменьшению тока  $I_B$  (ток базы все же несколько уменьшается, так как причина всегда сильнее следствия).

В-третьих, увеличение отрицательного напряжения  $U_K$  вызывает некоторое незначительное снижение потенциального барьера эмиттерного перехода и потому, что коллекторный и эмиттерный переходы включены в цепь источника коллекторного напряжения последовательно и некоторая доля коллекторного напряжения падает на эмиттерном переходе, для которого оно является прямым напряжением.

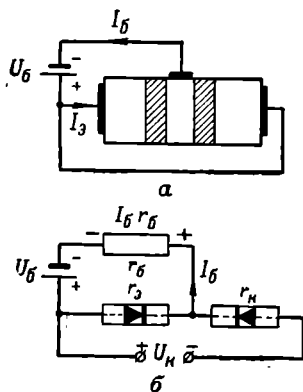


Рис. 3.33. Токи в транзисторе при  $U_K = 0$  (а) и эквивалентная схема транзистора (б)

Последние два фактора объясняют уменьшение пробивного коллекторного напряжения в схеме с общим эмиттером по сравнению со схемой с общей базой.

Чем больше ток базы, тем больше положительное напряжение на эмиттерном переходе и тем больше ток коллектора. С увеличением тока  $I_b$  выходная характеристика перемещается в сторону больших значений  $I_k$  и наклон ее несколько возрастает.

При  $I_b=0$  в цепи коллектора протекает ток, значительно больший тока  $I_{к0}$ . С увеличением напряжения на коллекторе этот ток возрастает вследствие незначительного снижения потенциального барьера эмиттерного перехода. Его величину обычно считают равной  $I'_{к0}$  (рис. 3.32).

Соотношение между токами  $I_{к0}$  и  $I'_{к0}$  можно определить из совместного решения уравнений (3.14) и (3.16). Решая эти уравнения, получим:

$$I_k = \frac{\alpha_0}{1-\alpha_0} I_b + \frac{1}{1-\alpha_0} I_{к0}. \quad (3.19)$$

Обозначим

$$\frac{\alpha_0}{1-\alpha_0} = \beta_0, \quad (3.20)$$

тогда

$$\frac{1}{1-\alpha_0} = \beta_0 + 1, \quad (3.21)$$

и, следовательно,

$$I_k = \beta_0 I_b + (\beta_0 + 1) I_{к0}. \quad (3.22)$$

Уравнение (3.22) можно записать и так:

$$I_k = \beta_0 (I_b + I_{к0}) + I_{к0}. \quad (3.23)$$

Если ток базы равен нулю, то из уравнения (3.22) имеем:

$$I'_{к0} = (\beta_0 + 1) I_{к0} \approx \beta_0 I_{к0}, \quad (3.24)$$

т. е. ток коллектора при  $I_b=0$  в десятки и более раз превышает неуправляемый ток коллектора  $I_{к0}$ .

Каждому значению тока базы соответствует одно определенное значение тока коллектора (рис. 3.32). При изменении тока базы (изменением напряжения на эмиттерном переходе) изменяется и ток коллектора, т. е. коллекторным током можно управлять с помощью тока базы.

Из уравнения (3.22) видно, что ток коллектора в схеме с общим эмиттером состоит из управляемого тока  $\beta_0 I_b$  (или  $\beta I_b$ ) и неуправляемого тока  $\beta_0 I_{к0}$ .

Если уравнение (3.22) продифференцировать по току базы, то обнаружим, что

$$\beta_0 = \frac{dI_K}{dI_B}.$$

Величину  $\beta_0$  можно определить из семейства статических характеристик (рис. 3.32):

$$\beta_0 = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \text{ при } U_K = \text{const.} \quad (3.25)$$

Отношение приращения тока коллектора к соответствующему приращению тока базы при постоянном напряжении на коллекторе называется коэффициентом усиления по току в схеме с общим эмиттером при короткозамкнутом выходе. Этот коэффициент связан с  $\alpha_0$  уравнением (3.20), из которого следует что величина  $\beta_0$  равна нескольким десяткам или сотням.

Поясним физический смысл уравнения (3.24). Проводимость базы меньше проводимости коллектора, а потому равновесная концентрация дырок в ней на два—три порядка выше равновесной концентрации электронов в коллекторе. Следовательно, ток  $I_{K0}$  создается в основном движением дырок из базы в коллектор. При обрыве цепи базы (рис. 3.33, б) дырки, приходящие вследствие хаотического движения к коллекторному переходу, будут переходить в коллектор, создавая ток  $I_{K0}$ . Но так как электроны из базы во внешнюю цепь не переходят, это приводит к понижению потенциала базы и снижению потенциального барьера эмиттерного перехода. Из эмиттера в базу будут инжектировать дырки, необходимые для рекомбинации избыточных электронов. Рекомбинирует, однако, только  $1/\beta_0$  часть инжектированных дырок, и, следовательно, их поступает в базу больше, чем нужно для рекомбинации, в  $\beta_0$  раз, т. е. ток коллектора равен  $(\beta_0 + 1) I_{K0}$ .

Ток  $I_{K0}$  создает на сопротивлении базы  $r_b$  напряжение  $I_{K0} r_b$ , которое является прямым для эмиттерного перехода. Поэтому при  $U_b = 0$  (рис. 3.30) в цепи коллектора протекает ток, превышающий в несколько раз  $I_{K0}$ . Однако в некоторых типах транзисторов при  $U_b = 0$ , как и при  $I_b = 0$ , ток коллектора равен  $I_{K0}$ .

Если напряжения на обоих переходах транзистора обратны, что соответствует области отсечки транзистора, то ток базы равен сумме токов эмиттера и коллектора. При этом ток коллектора остается практически равным  $I_{K0}$ , а ток эмиттера определяется по формуле

$$I_{B0} = \frac{\alpha_{0i}(1 - \alpha_0)}{\alpha_0(1 - \alpha_{0i})} I_{K0}.$$

При типичных значениях  $\alpha_0 = 0,98$  и  $\alpha_{0i} = 0,7$   $I_{B0} \approx 0,05 I_{K0}$ , т. е. можно считать, что в этом случае  $I_b = I_{K0}$ ,  $I_b = 0$ .

## § 5. ПАРАМЕТРЫ И ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРОВ

### 1. Малосигнальные параметры

К параметрам транзистора относится большое число величин, характеризующих его различные свойства. Так, например, существуют параметры области отсечки, активной области, области насыщения, предельно допустимые величины тока, напряжения и рассеиваемой на коллекторе мощности и т. д.

В соответствующих параграфах этой главы рассматриваются все основные параметры. В данном параграфе рассмотрим малосигнальные параметры, с помощью которых возможен расчет схем на транзисторах.

Малыми считаются такие входные напряжения (токи), при которых параметры остаются неизменными в рабочей области значений токов и напряжений (ориентировочное значение амплитуды малого входного сигнала — единицы и десятки милливольт).

Транзистор можно представить в виде четырехполюсника (рис. 3.34) — устройства, имеющего два входных ( $1, 1$ ) и два выходных ( $2, 2$ ) зажима.

Транзистор имеет три полюса (эмиттер, база, коллектор), поэтому один из них является общим для входа и выхода. Транзистор относится к активным четырехполюсникам, т. е. к четырехполюсникам, которые усиливают мощность.

Основой для анализа четырехполюсника является система уравнений, связывающая входные и выходные токи и напряжения. Таких систем может быть несколько. Для примера получим одну из этих систем. За независимые переменные примем входной и выходной токи  $I_1$  и  $I_2$ ; тогда входное и выходное напряжения будут некоторыми функциями токов, т. е.

$$U_1 = f_1(I_1, I_2);$$

$$U_2 = f_2(I_1, I_2).$$

Найдем приращения, или полные дифференциалы, напряжений:

$$dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial I_2} dI_2;$$

$$dU_2 = \frac{\partial U_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_2}{\partial I_2} dI_2.$$

Заменяя приращения напряжений и токов переменными напряжениями и токами, а частные производные сопротивлениями, получим:

$$U_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2; \tag{3.26}$$

$$U_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2. \tag{3.27}$$

Это и есть система уравнений с так называемыми  $z$ -параметрами, или параметрами разомкнутых цепей. Индексы этих сопротивлений указывают, отношение какого напряжения (первый индекс) к какому току (второй индекс) равно сопротивлению.

Если за независимые переменные принять напряжения, а за зависимые токи, то аналогично можно получить систему уравнений с  $y$ -параметрами, или параметрами короткозамкнутых цепей:

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2; \quad (3.28)$$

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2. \quad (3.29)$$

Возможна система смешанных, или  $h$ -параметров, при которой за независимые переменные принимаются ток на входе и напряжение на выходе. Эта система имеет следующий вид:

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2; \quad (3.30)$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2. \quad (3.31)$$

Остановимся более подробно на системах  $z$ - и  $h$ -параметров.

### Система $z$ -параметров транзистора

Переменные токи и напряжения на входе и выходе транзистора связаны уравнениями (3.26) и (3.27). Из анализа этих уравнений определим сущность  $z$ -параметров.

Предположим, что выход разомкнут, т. е. переменный ток  $I_2=0$ . В этом случае из уравнений (3.26) и (3.27) получим:

$$U_1 = z_{11}I_1;$$

$$U_2 = z_{21}I_1.$$

Отсюда видно, что  $z_{11} = \frac{U_1}{I_1}$  — входное сопротивление транзистора при разомкнутом выходе, а  $z_{21} = \frac{U_2}{I_1}$  — прямое переходное сопротивление транзистора, которое характеризует усилительные свойства транзистора, т. е. показывает, какое напряжение появляется на разомкнутом выходе, если на входе протекает ток  $I_1$ .

Величины  $z_{11}$  и  $z_{21}$  можно измерить, для чего необходимо на вход подать переменное напряжение от генератора  $\Gamma$  (рис. 3.35) и измерить напряжение и ток на входе и напряжение на разомкнутом выходе.

Полагая вход разомкнутым, т. е.  $I_2=0$ , из уравнений (3.26) и (3.27) получим:

$$U_1 = z_{12}I_2;$$

$$U_2 = z_{22}I_2.$$

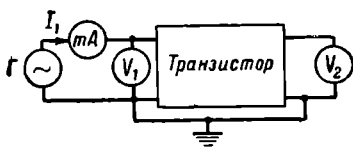


Рис. 3.35. Схема для измерения параметров  $z_{11}$  и  $z_{21}$



Отсюда видно, что  $z_{12} = \frac{U_1}{I_2}$  — обратное переходное сопротивление, а  $z_{22} = \frac{U_2}{I_2}$  — выходное сопротивление при разомкнутом входе. Их можно измерить с помощью схемы, показанной на рис. 3.36.

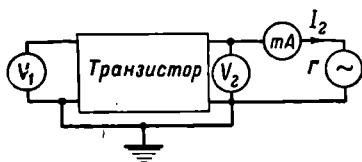
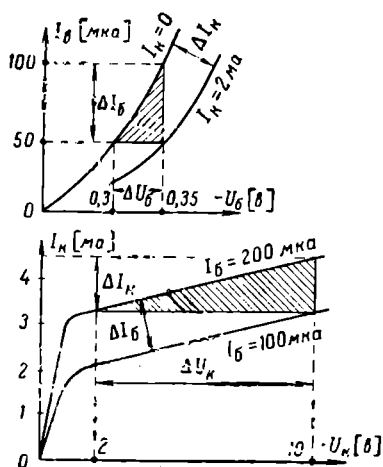


Рис. 3.36. Схема для измерения параметров  $z_{12}$  и  $z_{22}$

На низких частотах можно не учитывать реактивные сопротивления транзисторов, и тогда  $z$ -параметры превращаются в активные сопротивления, называемые  $r$ -параметрами. Эти параметры возможно не только измерить, но и рассчитать с помощью семейств входных и выходных характеристик. Параметры  $r_{11}$  и



$$r_{11\beta} = \frac{\Delta U_{\beta}}{\Delta I_{\beta}} \text{ при } I_{\kappa} = \text{const.}$$

$$r_{12\beta} = \frac{\Delta U_{\beta}}{\Delta I_{\kappa}} \text{ при } I_{\beta} = \text{const.}$$

$$r_{21\beta} = \frac{\Delta U_{\kappa}}{\Delta I_{\beta}} \text{ при } I_{\kappa} = \text{const.}$$

$$r_{22\beta} = \frac{\Delta U_{\kappa}}{\Delta I_{\kappa}} \text{ при } I_{\beta} = \text{const.}$$

Рис. 3.37. Расчет  $r$ -параметров по характеристикам

$r_{12}$  определяются по семейству входных характеристик, а параметры  $r_{21}$  и  $r_{22}$  по семейству выходных характеристик. По выходным характеристикам схемы с общей базой рассчитать параметры практически невозможно, так как эти характеристики параллельны горизонтальной оси. Для примера на рис. 3.37 показано определение  $r$ -параметров для схемы с общим эмиттером.

Постоянство соответствующих токов при расчете параметров обеспечивает разомкнутый вход или выход, т. е. отсутствие переменных токов.

### Система $h$ -параметров транзистора

В системе  $h$ -параметров транзистор описывается двумя уравнениями:

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2;$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2.$$

Полагая вход разомкнутым по переменному току, т. е.  $I_1=0$ , получим:

$$U_1 = h_{12}U_2, \quad h_{12} = \frac{U_1}{U_2};$$

$$I_2 = h_{22}U_2, \quad h_{22} = \frac{I_2}{U_2}.$$

Величина  $h_{12}$  называется коэффициентом обратной связи транзистора по напряжению при разомкнутом входе, а  $h_{22}$  — выходной проводимостью при разомкнутом входе.

Полагая выход короткозамкнутым по переменному току, т. е.  $U_2=0$ , получим:

$$U_1 = h_{11}I_1, \quad h_{11} = \frac{U_1}{I_1};$$

$$I_2 = h_{21}I_1, \quad h_{21} = \frac{I_2}{I_1}.$$

Величина  $h_{11}$  называется входным сопротивлением транзистора при короткозамкнутом выходе, а величина  $h_{21}$  — коэффициентом усиления по току при короткозамкнутом выходе. Параметры  $h$  на высокой частоте представляют собой комплексные величины, имеющие различные значения для различных частот.

Для измерения величин  $h$ -параметров следует воспользоваться теми же способами, что и для измерения  $z$ -параметров. Принципиальные схемы измерения параметров показаны на рис. 3.38.

Низкочастотные  $h$ -параметры можно определить с помощью статических характеристик. Для примера на рис. 3.39 показано определение их для схемы с общим эмиттером.

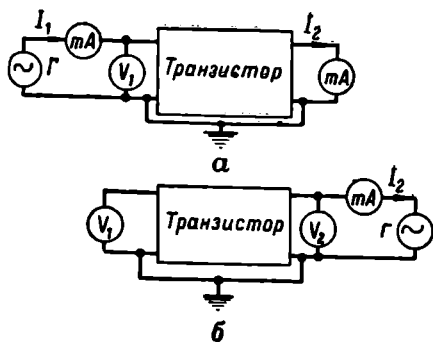
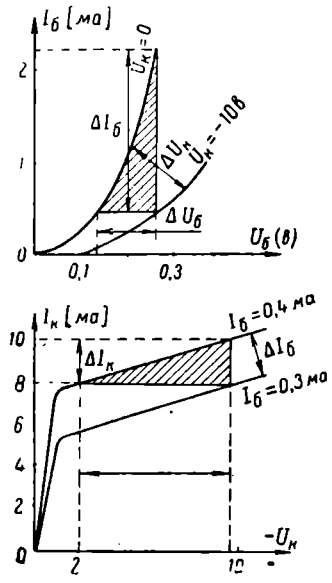


Рис. 3.38. Схемы для измерений  $h$ -параметров

По входным статическим характеристикам схемы с общей базой можно определить  $h_{11б}$  и  $h_{12б}$ , по выходным характеристикам легко определяется только  $h_{21б} = \alpha_0$ .



$$h_{11б} = \frac{\Delta U_б}{\Delta I_б} \text{ при } U_к = \text{const.}$$

$$h_{12б} = \frac{\Delta U_б}{\Delta U_к} \text{ при } I_б = \text{const.}$$

$$h_{21б} = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б} \text{ при } U_к = \text{const.}$$

$$h_{22б} = \frac{\Delta I_к}{\Delta U_к} \text{ при } I_б = \text{const.}$$

Рис. 3.39. Расчет  $h$ -параметров по характеристикам

Поскольку все системы параметров относятся к одному транзистору, они связаны между собой формулами перехода. Эти формулы приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Наименование параметра	Определение	Формулы перехода			
Входное сопротивление $z_{11}$	$\frac{U_1}{I_1} \Big _{I_2=0}$	$\frac{y_{22}}{y}$	$\frac{h}{h_{22}}$	$y_{22}z$	$hz_{22}$
Обратное переходное сопротивление $z_{12}$	$\frac{U_1}{I_2} \Big _{I_1=0}$	$\frac{y_{12}}{y}$	$\frac{h_{12}}{h_{22}}$	$y_{12}z$	$h_{12}z$
Прямое переходное сопротивление $z_{21}$	$\frac{U_2}{I_1} \Big _{I_2=0}$	$\frac{y_{21}}{y}$	$\frac{h_{21}}{h_{22}}$	$y_{21}z$	$h_{21}z_{22}$
Выходное сопротивление $z_{22}$	$\frac{U_2}{I_2} \Big _{I_1=0}$	$\frac{y_{11}}{y}$	$\frac{1}{h_{22}}$	$y_{11}z$	$\frac{z_{11}}{h}$

Наименование параметра	Определение	Формулы перехода			
Входная проводимость $Y_{11}$	$\frac{I_1}{U_1} \Big _{U_2=0}$	$\frac{1}{h_{11}}$	$\frac{z_{22}}{z}$	$\frac{y_{22}}{h}$	$z_{22}y$
Крутизна характеристики $Y_{21}$	$\frac{I_2}{U_1} \Big _{U_2=0}$	$\frac{h_{21}}{h_{11}}$	$\frac{z_{21}}{z}$	$h_{21}y_{11}$	$z_{21}y$
Обратная переходная проводимость $Y_{12}$	$\frac{I_1}{U_2} \Big _{U_1=0}$	$\frac{h_{12}}{h_{11}}$	$\frac{z_{12}}{z}$	$h_{12}y_{11}$	$z_{12}y$
Выходная проводимость $Y_{22}$	$\frac{I_2}{U_2} \Big _{U_1=0}$	$\frac{h}{h_{11}}$	$\frac{z_{11}}{z}$	$hy_{11}$	$z_{11}y$
Входное сопротивление $h_{11}$	$\frac{U_1}{I_1} \Big _{U_2=0}$	$\frac{z}{z_{22}}$	$\frac{1}{y_{11}}$	$zh_{22}$	$\frac{h}{y_{22}}$
Коэффициент обратной связи по напряжению $h_{12}$	$\frac{U_1}{U_2} \Big _{I_1=0}$	$\frac{z_{12}}{z_{22}}$	$\frac{y_{12}}{y_{11}}$	$z_{12}h_{22}$	$y_{12}h_{11}$
Коэффициент усиления по току $h_{21}$	$\frac{I_2}{I_1} \Big _{U_2=0}$	$\frac{z_{21}}{z_{22}}$	$\frac{y_{21}}{y_{11}}$	$z_{21}h_{22}$	$y_{21}h_{11}$
Выходная проводимость $h_{22}$	$\frac{I_2}{U_2} \Big _{I_1=0}$	$\frac{1}{z_{22}}$	$\frac{y}{y_{11}}$	$\frac{h}{z_{11}}$	$yh_{11}$

