

Матью Мэндл

200 ИЗБРАННЫХ СХЕМ ЭЛЕКТРОНИКИ

Редакция литературы по информатике и электронике

© 1978 Prentice-Hall, Inc.

© перевод на русский язык, «Мир», 1985, 1980

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА ПЕРЕВОДА

Данное пособие, в котором содержатся все основные схемы электроники, рассчитано на весьма многочисленную читательскую аудиторию. Круг потенциальных читателей книги не ограничивается студентами, техниками и инженерами, работающими в областях радиотехники, электроники, автоматики и смежных областях. Ввиду глубокого и широкого проникновения методов и средств современной радиотехники и электроники практически во все сферы человеческой деятельности книга будет пользоваться спросом у специалистов, занятых в самых различных областях науки и техники, у студентов разных специальностей и огромной армии радиолюбителей.

Такая направленность издания и определила ряд его отличительных особенностей. Так, изложение принципов построения схем и описание их работы базируются главным образом на чисто качественных представлениях, иллюстрируемых в некоторых случаях временными или векторными диаграммами. Приводимые в книге формульные соотношения даются без выводов, но с пояснением их использования на практике. Описание схем является в большинстве случаев весьма кратким. Благодаря этому в книге небольшого объема удалось собрать не только основные (базовые) схемы, но и их разновидности.

Автор стремился возможно проще, с ориентацией на практическое использование преподнести основные свойства и характеристики схем. Рассмотрение схем проводится обычно в следующем порядке: назначение схемы, принципы ее построения и работы, основные характеристики и соотношения параметров схемы и отличительные особенности последних. Большое количество иллюстративного материала относится к узлам аппаратуры цветного и черно-белого телевидения.

Условные изображения некоторых элементов и схем в книге отличаются от принятых в советской литературе. Однако знакомство наших читателей с символикой, применяемой в иностранной литературе, полезно. Интерес представляют приводимые в книге аббревиатуры (мы старались их отразить в указателе терминов), а также словарь терминов по радиоэлектронике. При переводе книги и толковании некоторых понятий внесены изменения с учетом принятых у нас представлений. Подробно составленное оглавление и предметный указатель облегчают нахождение нужного материала в книге.

Перевод книги выполнен В. И. Ворониным и Н. Я. Щербаком.

Я. С. Ицхоки

ПРЕДИСЛОВИЕ

Книга дает возможность читателю получить сведения о 200 базовых схемах, применяемых во всех областях электроники. Необходимые данные по определенному типу схемы (например, усилители, генераторы) можно найти, обратившись к предметному указателю. Приводятся принципы построения каждой схемы, поясняются выполняемые ею функции. Рассматриваются разновидности многих схем и особенности их применения в различных устройствах. В тех случаях, когда несколько схем выполняют схожие функции или характеристики схем частично совпадают, в тексте даются перекрестные ссылки.

Излагаются принципы модуляции и демодуляции сигналов и формирования колебаний специальной формы. Обсуждаются особенности построения схем как на биполярных, так и на полевых транзисторах (с затвором на p — n -переходе и с изолированным затвором). Описываются интегральные схемы, схемы типа металл — окисел — полупроводник на дополняющих транзисторах, схемы инжекционного типа и др.

В настоящем, дополненном и исправленном издании приведено значительно большее количество схем на полупроводниковых приборах, чем в предыдущем, изменены некоторые иллюстрации и добавлены новые. В соответствии с принятыми международными стандартами изменены некоторые символы, термины и аббревиатуры. Расширен словарь, содержащий термины и выражения, наиболее употребительные в области радиоэлектроники.

Таким образом, студенты, техники и инженеры могут найти в книге дополнительные сведения об электронных схемах, которые будут полезны при изучении и анализе схем, а также справочные данные, необходимые в практике проектирования и монтажа схем. Если в процессе проектирования, анализа или

модификации схемы требуется определить величины различных параметров, можно воспользоваться приведенными в книге уравнениями, выражающими основные зависимости между параметрами схемы.

М. Мэндл

Глава 1

УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ И ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ

1.1. Усилители с общим эмиттером и общим истоком

Усилители содержат транзисторы, а также такие элементы, как резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности. Параметры используемых элементов (их номиналы и напряжения) зависят от требований, предъявляемых к усилителю, а также от типа применяемых транзисторов. С появлением транзисторов различных типов стали возможны новые конфигурации схем усилителей. В биполярном $p-n-p$ - или $n-p-n$ -транзисторе создаются чередующиеся в определенном порядке области с различным видом проводимости, образующие базу, эмиттер и коллектор. Транзистор называется *биполярным*, поскольку перенос зарядов в нем осуществляется как электронами, так и дырками. В *полевых же (униполярных)* транзисторах заряды переносятся носителями одного вида: либо электронами, либо дырками. Полевые транзисторы (ПТ) имеют три области, называемые затвором, истоком и стоком. В зависимости от вида используемых носителей различают два типа полевых транзисторов: p - и n -канальные. Разным типам транзисторов соответствуют различные характеристики, описываемые более подробно в этом разделе.