Параметры  $z$ ,  $y$  и  $h$  соответственно равны:

$$z = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21};$$

$$y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21};$$

$$h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21};$$

$$z = \frac{z_{22}}{y_{11}} = \frac{z_{11}}{y_{22}} = \frac{h_{11}}{h_{22}} = \frac{z_{12}}{y_{12}} = \frac{z_{21}}{y_{21}} = z_{22}h_{11};$$

$$h = \frac{z_{11}}{z_{22}} = \frac{y_{22}}{y_{11}} = z_{11}h_{22} = y_{22}h_{11};$$

$$zy = 1,$$

Для определения параметров различных схем включения достаточно знать параметры одной схемы. Параметры других схем можно рассчитать по формулам перехода. Если, например, известны  $h$ -параметры схемы с общим эмиттером, то для схемы с общей базой и общим коллектором можно воспользоваться следующими приближенными формулами:

$$h_{11б} = \frac{h_{11э}}{1 + \beta};$$

$$h_{12б} = \frac{h_{11э}h_{22э}}{1 + \beta} - h_{12э};$$

$$h_{21б} = \frac{\beta}{1 + \beta} = \alpha;$$

$$h_{22б} = \frac{h_{22э}}{1 + \beta};$$

$$h_{11к} = h_{11э};$$

$$h_{12к} = 1;$$

$$h_{21к} = \beta + 1;$$

$$h_{22к} = h_{22э}.$$

В некоторых справочниках  $h$ -параметры даются для схемы с общей базой. В этом случае для перехода к  $h$ -параметрам двух других схем можно воспользоваться следующими формулами:

$$h_{11э} = h_{11к} = h_{11б} (1 - \beta) = \frac{h_{11б}}{1 - \alpha};$$

$$h_{12э} = h_{11б}h_{22б} (1 - \alpha) - h_{12б};$$

$$h_{12к} = 1;$$

$$h_{21э} = \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha};$$

$$h_{21к} = \beta + 1 = \frac{1}{1 - \alpha};$$

$$h_{22э} = h_{22к} = h_{22б} (1 + \beta) = \frac{h_{22б}}{1 - \alpha}.$$

Ориентировочные величины параметров сплавного германиевого транзистора приведены в табл. 3.2.

Таблица 3.2

Параметр	Тип схемы		
	с общей базой	с общим эмиттером	с общим коллектором
$h_{11}$ (о.м)	40	200	2000
$h_{12}$	$4 \cdot 10^{-4}$	$16 \cdot 10^{-4}$	1
$h_{21}$	0,98	50	51
$h_{22}$ (о.м $^{-1}$ )	$10^{-6}$	$50 \cdot 10^{-6}$	$50 \cdot 10^{-6}$
$y_{21}$ ( $\frac{мa}{в}$ )	25	25	25

Величины низкочастотных  $h$ -параметров транзистора зависят от температуры, постоянного тока коллектора и постоянного напряжения на коллекторе. Типовые нормализованные кривые соответствующих зависимостей приведены на рис. 3.40, 3.41 и 3.42.

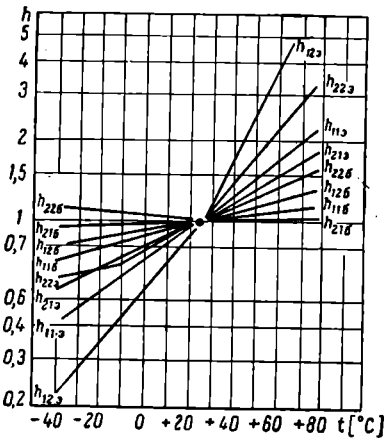


Рис. 3.40. Нормализованные зависимости  $h$ -параметров от температуры для схем с общей базой и общим эмиттером

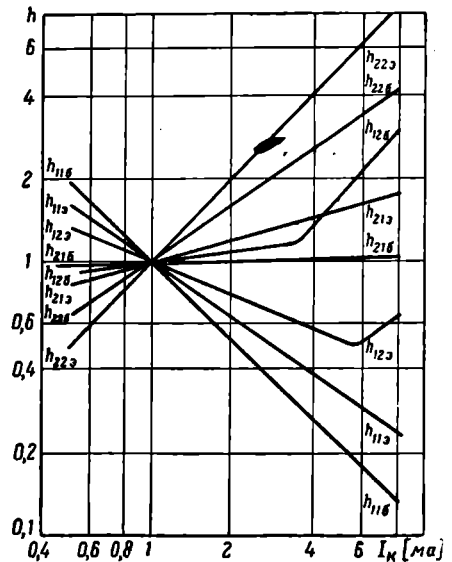


Рис. 3.41. Нормализованные зависимости  $h$ -параметров от тока коллектора для схем с общей базой и общим эмиттером

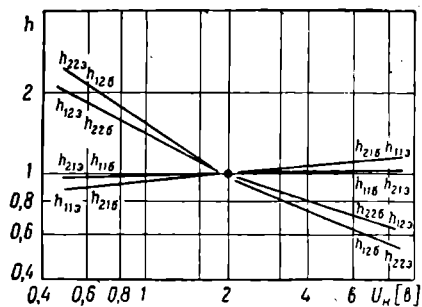


Рис. 3.42. Нормализованные зависимости  $h$ -параметров от напряжения на коллекторе для схем с общей базой и общим эмиттером

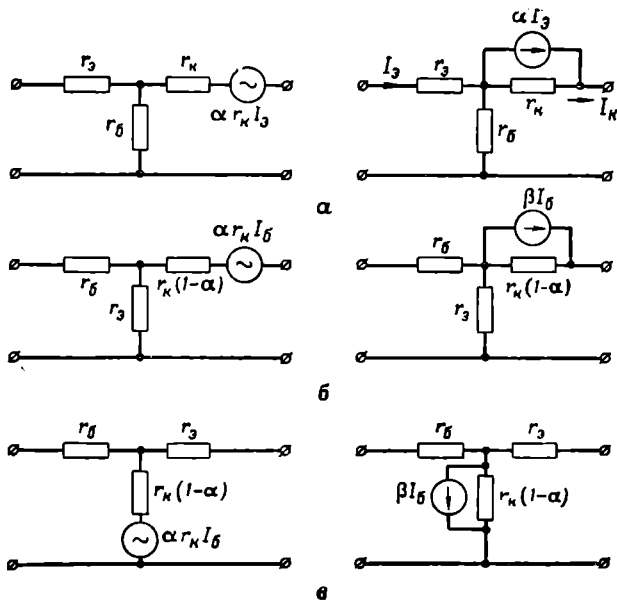


Рис. 3.43. Простейшие эквивалентные схемы транзистора с общей базой (а), общим эмиттером (б) и общим коллектором (в)

## 2. Эквивалентные схемы транзисторов

Для удобства анализа схем на транзисторах и выявления основных количественных соотношений используются эквивалентные схемы. Эквивалентная схема транзистора представляет собой электрическую модель, в которой учитываются те или другие свойства реального прибора. Наиболее простые малосигнальные эквивалентные схемы в активной области для трех случаев включения транзистора показаны на рис. 3.43. Эти схемы называются Т-образными.

Величины  $r_{э}$ ,  $r_{к}$  и  $r_{б}$  оказываются такими, что в схеме с общей базой (рис. 3.43, а) их можно считать физическими сопротивлениями эмиттерного и коллекторного переходов и материала базы. Эмиттерный переход смещен в прямом направлении, и поэтому  $r_{э}$  небольшое, коллекторный переход смещен в обратном направлении и  $r_{к}$  большое.

В реальном транзисторе через коллекторный переход протекает ток  $I_{к} = \alpha I_{э} = \beta I_{б}$ . Чтобы учесть это в эквивалентной схеме, в цепь коллектора включается генератор тока или генератор ЭДС. Схема с эквивалентным генератором ЭДС равнозначна схеме с эквивалентным генератором тока. Следует иметь в виду условность генератора тока и не считать, что он посылает ток во входную цепь. Генератор ЭДС имеет нулевое внутреннее сопротивление, а величина ЭДС должна быть такой, чтобы она могла создать в короткозамкнутой цепи коллектора ток  $\alpha I_{э}$  или  $\beta I_{б}$ , т. е. величина ЭДС равна произведению тока на сопротивление  $r_{к}$  или  $r_{к}(1-\alpha)$ .

В схемах с общим эмиттером и общим коллектором ток коллектора значительно изменяется при изменении коллекторного напряжения, что хорошо видно из сравнения семейств выходных характеристик (рис. 3.27 и 3.32). На эквивалентных схемах это учтено тем, что большое сопротивление  $r_{к}$  умножается на величину  $(1-\alpha)$ .

Простейшими Т-образными схемами можно замещать транзистор на низких частотах, а их параметры можно определять по известным  $r$ - или  $h$ -параметрам четырехполюсника. Связь между  $h$ - и  $r$ -параметрами Т-образной схемы дана в табл. 3.3.

Рассмотренные простейшие эквивалентные схемы не учитывают ряд физических явлений, имеющих место в транзисторах. Более полная эквивалентная схема, справедливая в широком диапазоне частот, показана на рис. 3.44. В ней учтены емкости эмиттерного и коллекторного переходов, явление модуляции ширины базы коллекторным напряжением и утечка. Так как при изменении напряжения  $U_{к}$  изменяется ширина базы, то, следовательно, изменяется сопротивление базы, ток в цепи базы и величина заряда неравновесных дырок. Это эквивалентно действию в цепи базы некоторой ЭДС, которая условно заменена сопротивлением  $r_{б,д}$  и емкостью  $C_{б,д}$ , называемыми диффузионными. Зарядная емкость



Параметр	Тип схемы		
	с общей базой	с общим эмиттером	с общим коллектором
$h_{11}$	$r_э + r_б(1 - \alpha_0)$	$r_б + r_э(1 + \beta_0)$	$r_б + r_э(1 + \beta_0)$
$h_{12}$	$\frac{r_б}{r_к}$	$\frac{r_э}{2} \cdot \frac{1 + \beta_0}{r_к}$	$\approx 1$
$h_{21}$	$\alpha_0$	$\beta_0$	$\approx \beta_0$
$h_{22}$	$\frac{1}{r_к}$	$\approx \frac{1 + \beta_0}{r_к}$	$\frac{1 + \beta_0}{r_к}$
$y_{21}$	$\approx \frac{2}{3r_э}$	$\frac{2\alpha_0}{3r_э}$	$\frac{2}{3r_э}$

коллекторного перехода  $C_{к.зар}$  делителю  $r'_б, r''_б$ , образованному

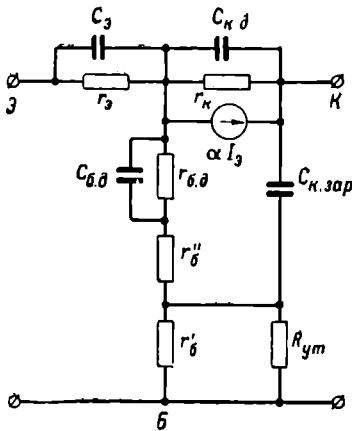


Рис. 3.44. Эквивалентная схема транзистора с общей базой

подключена одним полюсом к делителю  $r'_б, r''_б$ , образованному. Это объясняется тем, что основная доля зарядного тока проходит там, где ширина базы больше, т. е. через заштрихованную

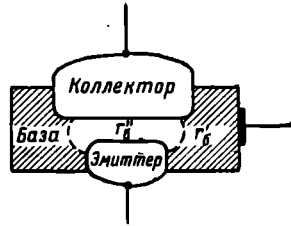


Рис. 3.45. Составляющие сопротивления базы  $r'_б$  и  $r''_б$  сплавного транзистора

часть базы (рис. 3.45), которая и обуславливает сопротивление  $r'_б$ . Основное сопротивление рекомбинационному току базы оказывает незаштрихованная часть базы, которая обуславливает сопротивление  $r''_б$ . В различных типах сплавных транзисторов отношение  $\frac{r'_б}{r''_б} = 1 \div 5$ .

## § 6. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ТРАНЗИСТОРАХ

### 1. Усилитель с общей базой

Существуют три основные схемы усилителей: с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором. Для питания цепей усилителя нужны два независимых источника. Возможно, однако, питание и от одного источника. Свойства усилителя с одним или двумя источниками одни и те же. Некоторое отличие есть в схеме с общей базой, которая при одном источнике питания является схемой с общим эмиттером по постоянному току (рис. 3.46). Эта схема подобна ламповой схеме с общей сеткой.

Рассмотрим усилитель с общей базой, который работает в активной области, а его исходное состояние определяется точкой *A* (рис. 3.47), т. е.

$$U_K = U_{к. н.}, \quad I_K = I_{к. н.}, \quad I_B = I_{б. н.}$$

Постоянный ток базы протекает по цепи  $+E_K$  (корпус)  $\rightarrow$  эмиттер  $\rightarrow$  база  $\rightarrow R_B \rightarrow -E_K$ . Сопротивлениями эмиттерного перехода

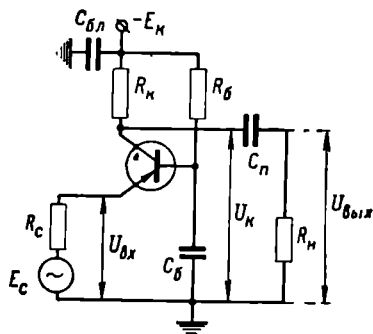


Рис. 3.46. Схема усилителя с общей базой

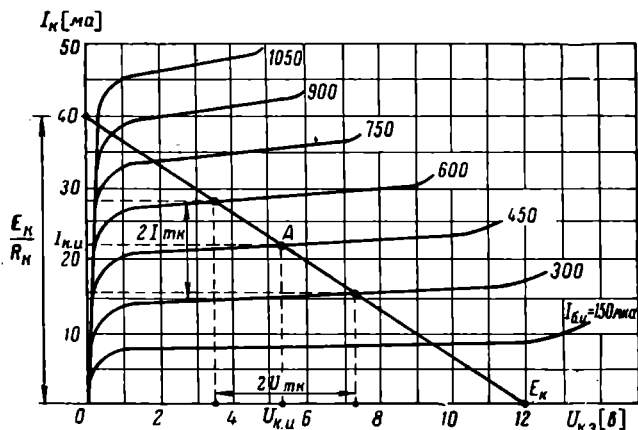


Рис. 3.47. Определение исходного режима усилителя

$r_э$  и базы  $r_б$  можно пренебречь по сравнению с сопротивлением  $R_B$  и тогда ток базы

$$I_{б. н.} = \frac{E_K}{R_B}. \quad (3.32)$$

Положение точки исходного режима  $A$  определяется пересечением статической выходной характеристики, соответствующей току базы  $I_{б.и}$ , с нагрузочной прямой, которая строится по двум ее точкам так же, как и для ламповых схем. Из рис. 3.46 видно, что

$$E_k = I_k R_k + U_k,$$

т. е.

$$I_k = \frac{E_k - U_k}{R_k}. \quad (3.33)$$

Уравнение (3.33) и есть нагрузочная прямая (характеристика по постоянному току) при условии, что внутреннее сопротивление источника входного сигнала  $R_c$  равно нулю для постоянного тока. Следовательно, в исходном режиме в цепях транзистора протекают постоянные токи  $I_{б.и}$ ,  $I_{к.и}$ ,  $I_{э.и}$ , а на коллекторе существует постоянное напряжение  $U_{к.и}$  (рис. 3.48). Постоянное прямое напряжение на эмиттерный переход подается с конденсатора  $C_6$ .

Пусть источник входного сигнала имеет синусоидальную ЭДС  $E_c$  и внутреннее сопротивление  $R_c$ . Напряжение сигнала  $U_{вх} < E_c$  прикладывается к участку эмиттер — база через разделительный конденсатор  $C_6$ , т. е. к эмиттерному  $n-p$ -переходу. Емкость конденсатора  $C_6$  выбирается такой, что его сопротивление на частоте сигнала очень близко к нулю. Можно поэтому считать, что  $U_{вх}$  приложено к эмиттерному переходу и вызывает изменение (модуляцию) высоты потенциального барьера. Положительное входное напряжение понижает потенциальный барьер и тем увеличивает токи эмиттера и коллектора. Отрицательное входное напряжение повышает потенциальный барьер и уменьшает токи эмиттера и коллектора. Следовательно, под действием входного сигнала в транзисторе протекают переменные токи эмиттера и коллектора с амплитудами  $I_{мэ}$  и  $I_{мк}$ .

Рис. 3.48. Графики процессов, происходящих в усилителе с общей базой

Переменный ток коллектора протекает по цепи с коллектора по параллельно соединенным цепям  $R_k C_{6л}$  и  $C_{п} R_n$  на корпус и далее через  $C_6$  на коллектор. Переменный ток эмиттера замыкается в цепи: эмиттер  $\rightarrow$  база  $\rightarrow C_6 \rightarrow$  эмиттер. В базе и конденсаторе  $C_6$  токи эмиттера и коллектора взаимно вычитаются и, следовательно, там протекает только переменный ток базы.

С увеличением тока коллектора растет произведение  $I_k R_k$ , а поэтому напряжение  $U_k$  стремится к нулю, и, наоборот, с умень-

шением тока  $I_K$  напряжение на коллекторе стремится к  $-E_K$ . Таким образом, на коллекторе создается переменное напряжение с амплитудой  $U_{mk} = I_{mk} R_{к.н}$ , где

$$R_{к.н} = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H} \text{ при } \frac{1}{\omega_c C_n} \approx 0.$$

Это напряжение и является выходным напряжением усилителя.

Рассмотрим основные свойства усилителя на некоторой средней частоте сигнала  $f_{cp}$ , на которой в схеме можно не учитывать реактивные сопротивления.