Наиболее распространенная схема построения усилителя на биполярном транзисторе — схема с общим (заземленным) эмиттером (ОЭ); варианты таких схем показаны на рис. 1.1.1. Термин «общий эмиттер» указывает на то, что в соответствующей схеме сопротивление между выводом эмиттера и землей для сигнала мало, но из этого не следует, что оно во всех случаях мало и для постоянного тока. Так, например, в схемах показанных на рис. 1.1, *a* и *b*, эмиттеры непосредственно заземлены, а в схеме на рис. 1.1, *в*, между эмиттером и землей включено сопротивление, зашунтированное конденсатором. Поэтому, если реактивное сопротивление этого конденсатора для сигнала мало, можно считать, что для сигнала эмиттер практически заземлен.

Для работы в классе А (разд. 1.4) напряжение смещения между базой и эмиттером должно быть прямым (отпирающим), а между коллектором и эмиттером — обратным (запирающим). Для получения такого смещения полярности источников питания выбирают в зависимости от типа используемого транзистора. Для транзистора $p-n-p$ -типа (рис. 1.1, *a*) плюс источника смещения должен быть подключен к эмиттеру p -типа, а минус — к базе n -типа. Таким образом, прямое смещение получается при отрицательном потенциале базы относительно эмиттера. Для обратного смещения коллектора p -типа его потенциал должен быть отрицательным. Для этого источник питания подключается положительным полюсом к эмиттеру, а отрицательным к коллектору.

Входной сигнал создает на резисторе R_1 падение напряжения, которое алгебраически складывается с постоянным смещающим напряжением. В результате этого суммарный потенциал базы изменяется в соответствии с сигналом. С изменением потенциала базы меняется ток коллектора, а следовательно, и напряжение на резисторе R_2 . При положительной полуволне входного напряжения прямое смещение уменьшается и ток через R_2 соответственно уменьшается. Падение напряжения на R_2 также уменьшается, в результате чего между входным и выходным сигналами образуется сдвиг фаз в 180° .

Если используется транзистор $n-p-n$ -типа (рис. 1.1, *b*), то полярность обоих источников питания меняется на обратную. При этом базовый переход также оказывается смещенным в прямом направлении, а коллекторный — в обратном. Как и в предыдущем случае, между входным и выходным сигналами образуется сдвиг фаз в 180° .

На рис. 1.1, *a* и *b* изображены основные элементы усилителя, а схема усилителя, применяемая на практике, приведена на рис. 1.1, *в*. Здесь конденсатор C_1 не пропускает постоянной составляющей входного сигнала, но имеет малое реактивное сопротивление для его переменной составляющей, которая таким образом поступает на резистор R_2 . (Это так называемая *RC-связь*; более подробно она описана в разд. 1.5). Напряжение прямого смещения базы поступает с делителя напряжения R_1-R_2 , который подключен к источнику питания. Нужная величина прямого смещения базы транзистора получается при надлежащем выборе отношения величин сопротивлений R_1 и R_2 . При этом в транзисторе $n-p-n$ -типа потенциал базы устанавливают более положительным, чем эмиттер. Коллекторный резистор, на котором образуется выходной сигнал, обычно называют резистором нагрузки и обозначают R_n . Через разделительный конденсатор C_3 сигнал поступает на следующий каскад. Входные и выходные цепи должны иметь общую заземленную точку (рис. 1.1, *a*).

Коэффициент усиления тока базы для схемы с ОЭ задается следующим соотношением:

$$\beta = \frac{\partial I_K}{\partial I_B} \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \quad \text{при } U_{кэ} = \text{const}, \quad (1.1)$$

где β — коэффициент усиления тока базы;
 ΔI_B — приращение тока базы; ΔI_K — соответствующее приращение тока коллектора при-
 $U_{кэ} = \text{const}$.

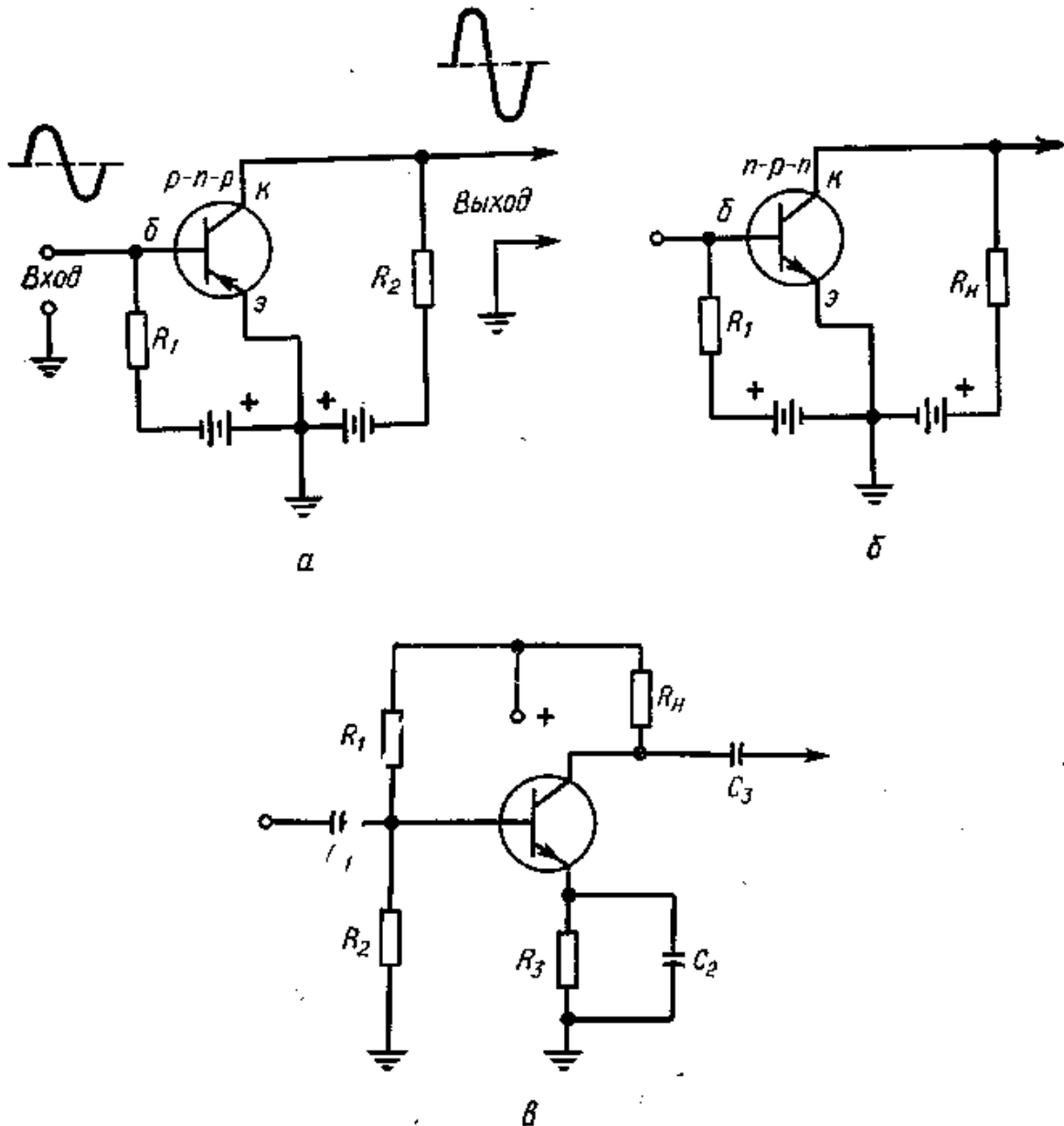


Рис. 1.1. Схемы с общим эмиттером.

Таким образом, β равно отношению приращения коллекторного тока к соответствующему приращению базового тока при постоянном коллекторном напряжении. Коэффициент усиления сигнала также называют коэффициентом прямой передачи тока [При достаточно большой величине сопротивления R_2 переменная составляющая сигнала практически равна переменной составляющей тока базы. — Прим. ред.]

Резистор R_3 (рис. 1.1,5) оказывает стабилизирующее действие на ток транзистора при изменении температуры. Падение напряжения на R_3 создает обратное (запирающее) смещение эмиттерного перехода транзистора, так как оно повышает потенциал эмиттера. Следовательно, оно уменьшает положительное прямое смещение базы на величину этого падения напряжения. Присутствие переменной составляющей напряжения на R_3 вызвало бы уменьшение выходного сигнала и, следовательно, коэффициента усиления усилителя (см. разд. 1.8). Для устранения этого эффекта резистор R_3 шунтируют конденсатором C_2 .

При нагреве транзистора постоянная составляющая тока коллектора возрастает. Соответственно возрастает и падение напряжения на R_2 , что приводит к уменьшению прямого смещения базы, а также тока коллектора. В

результате осуществляется частичная компенсация температурного дрейфа тока.