1. Фаза сигнала при усилении не изменяется, т. е. входное и выходное напряжения совпадают по фазе, что видно из рис. 3.48. Заметим, что ток коллектора и напряжение на коллекторе изменяются в противофазе, а кажущаяся на рисунке синфазность этих величин объясняется условным выбором положительного направления тока коллектора.

2. Коэффициент усиления по току определяется отношением

$$K_i = \frac{I_{вых}}{I_{вх}} = \frac{I_{mk}}{I_{mэ}} = \alpha_0, \quad (3.34)$$

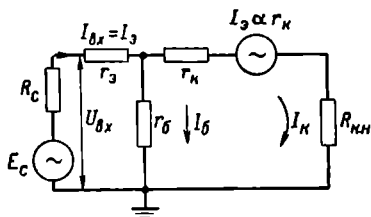


Рис. 3.49. Эквивалентная схема усилителя с общей базой

если сопротивление коллекторной нагрузки  $R_{к.н}$  мало, т. е. амплитуда тока коллектора определяется только амплитудой тока эмиттера. Но амплитуда тока коллектора, как видно из эквивалентной схемы (рис. 3.49), зависит от величины  $R_{к.н}$ . Расчеты показывают, что для схемы с общей базой

$$K_i = \alpha_d = \alpha_0 \frac{r_k + r_б}{r_k + r_б + R_{к.н}}, \quad (3.35)$$

где  $\alpha_d$  — динамический коэффициент усиления по току в схеме с общей базой.

3. Коэффициент усиления  $K_u$  по напряжению определяется отношением выходного напряжения ко входному. Из эквивалентной схемы видно, что  $U_{вых} = I_K R_{к.н}$ ,  $U_{вх} = I_э r_э + I_б r_б = I_э r_э + I_э (1 - \alpha_0) r_б$ , т. е.  $U_{вх} = I_э [r_э + r_б (1 - \alpha_0)]$ .

Тогда

$$K_u = \frac{U_{м\ вых}}{U_{м\ вх}} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \alpha_0 \frac{R_{к.н}}{R_{вх}}, \quad (3.36)$$

где

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{U_{вх}}{I_э} = r_э + r_б (1 - \alpha_0). \quad (3.37)$$

При учете влияния  $R_{к.н}$  на величину тока следует в выражении (3.36) заменить  $\alpha_0$  на  $\alpha_d$  из формулы (3.35).

4. Коэффициент усиления по мощности равен произведению коэффициентов усиления по напряжению и току, т. е.

$$K_p = K_i K_u = \alpha_0^2 \frac{R_{к.н}}{R_{вх}}, \quad (3.38)$$

или более точно

$$K_p = \alpha_d^2 \frac{R_{к.н}}{R_{вх}}.$$

5. Входное сопротивление усилителя определяется выражением (3.37) и имеет малую величину, измеряемую единицами или десятками ом. Следовательно, усилитель с общей базой следует применять в том случае, когда выходное сопротивление источника входного сигнала  $R_c$  тоже мало.

6. Для согласования каскадов необходимо знать величину выходного сопротивления усилительного каскада. Если выходное сопротивление каскада велико, то максимальное усиление по мощности можно получить при большом сопротивлении нагрузки, и наоборот. Выходное сопротивление усилителя с общей базой определяется по формуле

$$R_{вых} = (r_k + r_6) \left( 1 - \frac{\alpha_0 r_6}{r_9 + r_6 + R_c} \right). \quad (3.39)$$

Из этой формулы видно, что сопротивление  $R_{вых}$  зависит от сопротивления  $R_c$  и имеет значительную величину.

7. В усилителе имеется внутренняя отрицательная обратная связь, обусловленная модуляцией ширины базы коллекторным напряжением. Если, например, ток эмиттера уменьшается (рис. 3.48), то напряжение на коллекторе стремится к  $-E_k$  и база сужается, а это несколько препятствует уменьшению тока эмиттера, и наоборот. Коэффициент обратной связи невелик и уменьшается с увеличением частоты входного сигнала.

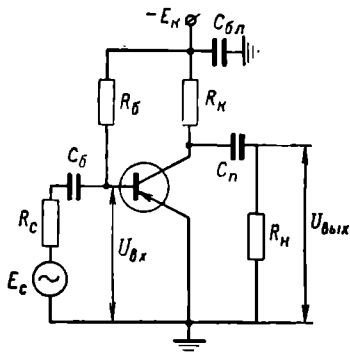


Рис. 3.50. Схема усилителя с общим эмиттером

## 2. Усилитель с общим эмиттером

Усилитель с общим эмиттером (рис. 3.50) является основным усилителем на транзисторах. Он подобен ламповой схеме с общим катодом. Исходный режим усилителя определяется величинами  $E_k$ ,  $R_b$  и  $R_k$  так же, как и для схемы с общей базой по семейству выходных статических характеристик (рис. 3.47). В исходном режиме в цепях транзистора протекают постоянные токи  $I_{к.и}$  и  $I_{б.и}$ , а на коллекторе имеется постоянное напряжение  $U_{к.и}$  (рис. 3.51).

Предположим, что на вход подано переменное синусоидальное напряжение от источника с внутренним сопротивлением  $R_c$ . Это напряжение через конденсатор  $C_6$  прикладывается к эмиттерному переходу и изменяет высоту потенциального барьера, что вызывает изменение токов базы и коллектора и напряжения на коллекторе. Положительное входное напряжение уменьшает ток базы и, следовательно, уменьшает ток коллектора и увеличивает отрицательное напряжение на коллекторе, и наоборот. Переменный ток базы протекает во входной цепи через конденсатор  $C_6$  и эмиттерный переход. Переменный ток коллектора замыкается по параллельно включенным  $R_k$ ,  $C_{6л}$  и  $C_{п}$ ,  $R_n$  на эмиттер и далее на коллектор (рис. 3.50).

Амплитуда выходного напряжения  $U_{mk} = I_{mk} R_{k.н}$ , где  $R_{k.н}$  является общим сопротивлением параллельно включенных сопротивлений  $R_k$  и  $R_n$ .

По заданным  $E_k$ ,  $R_6$ ,  $R_k$ ,  $R_n$  можно построить выходную динамическую характеристику на семействе статических выходных характеристик. Зная  $R_{вх} \approx r_6$  и задавшись  $I_{m6}$ , можно по выходной динамической характеристике определить  $I_{mk}$ ,  $U_{m\text{вых}}$  и подсчитать  $K_i$  и  $K_u$ . При  $R_n = \infty$  выходная динамическая характеристика превращается в нагрузочную характеристику (рис. 3.47).

Рассмотрим основные свойства усилителя.

1. Из рис. 3.51 видно, что усилитель поворачивает фазу усиливаемого сигнала на  $180^\circ$  как ламповый усилитель с общим катодом.

2. Коэффициент усиления по току определяется соотношением

$$K_i = \frac{I_{m\text{вых}}}{I_{m\text{вх}}} = \frac{I_{mk}}{I_{m6}} = \beta_0. \quad (3.40)$$

3. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{U_{m\text{вых}}}{U_{m\text{вх}}} = \frac{I_{mk} R_{k.н}}{I_{m6} R_{вх}} = \beta_0 \frac{R_{k.н}}{R_{вх}}. \quad (3.41)$$

4. Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = K_u K_i = \beta_0^2 \frac{R_{k.н}}{R_{вх}} \quad (3.42)$$

может достигать нескольких тысяч, т. е. он значительно больше, чем в схеме с общей базой или с общим коллектором.

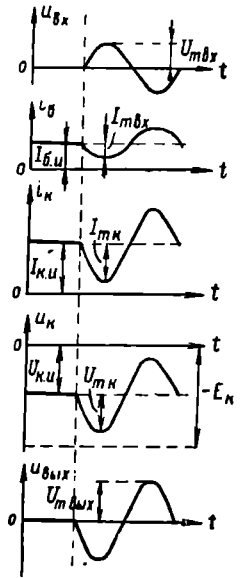


Рис. 3.51. Графики процессов, происходящих в усилителе с общим эмиттером

В формулах (3.40), (3.41) и (3.42) не учитывалось влияние коллекторной нагрузки на величину тока коллектора. Для получения более точных формул следует заменить  $\beta_0$  на  $\beta_d$ :

$$\beta_d = \beta_0 \frac{r_k}{r_k + \beta_0 R_k}.$$

5. Входное сопротивление усилителя можно определить с по-

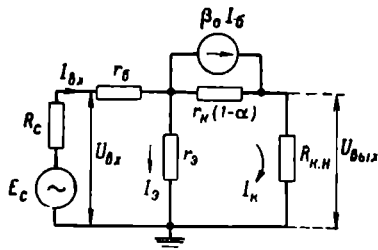


Рис. 3.52. Эквивалентная схема усилителя с общим эмиттером

мощью эквивалентной схемы (рис. 3.52). Из схемы видно, что

$$U_{вх} = I_{вх} r_6 + I_э r_э,$$

т. е.

$$U_{вх} = I_э r_6 + (I_k + I_э) r_э = I_э r_6 + I_э (\beta_0 + 1) r_э.$$

Отсюда находим:

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_э} = r_6 + r_э (\beta_0 + 1). \quad (3.43)$$

Так как обычно  $r_6$  равно сотням ом,  $r_э$  — единицам или десяткам ом,  $\beta_0$  — нескольким десяткам, то  $R_{вх}$  равно нескольким сотням ом, что значительно больше, чем в схеме с общей базой, и меньше, чем в схеме с общим коллектором.

6. Выходное сопротивление усилителя с общим эмиттером значительно меньше, чем в схеме с общей базой, и определяется по формуле

$$R_{вых} = \frac{r_k}{\beta_0 + 1} \left( 1 + \frac{\beta_0 r_э}{r_э + r_6 + R_c} \right); \quad (3.44)$$

$$R_{вых} \approx \frac{r_k}{\beta_0}.$$

### 3. Усилитель с общим коллектором

Усилитель с общим коллектором, или эмиттерный повторитель, подобен ламповому усилителю с общим анодом, или катодному повторителю (рис. 3.53). Исходный режим усилителя при заданных  $E_k$ ,  $R_э$  и  $R_6$  определяется по семейству статических выходных характеристик и нагрузочной характеристике (рис. 3.47).

Нагрузочная характеристика строится по приближенному уравнению

$$I_k = \frac{E_k - U_k}{R_3}$$

(коэффициент  $\alpha_0$  принимается равным единице и пренебрегается током  $I_{к0}$ ).

Ток базы в исходном режиме можно подсчитать из схемы (рис. 3.53):

$$E_k = I_{э.н} R_3 + I_{б.н} R_6,$$

а так как

$$I_{э.н} = (\beta_0 + 1) I_{б.н}$$

то

$$I_{б.н} = \frac{E_k}{R_6 + (\beta_0 + 1) R_3}. \quad (3.45)$$

Под действием входного сигнала изменяется ток базы, а значит, напряжение на эмиттерном переходе и высота потенциального барьера. В результате изменяются токи эмиттера и коллектора. Переменный ток эмиттера создает на сопротивлении эмиттерной нагрузки  $R_{э.н}$  переменное напряжение, которое и является выходным напряжением (рис. 3.54). Как и в двух других схемах, сопротивление на-

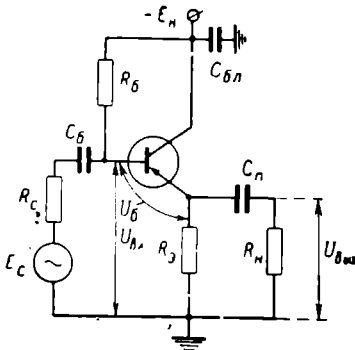


Рис. 3.53. Схема усилителя с общим эмиттером

*Коллекторная нагрузка.*

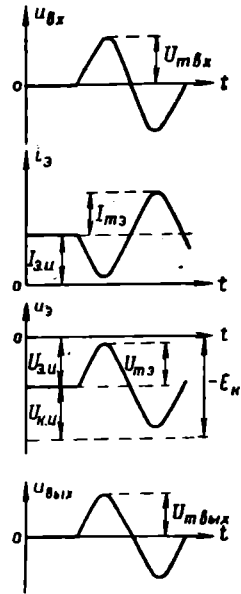


Рис. 3.54. Графики процессов, происходящих в усилителе с общим коллектором

грузки состоит из пассивного сопротивления постоянному току  $R_3$  (или  $R_k$  на рис. 3.46 и 3.50) и полезного сопротивления  $R_{н.н}$ , на котором требуется развить мощность переменного тока. В некоторых случаях сопротивление  $R_3$  (или  $R_k$ ) является полезной нагрузкой и тогда, естественно, сопротивления  $R_{н.н}$  в схеме нет.



В ряде схем может отсутствовать разделительный конденсатор  $C_{\text{п}}$ .

Усилитель с общим коллектором характеризуется следующими основными свойствами.

1. Фаза сигнала при усилении не изменяется, т. е. входное и выходное напряжения совпадают по фазе.

2. В усилителе имеется 100-процентная отрицательная обратная связь по напряжению, т. е. все выходное напряжение действует во входной цепи. Поэтому переменное напряжение на базе

$$U_{\text{б}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}.$$

Следовательно, усилитель позволяет усиливать сигналы с большой амплитудой при малых нелинейных искажениях.

3. Коэффициент усиления по напряжению несколько меньше единицы:

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{э}} R_{\text{э.н}}}{I_{\text{б}} R_{\text{вх}}} = (\beta_0 + 1) \frac{R_{\text{э.н}}}{R_{\text{вх}}}; \quad (3.46)$$

$$K_u \approx \frac{R_{\text{э.н}}}{R_{\text{э.н}} + r_{\text{э}}} = 1.$$

4. Коэффициент усиления по току практически такой же, как и в схеме с общим эмиттером, т. е.

$$K_i = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{э}}}{I_{\text{б}}} = \beta_0 + 1. \quad (3.47)$$

5. Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = K_i K_u = (\beta_0 + 1)^2 \frac{R_{\text{э.н}}}{R_{\text{вх}}}. \quad (3.48)$$

6. Входное сопротивление усилителя велико, значительно больше, чем в двух других схемах. Из рис. 3.55 видно, что

$$U_{\text{вх}} = I_{\text{б}} r_{\text{б}} + I_{\text{э}} (r_{\text{э}} + R_{\text{э.н}}),$$

или

$$U_{\text{вх}} = I_{\text{б}} r_{\text{б}} + (\beta_0 + 1) I_{\text{б}} (r_{\text{э}} + R_{\text{э.н}}).$$

Откуда находим

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{б}}} = r_{\text{б}} + (r_{\text{э}} + R_{\text{э.н}}) (\beta_0 + 1). \quad (3.49)$$

В формулах (3.46) — (3.49) не учитывалось влияние сопротивления  $R_{\text{э.н}}$  на величину переменного тока эмиттера, т. е. предполагалось, что это сопротивление мало. Чтобы указанные формулы

были справедливы для любого значения  $R_{э.н}$ , необходимо заменить  $(\beta_0 + 1)$  на  $(\beta_0 + 1)_д$ :

$$(\beta_0 + 1)_д = (\beta_0 + 1) \frac{r_k}{r_k + (\beta_0 + 1) R_{э.н}}.$$

7. Выходное сопротивление каскада обычно меньше, чем в двух других схемах. Оно определяется по формуле

$$R_{вых} = r_э + \frac{1 - \alpha_0}{\frac{1}{r_k} + \frac{1}{R_c + r_б}} \quad (3.50)$$

или

$$R_{вых} \approx r_э + \frac{R_c}{\beta_0}.$$

Малое выходное сопротивление позволяет усилителю развивать значительную мощность на малом сопротивлении  $R_{э.н}$ , а большое входное сопротивление позволяет подключать его вход в качестве нагрузки к усилителю с общей базой или общим эмиттером, т. е. с большим  $R_{вых}$ . Таким образом, эмиттерный повторитель может служить в качестве переходного или согласующего каскада, т. е. выполнять роль, подобную понижающему (согласующему) трансформатору.

#### 4. Частотные свойства усилителей

Частотные свойства усилителей на транзисторах определяются частотной зависимостью коэффициентов усиления  $\alpha$  и  $\beta$ , наличием зарядных емкостей  $n$ - $p$ -переходов транзистора и комплексным характером нагрузки.

Расчеты показывают, что зависимость коэффициента усиления по току в схеме с общей базой  $\alpha$  от частоты входного сигнала определяется приближенной формулой

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha}}, \quad (3.51)$$

где  $\omega$  — частота входного сигнала;  
 $\omega_\alpha$  — предельная частота.

Модуль коэффициента определяется по формуле

$$|\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_\alpha}\right)^2}}.$$

На частоте  $\omega = \omega_\alpha$  модуль  $\alpha = 0,7 \alpha_0$ , т. е. предельной частотой транзистора  $\omega_\alpha$  называется такая частота входного сигнала, на которой коэффициент усиления по току в схеме с общей базой уменьшается до  $0,7 \alpha_0$ .

Предельная частота зависит от коэффициента диффузии  $D_p$  и ширины базы  $w$ , т. е.

$$\omega_\alpha = \frac{2D_p}{w^2}.$$

Коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером определяется следующей формулой:

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}}, \quad (3.52)$$

где  $\omega_\beta$  — предельная частота, т. е. частота входного сигнала, на которой коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером уменьшается до  $0,7 \beta_0$ .

Предельная частота транзистора в схеме с общим эмиттером

$$\omega_\beta = \frac{\omega_\alpha}{1 + \beta_0}. \quad (3.53)$$

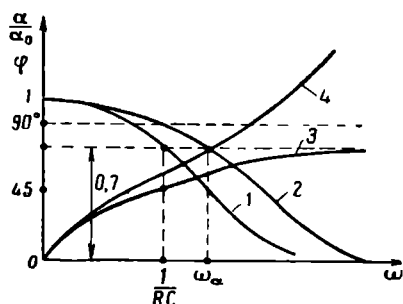


Рис. 3.56. Амплитудно-частотные характеристики цепи RC (1) и транзистора (2) и фазочастотные характеристики цепи RC (3) и транзистора (4)

Частотная зависимость  $\alpha$  коэффициента усиления по току подобна частотной зависимости коэффициента передачи цепи RC с емкостным выходом (рис. 3.56). Отличие состоит лишь в том, что фазовый сдвиг в цепи RC не превышает  $90^\circ$ , а в транзисторе сдвиг фаз между токами эмиттера и коллектора неограниченно возрастает с увеличением частоты.

Зависимости коэффициентов усиления  $K_i$ ,  $K_u$  и входного сопротивления  $R_{вх}$  от частоты входного сигнала можно получить, заменив в соответствующих формулах настоящего параграфа величину  $\alpha_0$  на  $\alpha$ , а  $\beta_0$  на  $\beta$ . После замены получим следующие формулы:

для схемы с общей базой:

$$K_i = \alpha; \quad (3.54)$$

$$K_u = \alpha \frac{R_{к.н}}{R_{вх}}; \quad (3.55)$$

$$R_{вх} = r_s + r_o (1 - \alpha); \quad (3.56)$$

для схемы с общим эмиттером:

$$K_i = \beta; \quad (3.57)$$

$$K_u = \beta \frac{R_{к.н}}{R_{вх}}; \quad (3.58)$$

$$R_{вх} = r_o + r_s (\beta + 1); \quad (3.59)$$

для схемы с общим коллектором:

$$K_i = \beta + 1; \quad (3.60)$$

$$K_u = \frac{(\beta + 1) R_{э.н}}{r_б + (\beta + 1)(r_э + R_{э.н})} \approx \frac{R_{э.н}}{r_э + R_{э.н}}; \quad (3.61)$$

$$R_{вх} = r_б + (r_э + R_{э.н})(\beta + 1). \quad (3.62)$$

Из анализа этих формул можно сделать такие выводы.

Верхняя граничная частота полосы пропускания по току усилителя с общей базой равна  $\omega_x = \frac{2D_p}{w^2}$ , а усилителей с общим эмиттером и общим коллектором  $\omega_p = \frac{\omega_a}{\beta_0}$ .

Верхняя граничная частота полосы пропускания по напряжению усилителя с общей базой меньше, чем  $\omega_x$ . Это объясняется уменьшением модуля сопротивления коллекторной нагрузки из-за влияния емкости нагрузки и зарядной емкости коллекторного перехода  $C_{к.зар}$  (рис. 3.44).

Верхняя граничная частота полосы пропускания по напряжению усилителя с общим эмиттером также меньше, чем  $\omega_3$ , что объясняется значительным уменьшением модуля сопротивления нагрузки из-за большой емкости  $C_k(\beta_0 + 1)$ , шунтирующей сопротивление нагрузки.

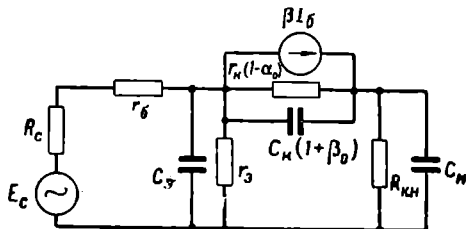


Рис. 3.57. Эквивалентная схема усилителя с общим эмиттером

В схеме с общим эмиттером (и общим коллектором) зарядная емкость  $C_k$  пересчитывается в большую емкость  $C_k(1 + \beta_0)$  по той же причине, что и сопротивление  $r_k$  (рис. 3.57).

В схеме с общим коллектором верхняя граничная частота полосы пропускания по напряжению значительно больше  $\omega_3$ . Из формулы (3.61) видно, что даже на очень высоких частотах, на которых  $\beta \approx 1$ , коэффициент усиления  $K_u \approx 1$  и определяется отношением модуля сопротивления нагрузки  $R_{э.н}$  к сумме  $r_б + r_э + R_{э.н}$ . Величина модуля сопротивления нагрузки зависит от емкости коллекторного перехода и емкости нагрузки.

Иногда коэффициент усиления по напряжению определяется как отношение выходного напряжения к ЭДС входного сигнала. Тогда для схемы с общим коллектором

$$K_u = \frac{\beta R_{э.н}}{R_c + \beta R_{э.н}},$$

т. е. на полосу пропускания влияет величина  $R_c$ .

## 5. Температурная стабилизация исходного режима транзисторов

При изменении температуры транзистора изменяются его проводимости, высота потенциальных барьеров, токи и все параметры (рис. 3.40). Ток  $I_{к0}$  германиевого транзистора удваивается при повышении температуры на каждые  $10^\circ\text{C}$ , в кремниевых транзисторах этот ток удваивается при повышении температуры на каждые  $14^\circ\text{C}$ .

Ток  $I_{к0}$  создает на сопротивлении базы прямое смещение для эмиттерного перехода, которое вызывает уменьшение сопротивления  $R_{вх}$  и коэффициента  $K_i$ . С увеличением температуры и тока  $I_{к0}$  происходит приблизительно параллельное смещение выходных коллекторных характеристик в сторону больших токов коллектора.

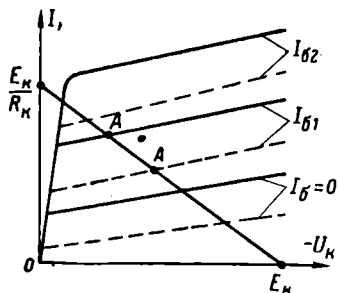


Рис. 3.58. Перемещение статических характеристик транзистора и точки исходного режима  $A$  под влиянием изменения температуры

При этом точка исходного режима перемещается по нагрузочной характеристике и может попасть на линию критического режима, где усилительные свойства транзистора теряются (рис. 3.58). Следовательно, в усилителе с изменением температуры появляются значительные нелинейные искажения, для уменьшения которых требуется применение мер температурной стабилизации исходного режима.

Сущность стабилизации состоит в применении отрицательной обратной связи (ООС) по постоянному току, с помощью которой удерживается приблизительно постоянный ток коллектора при изменении  $I_{к0}$  в некотором диапазоне температур.

Выше было показано (формулы 3.16 и 3.23), что для схемы с общим эмиттером (и с общим коллектором)

$$I_{к} = \beta_0 (I_{б} + I_{к0}) + I_{к0},$$

а для схемы с общей базой

$$I_{к} = \alpha_0 I_{э} + I_{к0}.$$

Считая, что от температуры зависит только ток  $I_{к0}$ , найдем температурное приращение  $\Delta I_{к}$  при температурном приращении  $\Delta I_{к0}$ . Из формул (3.16) и (3.23) найдем, что для схемы с общим эмиттером

$$\Delta I_{к} = (\beta_0 + 1) \Delta I_{к0},$$

а для схемы с общей базой

$$\Delta I_{к} = \Delta I_{к0}.$$

Нестабильность режима работы транзистора определяется коэффициентом неустойчивости:

$$S = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{K0}}$$

Для схемы с общим эмиттером  $S = \beta_0 + 1$ , т. е. имеет максимальное значение, а для схемы с общей базой — минимальное  $S = 1$ . Поэтому схема с общей базой по постоянному току (т. е. с двумя источниками питания) базой не требует температурной стабилизации, а в схеме с общим эмиттером она необходима. Из формулы 3.23 видно, что сущность стабилизации состоит в поддержании неизменной суммы  $I_B + I_{K0}$ , т. е. при увеличении температуры и тока  $I_{K0}$  необходимо уменьшать ток  $I_B$ , и наоборот. Это происходит автоматически, если ввести ООС по постоянному току.

В простейшей схеме температурной стабилизации (рис. 3.59, а) с увеличением температуры увеличивается ток коллектора и, следовательно, ток эмиттера, а поэтому ток базы  $I_B = \frac{E_K - R_3 I_3}{R_B}$  уменьшается, чем и достигается стабилизация. Коэффициент неустойчивости этой схемы велик. Он определяется по формуле

$$S = \frac{R_3 + R_B}{R_3 + R_B(1 - \alpha_0)}. \quad (3.63)$$

Исходный режим этой схемы определяется точкой пересечения нагрузочной характеристики, построенной по приближенному уравнению

$$I_K = \frac{E_K - U_K}{R_K + R_3},$$

со статической характеристикой, соответствующей току базы:

$$I_{B.н} = \frac{E_K}{R_B + (\beta_0 + 1) R_3}. \quad (3.64)$$

Для повышения стабильности применяется делитель напряжения  $R_B, R_1$  (рис. 3.59, б). Коэффициент неустойчивости и ток базы в исходном режиме для этой схемы можно определить по формулам (3.63) и (3.64), заменив в них  $R_3$  на  $R_3 \left(1 + \frac{R_6}{R_1}\right)$ .

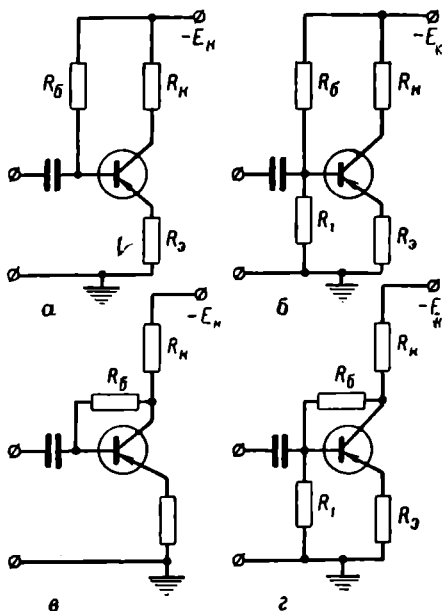


Рис. 3.59. Схемы температурной стабилизации исходного режима

На рис. 3.59, *в* применена ООС по напряжению. Ток базы для этой схемы определяется по формуле

$$I_{\delta} = \frac{U_{\kappa}}{R_{\delta}} = \frac{E_{\kappa} - I_{\kappa}R_{\kappa}}{R_{\delta}},$$

из которой видно, что он уменьшается при увеличении температуры и тока  $I_{\kappa}$ . Исходный режим усилителя определяется точкой пересечения нагрузочной характеристики со статической характеристикой, соответствующей току базы:

$$I_{\delta, \text{н}} = \frac{E_{\kappa}}{R_{\delta} + \beta_0 R_{\kappa}},$$

или с прямой линией, построенной по уравнению

$$U_{\kappa} = I_{\delta} R_{\delta}.$$

Коэффициент неустойчивости этой схемы выражается формулой

$$S = \frac{1 + \frac{R_{\kappa}}{R_{\delta}}}{1 - \alpha_0 + \frac{R_{\kappa}}{R_{\delta}}}, \quad (3.65)$$

из которой видно, что высокая стабильность ( $S \approx 1$ ) будет при малой величине сопротивления  $R_{\delta}$ . Но этого добиться невозможно, так как при малом сопротивлении  $R_{\delta}$  вход транзистора окажется непосредственно соединенным с выходом. Кроме того, от величины сопротивления  $R_{\delta}$  зависит исходный режим — при малой величине этого сопротивления транзистор может оказаться в режиме насыщения.

Хорошую стабильность режима можно получить в комбинированной схеме (рис. 3.59, *г*), где применяется ООС и по току, и по напряжению. В этом случае коэффициент неустойчивости определяется формулой (3.65) при замене в ней  $R_{\kappa}$  на  $\frac{1}{R_1} [R_3(R_{\delta} + R_1) + R_{\kappa}(R_1 + R_3)]$ .

Во всех схемах, приведенных на рис. 3.59, кроме ООС по постоянному току, есть ООС по сигналу. В случае необходимости ООС по сигналу можно устранить, для чего требуется параллельно сопротивлению  $R_3$  включить конденсатор значительной емкости, а среднюю точку сопротивления  $R_{\delta}$  (рис. 3.59, *в* и *г*) через конденсатор соединить с корпусом (или с  $+E_{\kappa}$ ).

## § 7. ИМПУЛЬСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

### 1. Переходные процессы в транзисторе

Возможности использования транзисторов для усиления прямоугольных импульсов определяются его переходными характеристиками. Переходной характеристикой транзистора называется за-

висимость выходного тока от времени, при подаче на вход ступеньки тока или ступеньки напряжения.

Рассмотрим переходные характеристики транзисторов для трех схем их включения при условии, что на вход подается малый сигнал, сопротивление нагрузки мало и не ограничивает величину выходного тока, зарядная коллекторная емкость не учитывается.

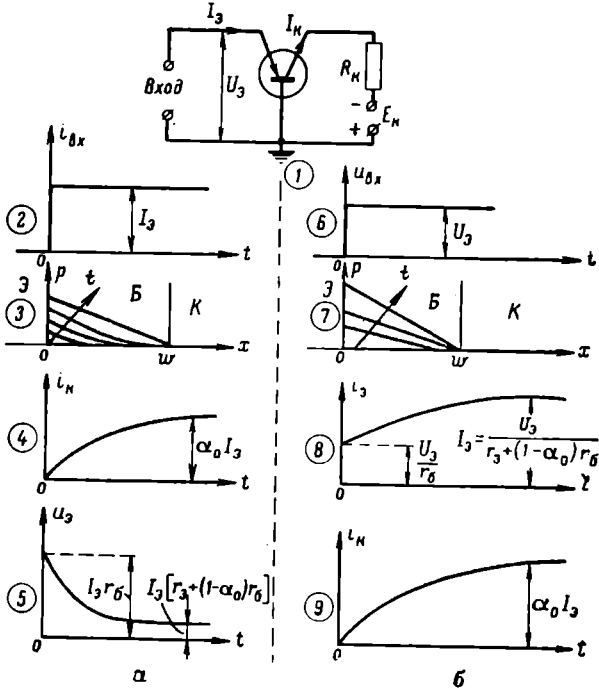


Рис. 3.60. Переходные процессы в схеме реостатного усилителя с общей базой при воздействии ступеньки тока (а) и ступеньки напряжения (б):

1 — схема усилителя; 2 — ступенька тока; 3 и 7 — распределение концентраций дырок в базе в различные моменты времени; 4 и 9 — зависимости тока коллектора от времени; 5 — зависимость напряжения на эмиттере от времени; 6 — ступенька напряжения; 8 — зависимость тока эмиттера от времени

Предположим, что на вход реостатного усилителя с общей базой в момент  $t=0$  подана ступенька тока  $I_3$  (рис. 3.60, а, эпюра 2). Появление постоянного тока эмиттера сопровождается появлением на базовой границе эмиттерного перехода постоянного градиента концентрации неосновных носителей  $\frac{dP_n}{dx} = \text{const}$ . Концентрация неосновных носителей в начальный момент незначительна, а затем нарастает до максимального значения. Градиент



концентрации при этом сохраняется неизменным, так как ток  $I_0 = \text{const}$ . Кривая распределения концентрации имеет убывающий характер (рис. 3.60, а, эпюра 3), а поэтому в момент  $t=0$  у коллекторного перехода градиент концентрации и ток коллектора равны нулю. По мере увеличения концентрации у эмиттерного перехода и заполнения базы неосновными носителями (по мере заряда емкости  $C_3$ ) нарастает градиент концентрации у коллекторного перехода и увеличивается ток коллектора. Через некоторое время после подачи ступеньки тока эмиттера установится постоянное значение тока коллектора, равное  $\alpha_0 I_0$ , т. е. меньше ступеньки тока эмиттера.

Расчеты показывают, что ток коллектора нарастает по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau_\alpha = \frac{1}{\omega_\alpha}$ , равной времени диффузии дырок от эмиттера к коллектору  $\tau_\alpha = \frac{w^2}{2D_p}$ , т. е.

$$i_k = \alpha_0 I_0 \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_\alpha}} \right).$$

Длительность переходного процесса равна примерно  $4 \tau_\alpha$ .

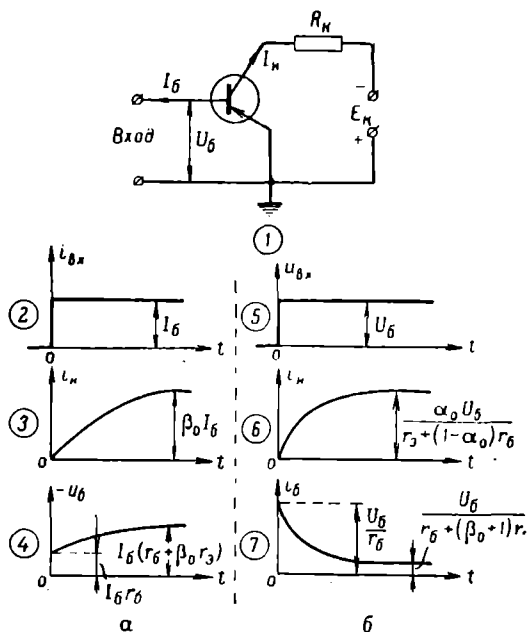
На рис. 3.60, а, эпюра 5 видно, какую форму имеет напряжение на участке эмиттер — база при воздействии ступеньки тока. В момент времени  $t=0$  оно равно произведению  $I_0 r_6$ . По мере роста тока коллектора напряжение  $U_5$  уменьшается. В установившемся режиме оно равно  $I_0 [r_3 + (1 - \alpha_0) r_6]$ .

Если на вход усилителя с общей базой подана ступенька напряжения  $U_3$  (рис. 3.60, б, эпюра 6), то переходный процесс длится дольше, чем при ступеньке тока, что объясняется ростом тока эмиттера. В начальный момент ток эмиттера равен  $\frac{U_3}{r_6}$ , а по мере роста тока коллектора уменьшается сопротивление в цепи тока эмиттера и растет ток эмиттера, что вызывает дальнейшее увеличение тока коллектора. В установившемся режиме ток эмиттера равен  $\frac{U_3}{[r_3 + (1 - \alpha_0) r_6]}$ , а ток коллектора в  $\alpha_0$  раз меньше. Сравнивая с предыдущим случаем (рис. 3.60, а), замечаем, что напряжение на эмиттере там уменьшилось, а здесь остается неизменным, а на эмиттерном переходе оно возрастает. Ток коллектора увеличивается по экспоненциальному закону с постоянной времени:

$$\tau'_\alpha = \frac{1}{\omega_\alpha \left( 1 - \alpha_0 + \frac{r_3}{r_6} \right)}.$$

Переходные процессы в транзисторе с общим эмиттером протекают аналогично. Так как ступенька положительного напряжения на эмиттере является и ступенькой отрицательного напряжения на базе, то, следовательно, переходный процесс в транзисторе с общим эмиттером при воздействии ступеньки напряжения  $U_6$

(рис. 3.61, б, эпюра 5) протекает так же и с той же постоянной времени  $\tau'_a$ , что и в схеме с общей базой. При этом ток базы в начальный момент имеет максимальное значение  $\frac{U_6}{r_6}$ , а затем он уменьшается до установившегося значения  $\frac{U_6}{[r_6 + (\beta_0 + 1)r_3]}$ .