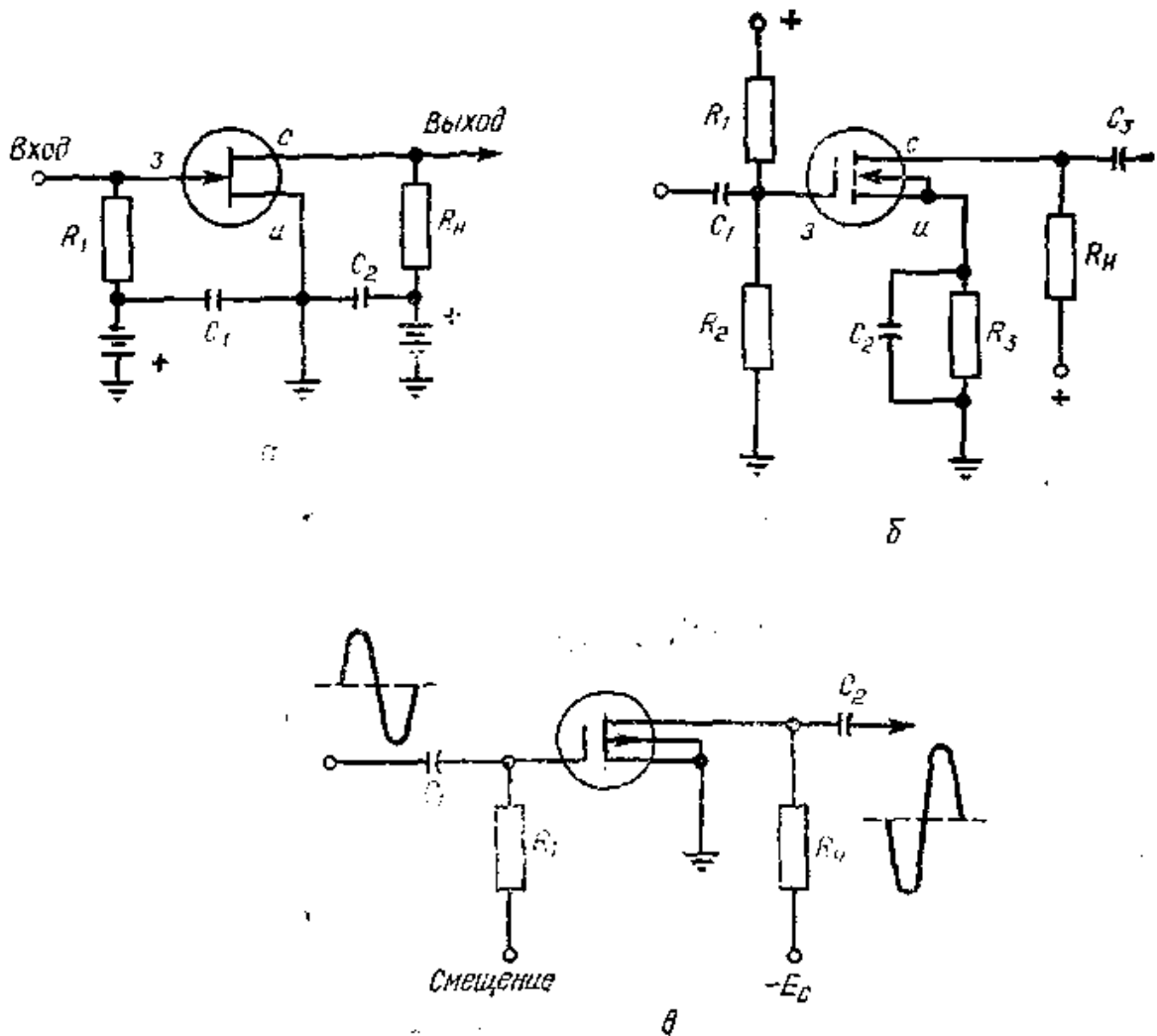


Рис. 1.2. Схемы с общим истоком

На рис. 1.2 показана схема усилителя на полевом транзисторе, эквивалентная схеме с ОЭ, которая называется схемой с общим истоком. В этой схеме затвор соответствует базе биполярного транзистора, исток — эмиттеру, а сток — коллектору. На схеме 1.2, а показан ПТ с каналом n-типа. Для транзистора с каналом p-типа стрелка на затворе будет направлена в противоположную сторону. На рис. 1.2, б также показан транзистор с каналом d-типа, а на рис. 1.2, в — с каналом p-типа.

Цепи смещения ПТ отличаются от цепей смещения биполярных транзисторов вследствие существенного различия характеристик этих приборов. Биполярные транзисторы являются усилителями *сигнального тока* и воспроизводят на выходе усиленный входной сигнальный ток, в то время как в полевых транзисторах выходным сигнальным током управляет приложенное ко входу *напряжение сигнала*.