**Рис. 3.61.** Переходные процессы в схеме реостатного усилителя с общим эмиттером при воздействии ступеньки тока (а) и ступеньки напряжения (б):

1 — схема усилителя; 2 — ступенька тока; 3 и 6 — зависимости тока коллектора от времени; 4 — зависимость напряжения на базе от времени; 5 — ступенька напряжения; 7 — зависимость тока базы от времени

При воздействии ступеньки тока  $I_6$  (рис. 3.61, а, эпюра 2) ток коллектора возрастает по экспоненциальному закону:

$$i_k = \beta_0 I_6 \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_p}} \right)$$

с постоянной времени

$$\tau_p = \frac{1}{1 - \alpha_0} \cdot \frac{1}{\omega_a} = (\beta_0 + 1) \tau_a \approx \beta_0 \tau_a = \tau_p$$

равной времени жизни дырок в базе  $\tau_p$ . Постоянная времени  $\tau_p$  несколько больше  $\tau'_a$ , что объясняется увеличением напряжения

на базе и, следовательно, на эмиттерном переходе. В момент времени  $t=0$  напряжение  $U_6 = I_6 r_6$ , а установившееся значение напряжения на базе равно  $I_6 [r_6 + (\beta_0 + 1) r_3]$ .

Переходные процессы в схеме усилителя с общим коллектором показаны на рис. 3.62. Ток эмиттера возрастает в момент подачи

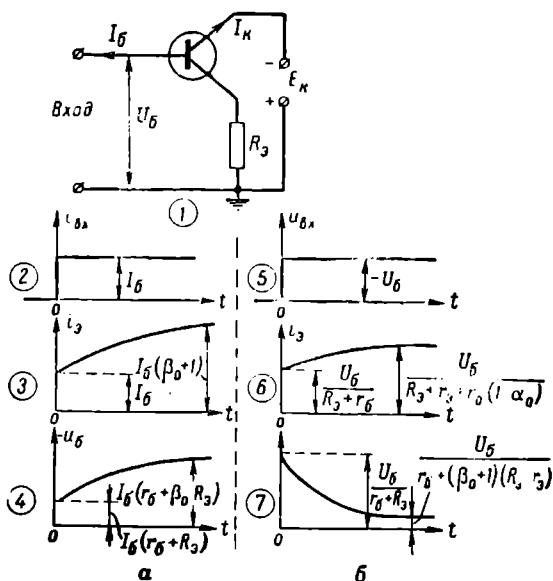


Рис. 3.62. Переходные процессы в схеме реостатного усилителя с общим коллектором при воздействии ступеньки тока (а) и ступеньки напряжения (б):

1 — схема усилителя; 2 и 5 — ступеньки тока и напряжения; 3 и 6 — зависимости тока эмиттера от времени; 4 — зависимость напряжения на базе от времени; 7 — зависимость тока базы от времени

ступеньки тока или напряжения также ступенькой, а затем по экспоненциальному закону, т. е.

$$i_э = I_6 + \beta_0 I_6 \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_p}} \right).$$

Постоянная времени при воздействии ступеньки тока та же, что и для схемы с общим эмиттером, т. е.  $\tau_p = \tau_p$ , а при воздействии ступеньки напряжения она равна

$$\tau_a = \frac{r_6 + R_3}{r_э + R_3 + r_6(1 - a_0)} \cdot \frac{1}{\omega_a} \approx \frac{1}{\omega_a}.$$

При рассмотрении переходных процессов в транзисторе не учитывалось влияние коллекторной емкости  $C_k$ . Заряд (или раз-

ряд) этой емкости через сопротивление нагрузки приводит к дополнительному увеличению длительности переходных процессов, что эквивалентно увеличению постоянной времени, которая для схемы с общей базой определяется формулой

$$\tau_{\alpha\beta} = \tau_{\alpha} + C_{\kappa}R_{\kappa}, \quad (3.66)$$

а для схем с общим эмиттером

$$\tau_{\beta\beta} = \tau_{\beta} + \beta_0 C_{\kappa}R_{\kappa}. \quad (3.67)$$

## 2. Реостатный усилитель импульсов

Для усиления импульсов обычно используется схема с общим эмиттером (рис. 3.63, а). Сопротивление коллекторной нагрузки в импульсных усилителях обычно не велико. Поэтому можно не учитывать большое сопротивление  $r_{\kappa}(1 - \alpha_0)$  и для расчета длительности фронта использовать эквивалентную схему (рис. 3.63, б).

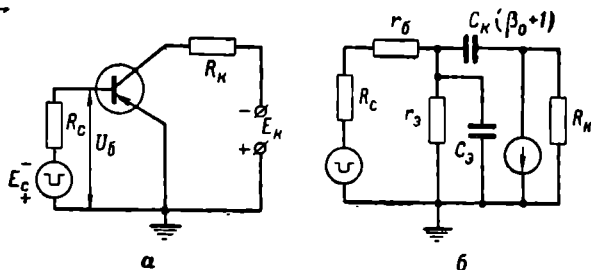


Рис. 3.63. Реостатный импульсный усилитель с общим эмиттером (а) и его эквивалентная схема (б)

Будем считать, что на входе усилителя включен генератор прямоугольных импульсов напряжения с внутренним сопротивлением  $R_C$ , амплитуда входного импульса не велика, а напряжение  $U_B$  в исходном режиме равно нулю.

Исходный режим импульсного усилителя выбирается в зависимости от полярности усиливаемых импульсов и может быть в области отсечки, активной области или на линии критического режима. Обеспечивается он специальным источником постоянного тока или выбором параметров схемы ( $R_B$ ,  $R_C$ ). Физические процессы при усилении импульсов протекают аналогично при любом исходном режиме, а поэтому рассмотрим подробно случай усиления отрицательных импульсов (рис. 3.64).

В исходном режиме в цепях транзистора протекают небольшие токи и можно считать, что напряжение  $U_{\kappa} = -E_{\kappa}$ .

В момент  $t_1$  на вход усилителя подается ступенька напряжения  $-U_B$  и начинаются переходные процессы, в течение которых устанавливаются в транзисторе токи  $I_B$ ,  $I_{\kappa}$ ,  $I_{\beta}$ , а напряжение на коллекторе увеличивается от  $-E_{\kappa}$  до  $-U_{\kappa}$ . Усилительные

свойства каскада, рассмотренные выше, остаются справедливыми и для усиления импульсов, поэтому определим здесь лишь длительность фронта импульса  $t_{\phi}$ . Переходные процессы длятся четыре—пять постоянных времени. Длительность фронта импульса принято отсчитывать между уровнями 0,1—0,9 от амплитудного значения

выходного тока (напряжения). При этом длительность фронта равна 2,2 постоянных времени.

С учетом коллекторной емкости и сопротивления источника сигнала длительность фронта импульса определяется по формуле

$$t_{\phi} = 2,2 (\tau_p + \beta_0 C_K R_K) \frac{R_c + r_6}{R_c + r_6 + r_3}.$$

Можно пользоваться приближенной формулой

$$t_{\phi} \approx 2,2 (\tau_p + \beta_0 C_K R_K). \quad (3.68)$$

Если нагрузка усилителя имеет емкость  $C_n$ , то в формулу (3.68) подставляется  $C_K + C_n$ . Так как сопротивление нагрузки  $R_K$  невелико (1—3 ком), то обычно произведение  $\beta_0 C_K R_K$  измеряется единицами микросекунд, что значительно меньше времени жизни  $\tau_p$ . Поэтому длительность фронтов импульса можно определять по приближенной формуле

$$t_{\phi} \approx 2,2 \tau_p. \quad (3.69)$$

В момент  $t_2$  (рис. 3.64) входной импульс оканчивается и транзистор возвращается в исходное состояние. Этот процесс можно рассматривать как переходный, происходящий под действием положительного перепада напряжения  $U_{61}$  (от  $-U_{61}$  до нуля). Длительность заднего фронта определяется формулой (3.69).

Для уменьшения длительности фронтов импульса в транзисторных усилителях, как и в ламповых, применяется частотная коррекция. Основным типом коррекции является применение ООС. Чаще всего для этого используется усилитель с эмиттерной обратной связью (рис. 3.59, а, б). Коррекция позволяет уменьшить длительность фронтов в  $\frac{a}{b}$  раз, где

$$a = 1 + \frac{R_3}{R_c + r_6};$$

$$b = 1 + \frac{(\beta_0 + 1) R_3}{R_c + r_6 + (\beta_0 + 1) r_3}.$$

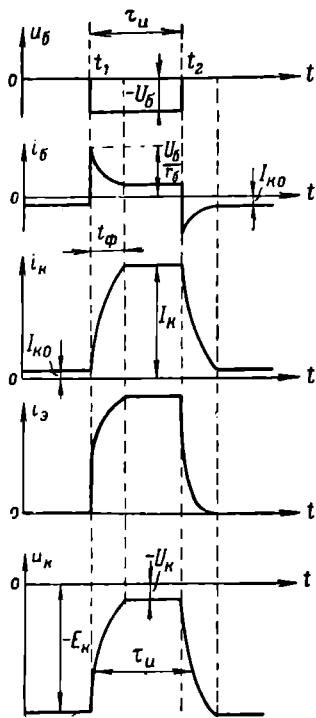


Рис. 3.64. Графики процессов, происходящих в резонантном импульсном усилителе

Еще большее уменьшение постоянной времени можно получить, если параллельно сопротивлению  $R_c$  включить конденсатор небольшой емкости, который снимает ООС на высоких частотах. Это обеспечивает подъем усиления на высоких частотах и, следовательно, уменьшение  $t_{\phi}$ .

В качестве импульсного усилителя можно применять эмиттерный повторитель. Длительность фронта его импульса определяется формулой

$$t_{\phi} = 2,2\tau_p \frac{R_c}{R_c + \beta_0 R_э}$$

Если внутренние сопротивления источника сигнала близки к нулю, то  $t_{\phi} = 2,2\tau_p$ . Такой же результат будет и в схеме с общей базой при подаче ступеньки эмиттерного тока.

### 3. Ключевой режим работы транзистора

В радиотехнических схемах часто используется ключевой режим работы транзистора. Простейшая схема транзисторного ключа (рис. 3.65, а) подобна схеме реостатного усилителя. Отличие состоит в том, что реостатный усилитель работает в активной области II (рис. 3.65, б), где транзистор обладает усилительными свойствами, а в ключевом режиме область II является переходной.

Через эту область рабочая точка проходит очень быстро, а в областях отсечки I и насыщения III задерживается долго. Для ключевого режима характерно закрытое состояние транзистора и насыщенное. Закрытое состояние транзистора, или режим отсечки, обеспечивается источником, напряжение которого выбирается таким, чтобы выполнялось условие

$$E_б - I_{к0 \text{ макс}} R_б > 0,$$

т. е.

$$E_б > I_{к0 \text{ макс}} R_б,$$

где  $I_{к0 \text{ макс}}$  — максимальное значение тока коллектора при  $I_б = 0$ .

В режиме отсечки к обоим  $n-p$ -переходам приложены обратные напряжения:  $I_к = I_{к0}$ ,  $I_б \approx I_{к0}$ ,  $I_э \approx 0$ ,  $U_к = -E_к$ .

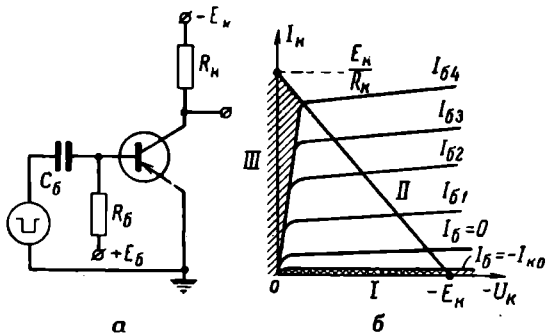


Рис. 3.65. Схема транзисторного ключа (а) и его нагрузочная характеристика (б):

I — область отсечки; II — активная область; III — область насыщения

Режим насыщения характеризуется тем, что ток коллектора максимальный и равный току насыщения  $I_{к.н} = \frac{E_k}{R_k}$ , ток базы  $I_{б.н} > \frac{I_{к.н}}{\beta_0}$ , напряжение на коллекторе близко к нулю, разность потенциалов между любыми двумя электродами имеет малое значение, и поэтому условно можно считать, что насыщенный транзистор стягивается в точку. На обоих переходах в режиме насыщения имеются прямые напряжения. Эмиттерный переход смещен в прямом направлении непосредственно входным сигналом, и на коллекторном переходе получается прямое смещение потому, что потенциал базы меньше нуля, а потенциал коллектора приблизительно равен нулю. При этом в базу инжектируют дырки через оба перехода, т. е. на ее обеих границах концентрация неравновесных носителей значительна (рис. 3.66). Оба электрода одновременно работают как в прямом, так и в инверсном включении.

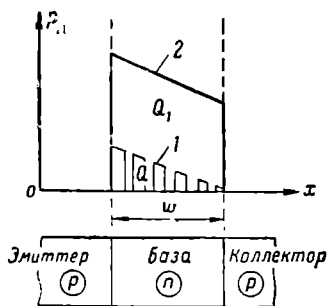


Рис. 3.66. Распределение концентрации дырок в базе: 1 — на границе насыщения при  $I_k = I_{к.н}$ ; 2 — в режиме насыщения при кажущемся токе коллектора  $\beta_0 I_{б1}$ ;  $Q = I_{к.н} \tau_0$  — заряд дырок при  $I = I_{к.н}$ ;  $Q_1$  — избыточный заряд

Это означает, что эмиттер инжектирует дырки в базу (выполняет роль эмиттера) и одновременно собирает те дырки, которые инжектируют коллектор (выполняет роль коллектора). Коллектор также одновременно выполняет роль и коллектора и эмиттера. Поэтому в состоянии насыщения транзистор характеризуется как нормальными параметрами  $\alpha$  и  $\omega_a$ , так и инверсными параметрами  $\alpha_i$  и  $\omega_{a_i}$ .

Переход транзистора из закрытого состояния в насыщение будем называть включением, а обратный переход — выключением транзистора. Очевидно, что ток коллектора при включении и выключении изменяется от  $I_{к0}$  до  $I_{кн}$  и обратно, а напряжение на коллекторе — соответственно от  $-E_k$  до нуля и обратно.

Для оценки быстродействия ключа определим длительности включения и выключения. Для этого предположим, что на вход

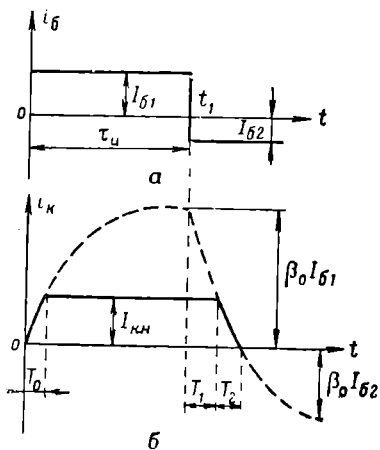


Рис. 3.67. Изменение тока коллектора транзисторного ключа (б) под действием импульса тока базы (а)

усилителя с общим эмиттером в момент времени  $t=0$  подается включающий ток  $I_{61}$  (рис. 3.67, а), а в момент времени  $t_1$  ток базы скачком изменяет направление и величину от  $I_{61}$  до  $I_{62}$ , т. е. скачок тока базы  $\Delta I_6 = I_{61} + I_{62}$ . Ток  $I_{62}$  будем называть выключающим (аналогично в схеме с общей базой включающий и выключающий токи соответственно обозначим  $I_{31}$  и  $I_{32}$ ). Если бы не было насыщения, то при подаче включающего сигнала  $I_{61}$  ток коллектора нарастал бы по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau_p = \tau_p$  от нуля до максимального значения  $\beta_0 I_{61}$ , а при подаче выключающего сигнала он спадал бы от  $\beta_0 I_{61}$  до  $-\beta_0 I_{62}$ , т. е. происходили бы такие же процессы, как и в импульсном усилителе.

При наличии насыщения ток коллектора изменяется по экспоненциальному закону в течение промежутка  $T_0$ , называемого временем включения, и промежутка  $T_2$ , называемого временем спада (рис. 3.67, б). Между этими промежутками ток коллектора остается неизменным, равным току насыщения  $I_{к.н.}$ .

Время включения  $T_0$  определяется моментом достижения током коллектора значения  $0,9I_{к.н.}$ , а время  $T_2$  заканчивается в момент достижения током коллектора  $0,1I_{к.н.}$ . В соответствии с этим время включения  $T_0$  и спада  $T_2$  определяется по формулам:

для схемы с общим эмиттером:

$$\left. \begin{aligned} T_0 &= \tau_p \ln \frac{\beta_0 I_{61}}{\beta_0 I_{61} - 0,9 I_{к.н.}} ; \\ T_2 &= \tau_p \ln \frac{I_{к.н.} + \beta_0 I_{62}}{0,1 I_{к.н.} + \beta_0 I_{62}} ; \end{aligned} \right\} \quad (3.70)$$

для схемы с общей базой:

$$\left. \begin{aligned} T_0 &= \tau_a \ln \frac{\alpha_0 I_{31}}{\alpha_0 I_{31} - 0,9 I_{к.н.}} ; \\ T_2 &= \tau_a \ln \frac{I_{к.н.} + \alpha_0 I_{32}}{0,1 I_{к.н.} + \alpha_0 I_{32}} ; \end{aligned} \right\} \quad (3.71)$$

для схемы с общим коллектором:

$$\left. \begin{aligned} T_0 &= \tau_p \ln \frac{\alpha_0 I_{61}}{I_{61} - 0,9(1 - \alpha_0) I_{э.н.}} ; \\ T_2 &= \tau_p \ln \frac{I_{э.н.} + \beta_0 I_{62}}{0,1 I_{э.н.} + \beta_0 I_{62}} . \end{aligned} \right\} \quad (3.72)$$

Если  $I_{31} \gg \frac{I_{к.н.}}{\alpha_0}$  для схемы с общей базой и  $I_{61} \gg \frac{I_{к.н.}}{\beta_0}$  для схемы с общим эмиттером, то, как следует из формул (3.70) и (3.71), время включения при одинаковой нагрузке и при  $I_{вх} = I_{31} = I_{61}$  оказывается одинаковым для обеих схем и равным  $\tau_a \frac{I_{к.н.}}{I_{вх}}$ . Поэтому схема с общим эмиттером обычно обеспечивает меньшую длительность включения, так как условие  $I_{вх} \gg \frac{I_{к.н.}}{\beta_0}$  легко выполнимо, а условие  $I_{31} \gg \frac{I_{к.н.}}{\alpha_0}$  выполнить трудно.



Время спада  $T_2$  уменьшается с увеличением выключающих токов  $I_{62}$  и  $I_{32}$ . Если выключающий сигнал не подается ( $I_{62}=0$ ), то время спада определяется лишь постоянной времени  $\tau_p$  или  $\tau_a$ , как и для импульсного усилителя.