Существуют два типа ПТ: с управляющим p — n-переходом и металл — окисел — полупроводник (МОП). (МОП-транзисторы называют также полевыми транзисторами с изолированным затвором.) Полевые транзисторы обоих типов изготавливают с n- и p-каналами.

В схеме на рис. 1.2, а используется ПТ с управляющим p — я-переходом, а в схеме на рис. 1.2, б — МОП-транзистор, работающий в режиме обогащения. На рис. 1.2, в изображен МОП-транзистор, работающий в режиме обеднения. У МОП-транзисторов затвор изображается как бы в виде обкладки конденсатора, что символизирует емкость, возникающую в результате формирования очень тонкого слоя окисла, изолирующего металлический контакт вывода затвора от канала. (От этого способа производства и произошел термин «МОП-транзистор».)

Поскольку ПТ управляются напряжением входного сигнала, а не током, как биполярные транзисторы, параметр «коэффициент усиления» сигнального тока заменяется передаточной проводимостью g_m . Передаточная проводимость является мерой качества полевого транзистора и характеризует способность напряжения затвора управлять током стока. Выражение для передаточной проводимости выглядит следующим образом:

$$g_m = \frac{\partial I_c}{\partial U_3} \approx \frac{\Delta I_c}{\Delta U_3} \quad \text{при} \quad U_{\text{зи}} = \text{const.} \quad (1.2)$$

Единица измерения g_m , называемая сименсом, есть величина, обратная единице измерения сопротивления (1 См=1/Ом). Как следует из выражения (1.2), параметр g_m для ПТ есть отношение приращения тока стока к приращению напряжения затвора при постоянной величине напряжения между истоком и стоком.

В полевом транзисторе с управляющим p — n -переходом и каналом n -типа (рис. 1.2,а) при поступлении отрицательного напряжения на затвор происходит обеднение канала носителями зарядов и проводимость канала уменьшается. (Для ПТ с каналом p -типа проводимость уменьшается при действии положительного напряжения на затвор.) Поскольку однопереходный полевой транзистор имеет только две зоны с разными типами проводимости (выводы истока и стока подключены к одной зоне, а вывод затвора — к другой), проводимость между истоком и стоком того же типа, что и проводимость канала. Следовательно, в отличие от биполярного транзистора, у которого при $U_{Q3} = 0$ ток коллектора равен 0, ток канала может протекать даже при нулевом напряжении затвор — исток. Поскольку ток канала это функция напряжения $U_{\text{зи}}$, канал полевого транзистора с управляющим p — n -переходом может проводить ток в обоих направлениях: от истока к стоку и в обратном направлении (у биполярного транзистора ток коллектора в рабочем режиме имеет всегда одно направление). При этом рабочая точка (например, для схем класса А) для таких транзисторов устанавливается путем подачи напряжения *обратного смещения* затвора в отличие от прямого смещения базового перехода в биполярных транзисторах [В транзисторе с управляющим p — n -переходом обычно подается запирающее напряжение $U_{\text{зи}}$ на переход (отрицательное для n -канала) и максимальный ток в канале получается при $U_{\text{зи}} = 0$. Направление тока в канале зависит от полярности источника питания, подключенного к каналу; при изменении полярности источника питания вывод, бывший стоком, становится истоком и наоборот. — *Прим. ред.*].

Как было отмечено выше, затвор в МОП-транзисторах изолирован от канала диэлектриком, например двуокисью кремния (SiO_2). При этом затвор имеет очень высокое входное сопротивление и на него может подаваться как прямое смещение для обогащения канала носителями (что будет увеличивать проходящий ток), так и обратное смещение для обеднения канала носителями (что уменьшает ток канал а). Поэтому возможно изготовление двух различных типов МОП-транзисторов: для работы в обогащенном и обедненном режимах (здесь имеются в виду МОП-транзисторы с встроенным каналом).

В МОП-транзисторе обедненного типа имеется ток стока при нулевом смещении на входе. Напряжением обратного смещения ток стока уменьшают до некоторой величины, зависящей от требуемого динамического диапазона входного сигнала. Как показано на рис. 1.2,б, у транзисторов обедненного типа линия, изображающая канал, непрерывная, что означает наличие замкнутой цепи и протекание тока в канале (тока стока) при нулевом смещении затвора.

В МОП-транзисторах обогащенного типа ток стока при нулевом смещении мал. Напряжением смещения ток стока увеличивают до некоторой величины, зависящей от динамического диапазона входного сигнала. У МОП-транзисторов обогащенного типа линия, изображающая канал, прерывистая, что символизирует как бы разрыв цепи при нулевом смещении. Для того чтобы увеличить ток до величины, необходимой для нормальной работы такой схемы, как усилитель, нужно использовать соответствующее смещение.

Рабочие характеристики схем, изображенных на рис. 1.Д аналогичны характеристикам схем, представленных на рис. 1.11. Схема на рис. 1.2, в наиболее пригодна для практического использования. Как и в ранее рассмотренном случае, имеет место инверсия фазы между входным и выходным сигналами. Напряжение источника питания обычно обозначают E_c . Для того чтобы уменьшить падение напряжения сигнала на внутреннем сопротивлении источников питания и смещения, их шунтируют емкостями соответствующей величины (рис. 1.1.2, а). Через эти емкости замыкаются токи сигнала цепей затвора и стока.

1.2. Усилители с общей базой и общим затвором

На рис. 1.3 приведен другой используемый вид схем усилителей на биполярных и полевых транзисторах. На рис. 1.3, а показана схема транзисторного усилителя с общей базой (ОБ); здесь вывод базы присоединен к земле (в отношении переменной составляющей сигнала это может быть осуществлено при помощи RC-цепочки, как показано на рис. 1.2,б). В схеме, изображенной на рис. 1.1.3, а, входной сигнал прикладывается между эмиттером и базой, а выходной сигнал снимается с сопротивления R_K , по которому течет ток коллектора.

Достоинством схемы с ОБ является хорошая развязка между входной и выходной цепями, что особенно существенно для высокочастотных (ВЧ) схем, в которых внутренняя обратная связь должна быть минимальной. (Упомянутая обратная связь рассмотрена более подробно в разд. 1.12.) Заметим, что в схеме на рис. 1.3, а используется n — p — n -транзистор, а прямое смещение на входе и обратное на выходе создаются при помощи источников питания, включенных надлежащим образом.

На рис. 1.3, б показана схема усилителя на ПТ, аналогичная схеме усилителя на биполярном транзисторе, изображенной на рис. 1.1.3, а. В схеме используется полевой транзистор с каналом p -типа и, как описывалось в разд. 1.1, на входе создается обратное смещение вместо прямого. Такую схему называют схемой с общим (заземленным) затвором. Применяемый на практике вариант схемы на МОП-транзисторе приведен на рис. 1.3, в. Сокращенным словом «Подл» обозначен дополнительный вывод подложки, присоединенный к основанию пластины, используемой в процессе изготовления транзистора. Иногда для обозначения затвора применяют