Время выключения транзистора состоит из времени рассасывания неосновных носителей из базы  $T_1$  и времени спада  $T_2$ . В момент  $t_1$  подачи выключающего сигнала ток коллектора не может измениться, так как в базе имеется значительный заряд неравновесных носителей, а на коллекторном переходе — прямое смещение, которое изменяется только с изменением концентрации дырок в базе. В течение промежутка времени  $T_1$  происходят уменьшение концентрации дырок в базе за счет их рекомбинации и восстановление равновесного значения высоты потенциального барьера коллекторного перехода; ток коллектора при этом остается неизменным.

Время рассасывания  $T_1$  определяется по формулам: для схемы с общим эмиттером

$$T_1 = \tau_n \ln \frac{I_{61} + I_{62}}{\frac{I_{к.н}}{\beta_0} + I_{62}}; \quad (3.73)$$

для схемы с общей базой

$$T_1 = \tau_n \ln \frac{I_{31} + I_{32}}{\frac{I_{к.н}}{\alpha_0} + I_{32}}$$

для схемы с общим коллектором

$$T_1 = \tau_n \ln \frac{I_{61} + I_{62}}{I_{62} + I_{3.н}(1 - \alpha_0)},$$

где

$$\tau_n = \frac{\omega_a + \omega_{ai}}{\omega_a \omega_{ai} (1 - \alpha_0 \alpha_{oi})}.$$

Для качественных оценок можно считать  $\tau_n = \tau_p$ .

Если длительность импульса меньше  $3\tau_n$ , то транзистор не успевает войти в полное насыщение, т. е. кажущийся коллекторный ток не успевает принять максимального значения  $\beta_0 I_{61}$  и время рассасывания будет меньше  $T_1$ , определенного по формуле (3.73).

На переходные процессы в транзисторном ключе влияет температура. С увеличением температуры увеличивается ток  $I_{к0}$ , уменьшается поверхностная рекомбинация и увеличиваются  $\tau_p$  и  $\beta_0$ . Поэтому при увеличении температуры уменьшается время включения и увеличивается время выключения.

Для учета влияния коллекторной емкости  $C_K$  на переходные процессы в схеме с общей базой следует к постоянной времени прибавить произведение  $C_K R_K$ , а в схеме с общим эмиттером  $\beta_0 C_K R_K$ .

Чтобы время включения  $T_0$  было малым, включающий сигнал должен быть большим, а чтобы время рассасывания  $T_1$  было малым, включающий ток должен быть малым. Это противоречивое требование реализуется в схеме ключа с цепью  $RC$  на входе

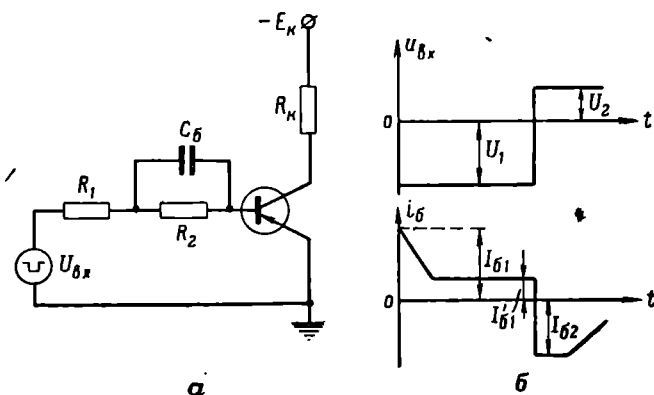


Рис. 3.68. Схема ключа с цепью  $RC$  (а) и графики входного напряжения и тока базы (б)

(рис. 3.68, а). Входное напряжение такого ключа обычно имеет прямоугольную форму (рис. 3.68, б). Ток  $I_{\delta 1}$ , которым определяется время  $T_0$ , можно рассчитать по формуле

$$I_{\delta 1} = \frac{U_1}{R_1 + r_6} \approx \frac{U_1}{R_1},$$

а ток  $I'_{\delta 1}$ , которым определяется степень насыщения и длительность  $T_1$ , определяется формулой

$$I'_{\delta 1} = \frac{U_1}{R_1 + R_2},$$

так как конденсатор  $C_6$  успевает зарядиться. Можно так подобрать величину тока  $I'_{\delta 1}$ , чтобы величина  $\beta_0 I'_{\delta 1}$  лишь незначительно превышала ток  $I_{к.п.}$ . В этом случае  $T_1 \approx 0$ .

В момент подачи на вход положительного напряжения  $U_2$  возникает большой обратный ток базы (только при наличии насыщения)  $I_{\delta 2}$ , величина которого определяется внешними элементами схемы, т. е.

$$I_{\delta 2} = \frac{U_2 + U_{C\delta}}{R_1},$$

что обеспечивает малое время выключения.

Из-за разброса величин  $\beta_0$  и изменения температуры реализовать преимущества схемы рис. 3.68 можно лишь при индивиду-

альном подборе параметров для каждого транзистора. Более удобным является применение ненасыщенных ключей, в которых время  $T_1=0$ . Это достигается с помощью нелинейной отрицательной обратной связи (рис. 3.69). Пока диод  $D$  заперт, ООС не действует и схема ведет себя, как обычный ключевой каскад. Выбрав

большой входной ток  $I_{б1}$ , можно получить малое время  $T_0$ . Когда напряжение на коллекторе окажется чуть меньше падения напряжения, создаваемого входным током на сопротивлении  $R$ , диод  $D$  отпирается и коллектор оказывается соединенным практически накоротко ( $R$  — мало) с базой. Создается 100-процентная ООС, при которой коэффициент усиления по току

$$K_{ic} = \frac{K_I}{1 + K_I} = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0} = \alpha_0$$

становится меньше единицы, т. е. схема с общим эмиттером превращается в схему с общей базой. При этом насыщения не наступает, так как потенциал коллектора не может быть выше потенциала базы.

Сопротивление  $R$  можно заменить диодом  $D_1$ , падение напряжения на котором должно быть больше, чем на диоде  $D$ .

Для уменьшения времени восстановления напряжения на коллекторе, а также для устранения влияния температурных изменений тока  $I_{к0}$  на величину напряжения на коллекторе применяется фиксирование напряжения запертого транзистора на уровне  $-E_{к1}$ , причем  $|E_{к1}| < E_{к}$  (рис. 3.70). Фиксирование осуществляется с помощью диода  $D_1$ , который отпирается, как только напряжение  $U_{к}$  достигает величины  $-E_{к1}$ . Фиксирование не устраняет насыщения транзистора.

Если в коллекторной цепи транзистора имеется индуктивная нагрузка, то при запираании транзистора на ней возникает ЭДС самоиндукции, которая складывается с напряжением коллекторного источника, в результате чего напряжение  $U_{к}$  может оказаться значительно больше допустимой величины. Появляется опасность пробоя, для устранения которой индуктивность шунтируется диодом  $D_2$ .

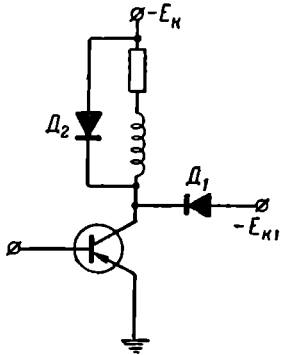


Рис. 3.70. Схема ключа с фиксированием коллекторного напряжения на отрицательном уровне и применением шунтирующего диода

Рис. 3.69. Схема ненасыщенного ключа

## § 8. ИМПУЛЬСНЫЕ СХЕМЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

### 1. Триггер

Триггер (рис. 3.71) имеет два устойчивых состояния. В одном устойчивом состоянии транзистор  $T_1$  открыт и насыщен, а транзистор  $T_2$  закрыт и в цепях его коллектора и базы протекает ток  $I_{к0}$ . Во втором устойчивом состоянии транзистор  $T_1$  закрыт, а транзистор  $T_2$  открыт и насыщен. Переход из одного устойчивого состояния в другое происходит под действием пусковых импульсов. Открытый транзистор можно условно считать узловой точкой, и тогда для токов коллектора и базы можно написать такие выражения:

$$I_k = \frac{E_k}{R_k} - \frac{E_6 - I_{к0}R_6}{R_6 + R}; \quad (3.74)$$

$$I_6 = \frac{E_k - I_{к0}R_k}{R_k + R} - \frac{E_6}{R_6}, \quad (3.75)$$

где

$$R_k = R_{k1} = R_{k2}; \quad R = R_1 = R_2;$$

$$R_6 = R_{61} = R_{62}; \quad C = C_1 = C_2.$$

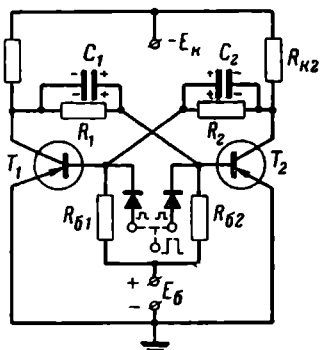


Рис. 3.71. Схема триггера

Напряжение на коллекторе закрытого транзистора близко к  $-E_k$ . Оно определяется формулой

$$U_k = (E_k - I_{к0}R_k) \frac{R}{R + R_k}. \quad (3.76)$$

Напряжение на базе закрытого транзистора больше нуля. Для надежного запирающего необходимо так подобрать параметры схемы, чтобы напряжение на базе было больше некоторой величины  $U_{60}$ , которая обычно выбирается в пределах 0,1—0,2 в. Следовательно,

$$U_6 = (E_6 - I_{к0}R_6) \frac{R}{R + R_6} > U_{60}. \quad (3.77)$$

Рассмотрим в общих чертах динамику работы триггера (рис. 3.72). Пуск триггера осуществляется кратковременными импульсами тока, подаваемыми на базу открытого транзистора через разделительный диод. Ток этот является обратным током базы, и поэтому он уменьшает концентрацию дырок в базе. Через некоторое время, равное времени рассасывания, транзистор  $T_1$  оказывается на границе насыщения, его коллекторный ток начинает убывать, а напряжение на коллекторе изменяется, стремясь к  $-E_k$ . Уменьшение напряжения на коллекторе транзистора  $T_1$  через конденсатор  $C_1$  передается на базу закрытого транзистора

ра  $T_2$ , и он начинает отпираться. При этом появится возрастающий ток  $I_{к2}$ , а напряжение  $U_{к2}$  начинает стремиться к нулю, т. е. повышаться.

Повышение напряжения на коллекторе транзистора  $T_2$  через конденсатор  $C_2$  передается на базу транзистора  $T_1$ , что вызывает уменьшение тока  $I_{к1}$ , понижение напряжения  $U_{к1}$ , т. е. уменьшение  $U_{б2}$ , и дальнейшее увеличение тока  $I_{к2}$  и т. д.

Таким образом, в течение некоторого промежутка времени  $t_0$ , называемого временем опрокидывания, оба транзистора оказываются отпертыми и между транзисторами действует положительная обратная связь, осуществляемая через емкостно-резистативные цепи. В результате действия положительной обратной связи, или регенерации, транзистор  $T_1$  быстро запирается, а транзистор  $T_2$  отпирается. За время опрокидывания напряжения на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  и на коллекторах транзисторов изменяются незначительно. После опрокидывания в течение некоторого времени, называемого длительностью фронта, устанавливаются напряжения на коллекторах и базах, соответствующие новому состоянию транзисторов, и происходит перезаряд емкостей. Напряжение на коллекторе запирающегося транзистора устанавливается по мере заряда конденсатора  $C_1$  базовым током отпирającegoся транзистора. Ток заряда этого конденсатора протекает по цепи  $+E_k$  (корпус)  $\rightarrow$  эмиттер  $\rightarrow$  база  $T_2 \rightarrow C_1 \rightarrow R_{к1} \rightarrow -E_k$ . Поэтому на базе отпирającegoся транзистора создается всплеск отрицательного напряжения. Постоянная времени заряда конденсатора определяется по формуле

$$\tau_c = C \frac{R_k R}{R_k + R} \approx CR_k.$$

Длительность фронта импульса напряжения на коллекторе запирающегося транзистора  $t_{\phi}^{(-)} = R_k C \ln \frac{E_k - U_{б0}}{0,1E_k}$ . Но так как  $U_{б0} \ll E_k$ , то

$$t_{\phi}^{(-)} \approx R_k C \ln 10 \approx 2,3R_k C. \quad (3.78)$$

Напряжение на коллекторе отпирającegoся транзистора устанавливается по мере роста тока коллектора. Последний растет тем быстрее, чем больше ток базы к моменту окончания опрокидывания, т. е. чем больше емкость конденсатора  $C$ . Длительность

фронта напряжения на коллекторе отпирающегося транзистора уменьшается с увеличением емкости конденсатора  $C$ . Ориентировочно она равна  $1,2-1,5 \tau_c$ . Постоянную времени  $\tau_c = R_k C$  можно подобрать так, что длительности обоих фронтов будут одинаковыми. Это будет при  $\tau_{c \text{ опт}} = 1,5 \tau_a$ , т. е.

$$R_k C_{\text{опт}} = 1,5 \tau_a \approx \frac{0,3}{f_a}.$$

Это соотношение позволяет выбрать оптимальное значение емкости конденсатора  $C$  по известной частоте  $f_a$  и выбранной величине сопротивления  $R_k$ .

Конденсатор  $C_2$  разряжается после опрокидывания через сопротивление  $R_{61}$ , открытый транзистор  $T_2$  и через сопротивление  $R_2$ . Постоянная времени цепи разряда определяется формулой

$$\tau'_c = C \frac{R_6 R}{R_6 + R}.$$

При этом создается всплеск положительного напряжения на базе запирающегося транзистора.

Таким образом, длительность переходных процессов в триггере состоит из времени рассасывания, времени опрокидывания, или регенерации,  $t_0$  и длительности фронта  $t_\phi$ . Время рассасывания можно свести к нулю применением ООС, устраняющей насыщение. Схема ненасыщенного триггера показана на рис. 3.73.

Длительность процесса опрокидывания равна приблизительно  $\tau_a$ , а длительность фронта при оптимальной постоянной времени  $R_k C = 1,5 \tau_a$  равна  $1,5 \tau_a \ln 10 = 3,5 \tau_a$ . Поэтому длительность переходных процессов  $t_{\text{п}} = 4,5 \tau_a$ .

Очевидно, что минимальный интервал между запускающими импульсами не должен превосходить  $t_{\text{п}} = 4,5 \tau_a$  и, следовательно, максимальная частота переключений не может превышать

$$F_{\text{макс}} = \frac{1}{4,5 \tau_a} = 1,3 f_a.$$

На быстродействие триггера, т. е. на величину  $F_{\text{макс}}$ , влияет еще ряд факторов. Если, например, напряжение на базе запертого транзистора велико, то быстродействие понижается, так как после окончания опрокидывания будет малым ток базы отпирающегося транзистора. Длительность фронта  $t_\phi^{(-)}$  растет из-за наличия коллекторной емкости транзистора и емкости нагрузки. Большая

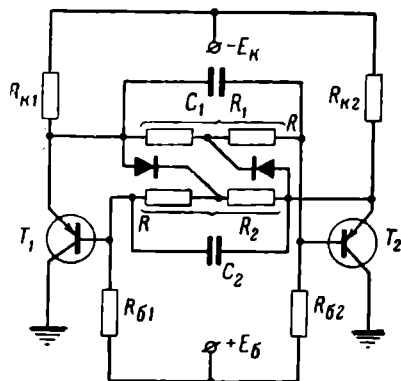


Рис. 3.73. Схема ненасыщенного триггера

длительность пускового импульса (малая скважность) уменьшает быстродействие потому, что не успевают перезарядиться емкости и увеличивается постоянное напряжение на базе запертого транзистора.

Если пусковой импульс очень короткий, то для запуска нужна большая амплитуда и, кроме того, процесс опрокидывания затягивается, так как с окончанием импульса уменьшается обратный ток базы запирающегося транзистора. Оптимальная длительность пускового импульса складывается из времени рассасывания и времени опрокидывания.

Исходя из всех факторов максимальную частоту переключений триггера берут равной

$$F_{\text{макс}} \approx 0,7f_{\alpha} \quad (3.79)$$

Запуск триггера импульсами, подаваемыми поочередно на базы транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  (рис. 3.71), называется разделным запуском. Для него нужны два отдельных источника входных сигналов. В некоторых случаях требуется счетный (симметричный) запуск триггера, при котором пусковые импульсы от одного источника одновременно подаются на базы обоих транзисторов, как показано на рис. 3.71 пунктиром.

Динамика работы триггера при счетном запуске несколько отличается от рассмотренной выше. Предположим, что транзистор  $T_1$  отперт, а транзистор  $T_2$  заперт. При этом напряжение на конденсаторе  $C_1$  мало ( $U_{C1} \approx E_6$ ), а напряжение на конденсаторе  $C_2$  велико ( $U_{C2} \approx E_{\kappa}$ ). При подаче пускового импульса транзистор  $T_1$  запирается, а транзистор  $T_2$  тоже остается запертым. По окончании пускового импульса оба транзистора отпираются и начинается опрокидывание. Оно идет в нужном направлении благодаря наличию ячеек памяти, роль которых выполняют конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$ . Действительно, за время действия пускового импульса напряжения на этих конденсаторах почти не изменились, если длительность пускового импульса не превышает времени запираения транзистора  $T_1$ . Поэтому ток базы транзистора  $T_2$ :

$$I_{\text{б}2} \approx \frac{E_{\kappa}}{R_{\kappa 1}}$$

оказывается значительно больше тока базы транзистора  $T_1$ :

$$I_{\text{б}1} \approx \frac{E_{\kappa} - U_{C2}}{R_{\kappa 2}},$$

а скорость нарастания тока  $I_{\kappa 2}$  больше скорости увеличения тока  $I_{\kappa 1}$ . На базу транзистора  $T_1$  поступает положительный перепад напряжения с коллектора транзистора  $T_2$ , в результате чего транзистор  $T_1$  запирается, а транзистор  $T_2$  отпирается. Так как опрокидывание происходит по окончании пускового импульса, то мак-

симальная частота запуска вдвое меньше, чем при раздельном запуске, т. е.

$$F_{\text{макс}} \approx 0,35f_a.$$

Чтобы этот недостаток устранить, применяется схема счетного запуска с управлением входными импульсами с помощью логических схем (рис. 3.74). В этом случае запускающий импульс поступает с общего (счетного) входа только на базу отпертого транзистора и поэтому динамические процессы происходят так же, как и при раздельном запуске.