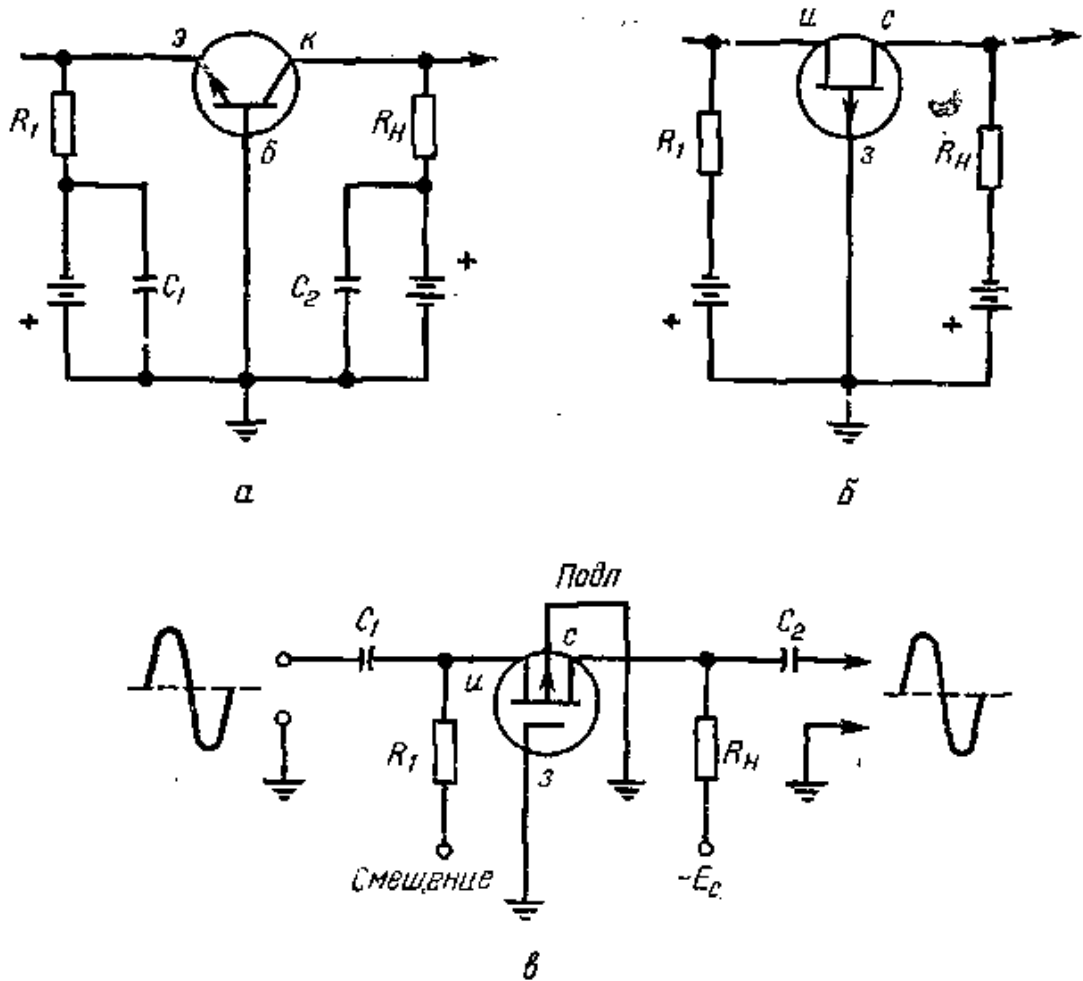


Рис. 1.3. Схемы с общей базой и общим затвором.

Коэффициент усиления сигнального тока для схемы с общей базой можно получить, если приращение выходного сигнального тока разделить на приращение входного сигнального тока. Коэффициент усиления по току для схемы с общей базой а определяется выражением

$$\alpha = \frac{\partial I_k}{\partial I_s} \approx \frac{\Delta I_k}{\Delta I_s} \quad \text{при } U_{\kappa\delta} = \text{const}, \tag{1.3}$$

где ΔI_k — приращение коллекторного тока и ΔI_s — приращение эмиттерного тока.

Коэффициент α называется коэффициентом прямой передачи тока.

В схемах, показанных на рис. 1.3, не происходит поворота фазы сигнала на 180° , как это имело место в схемах с заземленным эмиттером или истоком. Например, в схеме, приведенной на рис. 1.3, а, положительная полуволна входного сигнала уменьшает прямое смещение эмиттерного перехода, что приводит к уменьшению тока коллектора. Поэтому падение напряжения на R_u уменьшится. Так как это падение напряжения приложено минусом к выводу коллектора и плюсом к источнику питания, то напряжение коллектора станет менее отрицательным. Следовательно, положительной полуволне входного напряжения соответствует положительная полуволна выходного напряжения.

3.3. Усилители с общим коллектором и общим стоком

В схеме, показанной на рис. 1.4, а, коллектор для переменной составляющей сигнала заземлен. Поэтому данную схему можно рассматривать как схему с общим (заземленным) коллектором (ОК). Обычно эту схему называют *эмиттерным повторителем* (ЭП). Схема полезна, когда нужно понизить выходное сопротивление каскада: выходное сопротивление ЭП во много раз меньше его высокого входного сопротивления. Эмиттерный повторитель может заменить согласующий трансформатор. При этом снижается стоимость производства, уменьшаются габариты устройства и ослабляется влияние шунтирующих паразитных емкостей.

В схемах, показанных на рис. 1.4, не происходит поворота фазы выходного сигнала относительно входного; при этом величина напряжения выходного сигнала примерно равна величине напряжения входного сигнала, поэтому эти схемы и называют повторителями. Аналогичная схема усилителя на полевом транзисторе

приведена на рис. 1.4, б; она называется *потоковым повторителем* или схемой с общим (заземленным) стоком. Схема повторителя, используемая на практике, изображена на рис. 1.4, в. Она включает входную и выходную разделительные емкости, а также выводы заземления входной и выходной цепей. Предполагается, что в схемах, изображенных на рис. 1.4, б, в, вывод стока заземлен для сигнала либо шунтирующей емкостью, как показано на рис. 1.4, а, либо емкостью фильтра источника питания.