Остановимся кратко на выборе параметров триггера. Тип транзистора выбирается по заданной частоте переключений или по заданной амплитуде перепада напряжения на коллекторе, т. е. из условия  $F_{\text{макс}} = 0,7f_a$  или  $(1,2 \div 1,4) U_{\text{тк}} = E_{\text{к}}$ . Сопротивление  $R_{\text{к}}$  выбирается из условий

$$R_{\text{к}} \geq \frac{E_{\text{к}}}{I_{\text{к. доп}}} \text{ и } R_{\text{к}} \ll \frac{E_{\text{к}}}{I_{\text{к0}}}.$$

По величине сопротивления  $R_{\text{к}}$  определяется емкость  $C$  из условия  $R_{\text{к}}C = 1,5 \tau_a$ . Сопротивление  $R_{\text{б}}$  определяется из упрощенного условия (3.77), которое должно выполняться при максимальной температуре и максимальном токе  $I_{\text{к0}}$ , т. е.

$$R_{\text{б}} = \frac{E_{\text{б}}}{I_{\text{к0 макс}}}.$$

Напряжение  $E_{\text{б}}$  выбирается в пределах 1—2 в. Сопротивление  $R$  определяется из условия насыщения и выражения (3.74) при минимальном коэффициенте усиления  $\beta_{0 \text{ мин}}$  транзисторов данной партии, т. е.

$$R = \left( \frac{\beta_{0 \text{ мин}}}{1 + \beta_{0 \text{ мин}} \frac{I_{\text{к0 макс}}}{I_{\text{к. н}}}} - 1 \right) R_{\text{к}}$$

Кроме основной схемы триггера (рис. 3.71), существует ряд других схем. Некоторые из них показаны на рис. 3.75. Триггер с автоматическим смещением (рис. 3.75, а) имеет меньший перепад напряжения на коллекторе на величину смещения. Триггеры без смещения (рис. 3.75, б), с непосредственной связью (рис. 3.75, в) и на транзисторах *p-n-p*- и *n-p-n*-типов (рис. 3.75, г) не имеют

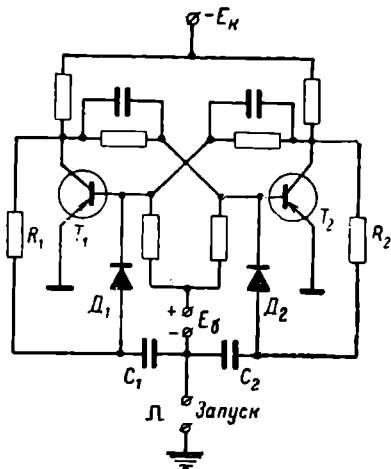


Рис. 3.74. Схема триггера со счетным запуском и логическими схемами



ламповых аналогов. Последние (рис. 3.75, *г*) отличаются тем, что оба транзистора либо открыты, либо закрыты.

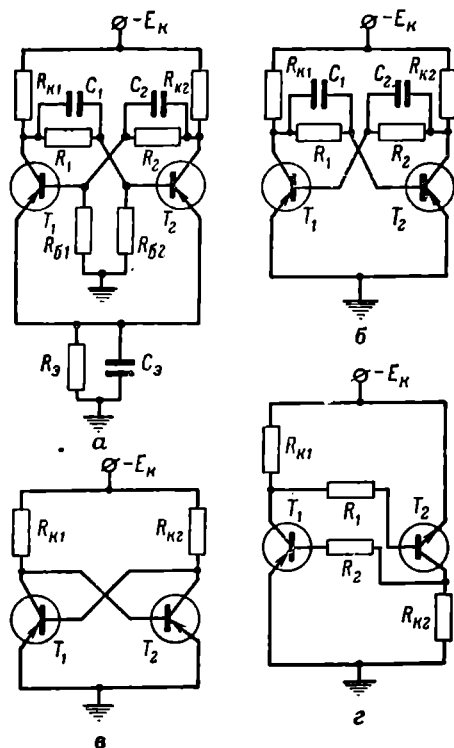


Рис. 3.75. Схемы триггеров:  
*а* — с автоматическим смещением; *б* — без смещения; *в* — с непосредственной связью; *г* — на транзисторах *p-n-p*- и *n-p-n*-типов

## 2. Автоколебательный мультивибратор

Цикл работы мультивибратора, как и триггера, состоит из чередования быстрых и медленных процессов. Быстрые процессы составляют регенеративную стадию, длительность которой равна примерно  $1,5\tau_c$ . На этой стадии оба транзистора (рис. 3.76) находятся в активной области и между ними существует положительная обратная связь. В стадии медленных процессов происходит перезаряд конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ , один из транзисторов заперт, а другой насыщен, т. е. оба транзистора являются пассивными элементами схемы.

Рассмотрим в общих чертах работу мультивибратора. Предположим, что в момент  $t=0$  закончилась регенерация, транзистор  $T_1$

отперся, а транзистор  $T_2$  заперся и начались медленные процессы (рис. 3.77). Конденсатор  $C_1$  перезаряжается по цепи:  $+E_K$  (корпус)  $\rightarrow$  эмиттер  $\rightarrow$  коллектор  $T_1 \rightarrow R_{\delta 2} \rightarrow -E_K$ . Напряжением на конденсаторе  $C_1$  является и напряжением на базе транзистора  $T_2$ . Это напряжение удерживает транзистор  $T_2$  запертым. По мере перезаряда конденсатора  $C_1$  потенциал его правой обкладки,

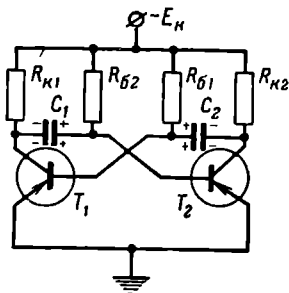


Рис. 3.76. Схема автоколебательного мультивибратора

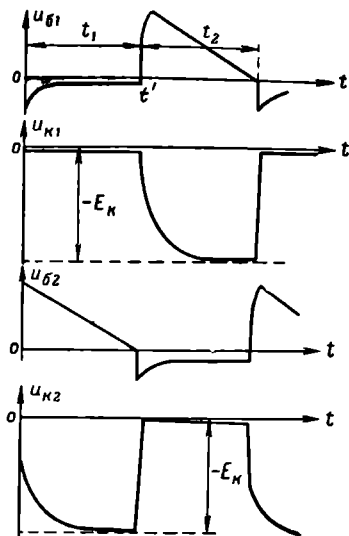


Рис. 3.77. Графики напряжений в схеме мультивибратора

присоединенной к базе транзистора  $T_2$ , стремится к  $-E_K$ . В цепи коллектора транзистора  $T_1$  протекает ток

$$I_{K1} = \frac{E_K}{R_K} + \frac{E_K + U_{C1}}{R_{\delta 2}},$$

а в цепи его базы протекает ток, равный в начальный момент (пока конденсатор  $C_2$  не заряжен):

$$I_{\delta 1} = \frac{E_K(R_{\delta 1} + R_{K2})}{R_{\delta 1}R_{K2}}.$$

По мере заряда конденсатора  $C_2$  этот ток уменьшается и принимает установившееся значение  $\frac{E_K}{R_{\delta 1}}$ . Поэтому напряжение на базе транзистора  $T_1$  вначале принимает некоторую значительную отрицательную величину, а затем становится близким к нулю.

Напряжение на коллекторе транзистора  $T_2$  является и напряжением на конденсаторе  $C_2$  (при насыщенном транзисторе  $T_1$ ). Оно принимает значение, равное  $-E_K$  через  $5C_2R_{K2}$ . В цепи коллектор — база транзистора  $T_2$  протекает ток  $I_{K0}$ . Поэтому постоянная времени цепи перезаряда конденсатора  $C_1$  несколько меньше

$C_1 R_{62}$ . В некоторый момент  $t'$  напряжение на базе транзистора  $T_2$  станет равным нулю, а точнее  $u_{к1} + u_{с1} = 0$ . С этого момента начинается регенерация: транзистор  $T_2$  отпирается и насыщается, а транзистор  $T_1$  запирается. Опрокидывание начинается с отпирания транзистора  $T_2$  и появления там тока базы  $I_{62} = \frac{E_k}{R_{62}}$ . Этот ток остается неизменным в течение всей стадии регенерации. Рост тока коллектора происходит, следовательно, при постоянном токе базы. С ростом тока  $I_{к2}$  повышается (стремится к нулю) напряжение на коллекторе транзистора  $T_2$ . Повышение напряжения передается на базу транзистора  $T_1$  и усиливается этим каскадом. С коллектора напряжение передается на базу транзистора  $T_2$  и еще раз усиливается. Усиленное двумя каскадами напряжение возвращается на коллектор транзистора  $T_2$ . Так замыкается цепь положительной обратной связи и происходит быстрое опрокидывание схемы. Далее следуют медленные процессы заряда конденсатора  $C_1$  и перезаряда конденсатора  $C_2$ .

Длительность отрицательного фронта импульса (уменьшения напряжения на коллекторе от нуля до  $-E_k$ ) равна  $2,2 R_{к1} C_1$  или  $2,2 R_{к2} C_2$ . Длительность положительного фронта импульса (увеличения напряжения от  $-E_k$  до нуля) без учета коллекторной емкости равна сумме времени рассасывания и времени регенерации, что составляет примерно  $3\tau_a$ .

Период колебаний мультивибратора состоит из времени  $t_1$  перезаряда конденсатора  $C_1$  и времени  $t_2$  перезаряда конденсатора  $C_2$ . Он определяется по формуле

$$T = C_1 R_{62} \ln \frac{2E_k + I_{к0}(R_{62} - R_{к2})}{E_k + I_{к0} R_{62}} + C_2 R_{61} \ln \frac{2E_k + I_{к0}(R_{61} - R_{к1})}{E_k + I_{к0} R_{61}}.$$

Из этой формулы видно, что период колебаний уменьшается с увеличением температуры. Большей температурной стабилизацией обладают мультивибраторы на кремниевых транзисторах.

Если не учитывать влияния тока  $I_{к0}$  на период колебаний, то получим упрощенную формулу:

$$T = 0,7 C_1 R_{62} + 0,7 C_2 R_{61}. \quad (3.80)$$

Для симметричного мультивибратора ( $C_1 = C_2 = C$ ,  $R_{61} = R_{62} = R_6$ ,  $R_{к1} = R_{к2} = R_k$ ) эта формула имеет вид:

$$T = 1,4 C R_6.$$

Минимальный период колебаний

$$T_{\min} = 1,4 (C R_6)_{\min}.$$

Для выполнения условия насыщения необходимо, чтобы  $R_{6, \min} = \beta_{\min} R_k$ . Чтобы конденсатор  $C$  не терял свой заряд за время рассасывания и регенерации, необходимо выполнить условие  $(C R_k)_{\min} = 3\tau_a$ , т. е.  $\left(C \frac{R_6}{\beta}\right)_{\min} = 3\tau_a$  и  $(C R_6)_{\min} = \beta \cdot 3\tau_a$ .

Тогда

$$T_{\text{мин}} = 4,2\beta\tau_a.$$

Максимальная частота автоколебаний

$$F_{\text{макс}} = \frac{1}{T_{\text{мин}}} = 1,5f_{\beta}. \quad (3.81)$$

Скважность импульсов мультивибратора

$$Q = \frac{t_1 + t_2}{t_1} = 1 + \frac{C_2 R_{\beta 1}}{C_1 R_{\beta 2}}.$$

Чтобы напряжение на коллекторе транзистора  $T_2$ , т. е. на конденсаторе  $C_2$ , успело принять значение  $-E_K$ , необходимо выполнить условие  $3 R_K C_2 < 0,7 R_{\beta 2} C_1$ , т. е.  $C_2 < 0,23 C_1 \frac{R_{\beta 2}}{R_K}$ . Учитывая это и условие насыщения ( $R_{\beta} \leq \beta_0 R_K$ ), получим:

$$Q_{\text{макс}} = 1 + 0,23\beta_0 \approx 0,23\beta_0.$$

Ориентировочный выбор параметров мультивибратора может быть произведен следующим образом. Тип транзистора выбирается по заданной частоте автоколебаний (формула 3.81) и допустимому напряжению на коллекторе. Надо иметь в виду, что максимальное напряжение между базой и коллектором запятого транзистора равно  $2E_K$ , а амплитуда выходного импульса равна  $E_K$ . Сопротивление  $R_K$  выбирается так же, как и для триггера, а сопротивление  $R_{\beta}$  — из условия насыщения ( $R_{\beta} \approx \beta_0 R_K$ ). Емкости конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  выбираются из выражения (3.80) по заданному периоду и скважности.

Если необходимо получить прямоугольные выходные импульсы, то применяется схема с зарядными сопротивлениями и диодами (рис. 3.78). Заряд конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  происходит не через сопротивления  $R_{K1}$  и  $R_{K2}$ , а через зарядные сопротивления  $R_{зар}$ , так как диоды запираются. При разряде конденсаторов диоды отпираются и поэтому коллекторной нагрузкой являются два параллельно включенные сопротивления  $R_K$  и  $R_{зар}$ .

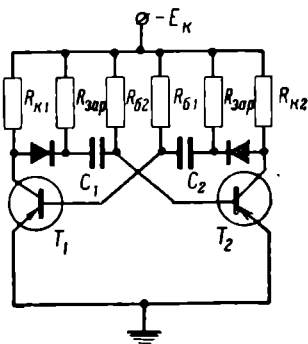


Рис. 3.78. Схема автоколебательного мультивибратора с зарядными сопротивлениями и диодами

### 3. Ждущий мультивибратор

В радиоэлектронных устройствах применяются две основные схемы ждущих мультивибраторов — это схема с коллекторно-базовой связью (рис. 3.79, а) и схема с эмиттерной связью

(рис. 3.79, б). По принципу действия они почти не различаются, а поэтому рассмотрим более подробно работу мультивибратора с коллекторно-базовыми связями.

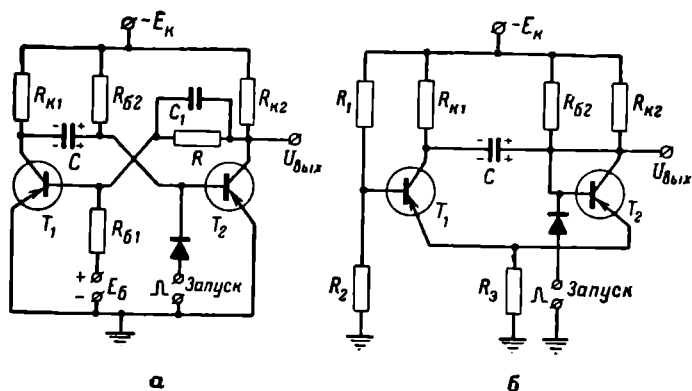


Рис. 3.79. Схемы ждущих мультивибраторов:  
а — с коллекторно-базовыми связями; б — с эмиттерной связью

В исходном состоянии транзистор  $T_1$  заперт, напряжение на его базе

$$U_{б1} = E_б \frac{R}{R_{б1} + R} - I_{к0} \frac{R_{б1}R}{R_{б1} + R}$$

положительно, напряжение на коллекторе  $-E_k$ , конденсатор  $C$  заряжен до напряжения  $U_C = -E_k$ . Транзистор  $T_2$  открыт, ток базы  $I_{б2} = \frac{E_k}{R_{б2}}$ , ток коллектора  $I_k = \frac{E_k}{R_{к2}}$ , напряжение  $U_{к2} \approx 0$ , конденсатор  $C_1$  практически разряжен (рис. 3.80).

Пусковой импульс подается на базу транзистора  $T_2$ . При этом возникает регенеративный процесс, в результате которого транзистор  $T_2$  запирается, а транзистор  $T_1$  отпирается. Затем в течение времени  $\tau_k$  транзистор  $T_2$  удерживается запертым напряжением на конденсаторе  $C$ , который стремится перезарядиться до напряжения  $+E_k$ . Постоянная времени перезаряда  $\tau_c = CR_{б2}$ . Как только напряжение  $U_{б2}$  станет равным нулю, происходит новый регенеративный процесс, в результате которого схема возвращается в исходное состояние. В течение  $(3 \div 5)CR_{к1}$  напряжение на конденсаторе  $C$  и на коллекторе транзистора  $T_1$  достигает значения  $-E_k$ .

Длительность импульса можно определить по приближенной формуле

$$\tau_k \approx 0,7R_{б2}C. \quad (3.82)$$

Выходные импульсы снимаются с коллектора транзистора  $T_2$ . Длительность фронтов импульса равна нескольким  $\tau_k$ .

Мультивибратор с эмиттерной связью отличается от рассмотренного выше следующим. В исходном состоянии транзистор  $T_1$  удерживается запертым напряжением  $U_0$ , создаваемым на сопротивлении  $R_0$  током эмиттера транзистора  $T_2$ . Напряжение на коллекторе открытого транзистора  $T_2$  равно  $U_0$  ( $U_0 = \frac{E_K R_0}{R_{K2} + R_0}$ ).

В цепи базы транзистора  $T_1$  имеется делитель  $R_1, R_2$ , который обеспечивает подачу смещения ( $U_0$ ) на базу и замыкание цепи тока базы. В отличие от лампового мультивибратора этот делитель практически не влияет на длительность импульса. При запертом транзисторе  $T_1$  на сопротивлении  $R_2$  делителя создается напряжение

$$E_0 \approx \frac{E_K R_2}{R_1 + R_2},$$

которое является прямым для эмиттерного перехода транзистора  $T_1$ . Следовательно, в исходном режиме

$$U_{01} = U_0 - E_0 > 0.$$

Длительность импульса определяется приближенной формулой

$$\tau_n \approx 0,7CR_0.$$

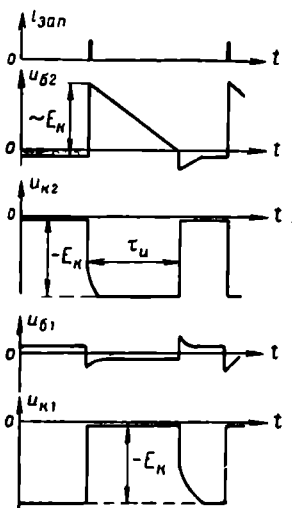


Рис. 3.80. Графики напряжений в схеме ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями

#### 4. Блокинг-генератор

Блокинг-генератор представляет собой генератор кратковременных импульсов большой скважности. Он может работать в автоколебательном, в ждущем режиме, а также в режиме синхронизации. Эти режимы подобны соответствующим режимам ламповых блокинг-генераторов, поэтому рассмотрим лишь автоколебательный режим.

Основная схема блокинг-генератора показана на рис. 3.81. В этой схеме сопротивление  $R_H$  учитывает как нагрузку, так и потери в трансформаторе. Если активная нагрузка  $R'_H$  присоединена с помощью третьей обмотки трансформатора, то она пересчитывается в коллекторную цепь по формуле

$$R_H = n_1^2 R'_H,$$

где  $n_1$  — коэффициент трансформации.

Емкость  $C_H$  учитывает как емкость нагрузки, так и коллекторную емкость  $C_K$ .

Физические процессы, происходящие в блокинг-генераторе, состоят из быстрых регенеративных процессов формирования фрон-

тов импульсов, относительно медленного процесса формирования вершины импульса и медленного процесса разряда конденсатора  $C$ , или паузы (рис. 3.82).

Рассмотрение процессов удобно начинать с паузы. Будем считать, что в результате формирования предыдущего импульса конденсатор  $C$  зарядился до некоторого напряжения  $U_{C0}$ . Во время паузы конденсатор перезаряжается — потенциал его обкладки, присоединенной к базе, стремится к  $-E_k$ . Ток перезаряда конденсатора проте-

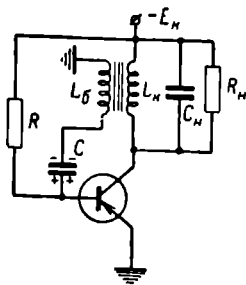


Рис. 3.81. Схема блокинг-генератора

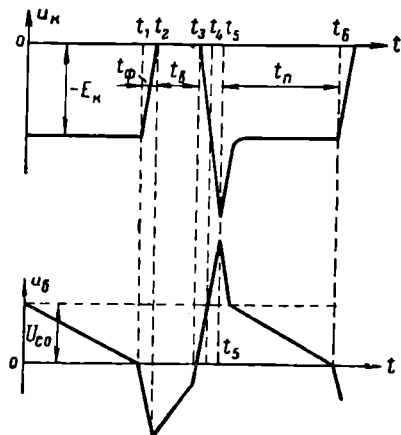


Рис. 3.82. Графики напряжений в схеме блокинг-генератора

кает по цепи: корпус  $\rightarrow L_б \rightarrow C \rightarrow R \rightarrow -E_k$ . Обычно сопротивление  $R$  достаточно велико, и поэтому обмотка  $L_б$  не влияет на длительность паузы. Транзистор во время паузы заперт. В цепи его коллектора и базы протекает ток  $I_{к0}$ , который влияет на скорость перезаряда и длительность паузы между импульсами. Расчеты показывают, что длительность паузы (от момента  $t_5$  до момента  $t_6$ ) можно определить по формуле

$$t_n = RC \ln \frac{U_{C0} + E_k + I_{к0}R}{E_k + I_{к0}R}. \quad (3.83)$$

При  $R \rightarrow \infty$

$$t_{n, \text{ макс}} = \frac{CU_{C0}}{I_{к0}}.$$

Начальное напряжение на конденсаторе  $U_{C0}$  обычно принимают равным  $\frac{E_k}{n}$ , где  $n = \frac{w_k}{w_б}$  — коэффициент трансформации.

В некоторый момент  $t_1$  напряжение на базе достигает нуля. С этого момента начинается регенеративный процесс, обусловленный сильной положительной обратной связью между коллекторной и базовой цепями, осуществляемой через импульсный трансформатор.

Сущность регенеративного процесса состоит в том, что возрастающий ток коллектора индуцирует в обмотке  $L_6$  возрастающую ЭДС взаимной индукции, которая приложена к базе так, что вызывает увеличение скорости нарастания тока коллектора, что в свою очередь увеличивает ЭДС и т. д. В результате этого ток коллектора очень быстро возрастает до большой величины, напряжение на коллекторе становится близким к нулю, напряжение на базе и ток базы достигают больших значений.

Через небольшой промежуток времени после начала, в момент  $t_2$ , регенеративный процесс прекращается, так как транзистор входит в режим насыщения, где ток базы (и напряжение на базе) не влияет на величину тока коллектора. Промежутки времени между моментами  $t_1$  и  $t_2$  и между  $t_3$  и  $t_4$  определяют длительности переднего и заднего фронтов импульса.

Длительность переднего фронта импульса без учета влияния емкости  $C_H$  и при оптимальном коэффициенте трансформации определяется по формуле

$$t_{\phi} \approx \frac{4,6}{n_{\text{опт}}} \tau_{\alpha} \approx \tau_{\alpha}, \quad (3.84)$$

где

$$n_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{R_H}{R_{ВХ}}}. \quad (3.85)$$

Для схемы с общим эмиттером  $n_{\text{опт}} = (4 \div 6)$ .

Если в схеме блокинг-генератора применяются низкочастотные транзисторы, длительность фронта определяется в основном диффузионными процессами в базе, и тогда для определения длительности фронта можно пользоваться формулой (3.84). В случае применения высокочастотных транзисторов заметную роль в формировании фронтов играет заряд и разряд емкости  $C_H$  с постоянной времени

$$\tau_H = \frac{R_H n^2 R_{ВХ}}{R_H + n^2 R_{ВХ}} C_H.$$

Длительность фронта в этом случае можно оценить приближенной формулой

$$t_{\phi} \approx \tau_{\alpha} + \tau_H.$$

В момент окончания переднего фронта напряжение на базовой обмотке  $U_6 = \frac{E_K}{n}$ , ток базы  $I_6 = \frac{E_K}{n R_{ВХ}}$ , а ток коллектора  $I_K = \frac{E_K}{n^2 R_{ВХ}} + \frac{E_K}{R_H}$ . Напряжение на конденсаторе  $C$  за время  $t_{\phi}$  не изменяется.

Вершина импульса, т. е. промежуток времени между моментами  $t_2$  и  $t_3$ , формируется, когда транзистор находится в режиме насыщения. Начало формирования определяется моментом вхождения транзистора в насыщение, т. е. потерей им своих усилительных



свойств. Окончание формирования вершины и начало формирования заднего фронта импульса совпадают с моментом выхода транзистора из насыщения и восстановления им усилительных свойств.

Формирование вершины импульса обусловлено следующими физическими процессами. В цепи коллектора протекает ток, который состоит из постоянного тока нагрузки  $\frac{E_k}{R_n}$ , возрастающего тока намагничивания  $\frac{E_k}{L_k} t$  и убывающего пересчитанного тока базы  $i'_b = \frac{i_b}{n} = \frac{E_k}{n^2 R_{вх}} e^{-\frac{t}{\tau_c}}$ . Общий ток коллектора возрастает.

На вторичной обмотке трансформатора  $L_b$  индуцируется постоянная ЭДС взаимной индукции, создающая в цепи базы ток. Ток базы убывает по экспоненциальному закону по мере заряда конденсатора  $C$ . Постоянная времени заряда конденсатора  $\tau_c = R_{вх} C$ . Напряжение на базе  $u_b = \frac{E_k}{n} - u_c$  стремится к нулю по мере заряда конденсатора  $C$ , а это означает, что инжекция дырок в базу уменьшается и транзистор в некоторый момент времени выходит из насыщения. С этого момента прекращается формирование вершины и начинается формирование заднего фронта, которое происходит аналогично формированию переднего фронта.

Длительность вершины импульса можно определить по формуле

$$t_b = \frac{L_k \left( \frac{\beta_0}{n R_{вх}} - \frac{1}{R_n} \right)}{1 + \frac{L_k}{C} \cdot \frac{\beta_0}{n^2 R_{вх}^2}} \quad (3.86)$$

при условии, что  $\tau_c \gg \tau_p$  (для высокочастотных транзисторов), или по формуле

$$t_b = \frac{1 - \frac{n \tau_a}{C R_n}}{\frac{1}{\tau_p} + \frac{n \tau_p}{L C}} \quad (3.87)$$

при условии, что  $\tau_c \ll \tau_p$  (для низкочастотных транзисторов).

Из выражения (3.86) вытекает простой способ регулирования длительности импульса. Для этого в цепь базы (последовательно с обмоткой  $L_b$ ) нужно включить активное сопротивление, с увеличением которого от нуля до  $R = \sqrt{\frac{\beta_0 L_k}{n C}}$  длительность импульса увеличивается до максимального значения, равного  $\frac{1}{2} \cdot \frac{L_k \beta_0}{n R_{вх}}$ .

В момент запирающего транзистора и прекращения тока намагничивания на обмотках трансформатора возникает большая ЭДС, которая быстро исчезает. В этот момент напряжение на коллек-

торе  $U_k \approx (2 \div 3) E_k$ . Чтобы не было пробоя транзистора, обмотку  $L_k$  иногда шунтируют диодом.

Для приближенного расчета блокинг-генератора можно использовать следующие соотношения:

$$R_6 \approx \frac{E_k}{9nI_{k0 \text{ макс}}};$$

$$I_{k0 \text{ макс}} = I_{k0} \cdot 2^{\frac{r_{\text{макс}}^{\circ} - 20}{10}}.$$

Коэффициент трансформации определяется по формуле (3.85), а емкость  $C$  из формулы (3.83) или по приближенному равенству

$$C = \frac{t_p}{2,3R_6}.$$

Индуктивность  $L_k$  определяется по заданной длительности вершины из формулы (3.86) или (3.87).

---

## О Г Л А В Л Е Н И Е

	<i>Стр.</i>
<b>Глава 1. Индикаторы и принципы радиолокации . . . . .</b>	<b>3</b>
§ 1. Введение . . . . .	—
1. Общие сведения о радиолокации . . . . .	—
2. Назначение и типы индикаторных устройств . . . . .	7
3. Виды разверток . . . . .	9
§ 2. Методы определения дальности . . . . .	13
1. Методы определения дальности в станциях с непрерывным излучением . . . . .	—
2. Определение дальности в станциях с импульсным методом работы . . . . .	19
§ 3. Параметры радиолокационной станции . . . . .	23
1. Тактические и технические параметры станции . . . . .	—
2. Максимальная дальность действия радиолокационной станции в свободном пространстве . . . . .	26
3. Влияние земли и атмосферы на максимальную дальность действия радиолокационной станции . . . . .	34
4. Помехоустойчивость . . . . .	39
§ 4. Генераторы пилообразного напряжения . . . . .	45
1. Параметры пилообразного напряжения . . . . .	—
2. Генератор пилообразного напряжения на тиратроне . . . . .	49
3. Синхронизация тиратронного генератора . . . . .	52
4. Генератор пилообразного напряжения на электронной лампе . . . . .	54
5. Способы улучшения линейности пилообразного напряжения . . . . .	56
6. Генератор пилообразного напряжения с разрядным пентодом . . . . .	58
7. Генератор пилообразного напряжения с положительной обратной связью . . . . .	60
§ 5. Усилители пилообразного напряжения (парафазные усилители) . . . . .	62
1. Назначение усилителей пилообразного напряжения . . . . .	—
2. Несимметричная и симметричная развертки . . . . .	63

	Стр.
3. Одноламповый парафазный усилитель . . . . .	67
4. Двухламповый парафазный усилитель с фазоинверсным каскадом . . . . .	68
5. Двухламповый парафазный усилитель с катодной связью . . . . .	70
§ 6. Кольцевая развертка . . . . .	73
1. Принцип создания кольцевой развертки . . . . .	—
2. Простейшая схема создания кольцевой развертки . . . . .	76
3. Схема создания кольцевой развертки с кварцевым генератором . . . . .	77
4. Применение кольцевой развертки в индикаторах . . . . .	79
5. Сравнение кольцевой и линейной разверток . . . . .	81
6. Спиральная развертка . . . . .	—
§ 7. Одномерные индикаторы дальности . . . . .	84
1. Синхронизирующие цепи . . . . .	—
2. Калибраторы дальности . . . . .	89
3. Индикаторы дальности малой точности . . . . .	92
4. Индикаторы дальности высокой точности . . . . .	98
§ 8. Автоматическое сопровождение цели по дальности . . . . .	113
1. Общие принципы сопровождения цели по дальности . . . . .	—
2. Принцип действия систем автоматического сопровождения цели по дальности . . . . .	114
3. Основные требования к системам АСД и классификация этих систем . . . . .	116
4. Упрощенная блок-схема электромеханической системы АСД . . . . .	120
5. Упрощенная блок-схема электронной системы АСД . . . . .	123
6. Временные дискриминаторы систем АСД . . . . .	127
7. Интегрирующие усилители систем АСД . . . . .	138
§ 9. Методы определения угловых координат . . . . .	147
1. Общие сведения . . . . .	—
2. Амплитудные методы определения угловых координат . . . . .	148
3. Основные способы радиолокационного обзора . . . . .	157
4. Фазовые методы определения угловых координат . . . . .	161
5. Методы определения угла места и высоты в станциях целеуказания и разведки . . . . .	164
§ 10. Генераторы пилообразного тока . . . . .	175
1. Принцип получения пилообразного тока развертки . . . . .	—
2. Схемы формирования трапециoidalного напряжения . . . . .	179

	<i>Стр.</i>
3. Однотактные усилители пилообразного тока . . . . .	182
4. Двухтактные усилители пилообразного тока . . . . .	190
§ 11. Индикатор кругового обзора (ИКО) . . . . .	194
1. Назначение и принцип действия индикатора кругового обзора	—
2. Индикатор кругового обзора с вращающимися катушками . . . . .	197
3. Индикатор кругового обзора с неподвижными отклоняющими катушками . . . . .	203
4. Индикатор кругового обзора со смещенным центром . . . . .	222
5. Индикаторы кругового обзора с радиально-трансформированной разверткой . . . . .	224
6. Индикаторы кругового обзора со знаковой индикацией . . . . .	227
§ 12. Растровый индикатор . . . . .	230
1. Принцип создания прямоугольной растровой развертки . . . . .	—
2. Определение координат цели при помощи растрового индикатора . . . . .	233
3. Блок-схема растрового индикатора артиллерийской РЛС . . . . .	237
4. Индикатор азимут — дальность станции радиобнаружения . . . . .	240
5. Фазовый детектор . . . . .	246
§ 13. Автоматическое сопровождение цели по направлению . . . . .	249
1. Назначение и классификация систем АСН . . . . .	—
2. Одноканальная система АСН . . . . .	250
3. Двухканальные системы АСН . . . . .	263
§ 14. Селекция движущихся целей . . . . .	269
1. Назначение и методы селекции движущихся целей . . . . .	—
2. Когерентно-импульсный метод СДЦ . . . . .	271
3. Компенсация сигналов неподвижных целей . . . . .	276
4. Компенсирующие устройства на потенциоскопах . . . . .	277
5. Особенности РЛС с когерентно-импульсным методом работы . . . . .	286
6. Системы СДЦ с внешней когерентностью и некогерентные методы СДЦ . . . . .	290
<b>Глава 2. Выпрямители . . . . .</b>	<b>292</b>
§ 1. Общие сведения о выпрямителях . . . . .	—
§ 2. Принцип выпрямления переменного напряжения . . . . .	293
§ 3. Основные схемы выпрямителей . . . . .	295
1. Однополупериодный выпрямитель с емкостным фильтром . . . . .	—

	<i>Стр.</i>
2. Двухполупериодный выпрямитель с емкостным фильтром . . . . .	301
3. Мостиковая схема выпрямителя . . . . .	303
4. Двухполупериодный выпрямитель с удвоением напряжения . . . . .	304
5. Выпрямитель трехфазного напряжения . . . . .	308
6. Шестифазный выпрямитель . . . . .	311
7. КПД выпрямителя . . . . .	315
§ 4. Сглаживающие фильтры . . . . .	—
§ 5. Газотронные и тиратронные выпрямители . . . . .	320
1. Газотронный выпрямитель . . . . .	321
2. Тиратронный выпрямитель . . . . .	323
§ 6. Делители напряжения . . . . .	327
§ 7. Стабилизаторы напряжения . . . . .	329
1. Назначение стабилизаторов напряжения . . . . .	—
2. Принцип действия стабилизаторов напряжения . . . . .	330
3. Газовые стабилизаторы напряжения . . . . .	332
4. Электронные стабилизаторы напряжения . . . . .	335
§ 8. Стабилизаторы тока . . . . .	338
<b>Глава 3. Полупроводниковые приборы . . . . .</b>	<b>340</b>
§ 1. Электрические свойства полупроводников . . . . .	—
1. Электроны и дырки . . . . .	—
2. Проводимость полупроводников . . . . .	343
§ 2. Полупроводниковые диоды . . . . .	347
1. Электронно-дырочный переход . . . . .	—
2. Принцип действия полупроводникового диода. Вольтамперная характеристика . . . . .	349
3. Типы диодов и их параметры . . . . .	358
4. Точечные диоды. Селеновые и купроксные вентили . . . . .	360
§ 3. Принцип действия плоскостных транзисторов . . . . .	361
1. Устройство и типы транзисторов . . . . .	—
2. Схемы включения и режимы работы . . . . .	362
3. Токи в транзисторе . . . . .	—
§ 4. Статические характеристики транзисторов . . . . .	366
1. Характеристики схемы с общей базой . . . . .	—
2. Характеристики схемы с общим эмиттером . . . . .	369
§ 5. Параметры и эквивалентные схемы транзисторов . . . . .	374
1. Малосигнальные параметры . . . . .	—
2. Эквивалентные схемы транзисторов . . . . .	383
§ 6. Основные схемы усилителей на транзисторах . . . . .	385
1. Усилитель с общей базой . . . . .	—
2. Усилитель с общим эмиттером . . . . .	388
3. Усилитель с общим коллектором . . . . .	390

	<i>Стр.</i>
4. Частотные свойства усилителей . . . . .	393
5. Температурная стабилизация исходного режима транзисторов . . . . .	396
§ 7. Импульсный усилитель . . . . .	398
1. Переходные процессы в транзисторе . . . . .	—
2. Реостатный усилитель импульсов . . . . .	403
3. Ключевой режим работы транзистора . . . . .	405
§ 8. Импульсные схемы на транзисторах . . . . .	411
1. Триггер . . . . .	—
2. Автоколебательный мультивибратор . . . . .	416
3. Ждуший мультивибратор . . . . .	419
4. Блокинг-генератор . . . . .	421

---

В. З. Слущкий, Б. И. Фогельсон, В. Г. Левичев, Я. В. Степук  
ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ И РАДИОЛОКАЦИИ  
Индикаторы, выпрямители и полупроводниковые приборы  
М., Воениздат, 1966. 432с.

Редактор *Владимиров В. Т.*

Технический редактор *Красавина А. М.*

Корректор *Куркина А. К.*

Сдано в набор 17.9.65 г.

Подписано к печати 18.3.66 г.

Формат бумаги 60×90<sup>1</sup>/<sub>16</sub> — 27 печ. л. — 27 усл. печ. л. 28,067 уч.-изд. л.

Изд. № 6,7567

Г-34569

Зак. № 389

2-я типография Военного издательства Министерства обороны СССР  
Ленинград, Д-65, Дворцовая пл., 10

Цена 1 р. 14 коп.