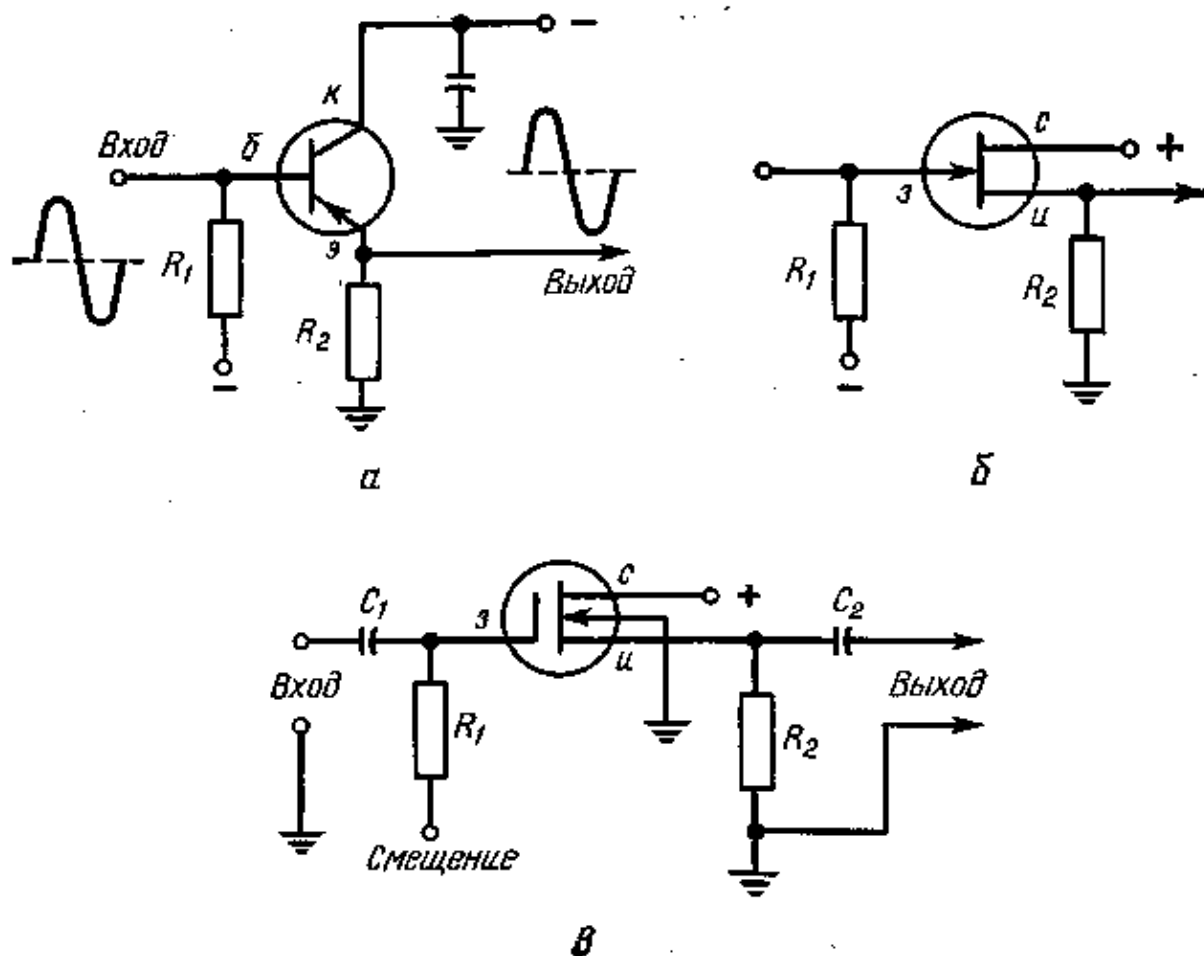


Рис. 1.4. Схемы эмиттерного и истокового повторителей.

Аналогично вывод резистора R_1 (рис. 1.4, а — в), подключаемый к источнику смещающего напряжения, заземлен либо емкостью фильтра источника, либо дополнительной шунтирующей емкостью. Так как сопротивление цепи затвора МОП-транзистора очень высоко, входное сопротивление истокового повторителя на таком транзисторе практически равно R_2 .

В эмиттерных и истоковых повторителях коэффициент усиления по напряжению всегда меньше единицы, хотя при этом коэффициент усиления по току, как правило, значительно больше единицы. Эти схемы в основном применяются для согласования входных и выходных импедансов в цепях передачи сигналов, а также для развязки между каскадами. В последнем случае повторители используются как буферные каскады.

1.4. Классификация усилителей

Усилители в электронике предназначаются для усиления напряжения или мощности сигнала до уровня, который требуется для нормальной работы подключенного к усилителю устройства: следующего каскада усилителя, громкоговорителя, записывающей головки и т. п. Усилители подразделяются на усилители напряжения и усилители мощности, а также на усилители малых и больших сигналов. В зависимости от частоты усиливаемых сигналов и выполняемой функции их называют *усилителями низкой частоты (УНЧ)*, *усилителями промежуточной частоты (УПЧ)*, *усилителями радио- или высокой частоты (УВЧ)* и т. д.

Усилители также различают по их рабочим характеристикам, зависящим от режима работы, — от соотношения между уровнем установленного напряжения смещения и амплитудой входного сигнала. В этом смысле различные классы усилителей обозначают символами А, АВ₁, АВ₂, В и С. В ламповых усилителях эти символы указывали режимы работы с сеточными токами и без них. Так, символ АВ₁ означал, что потенциал сетки в процессе работы всегда отрицателен по отношению к катоду, а символ АВ₂ указывал на то, что при

максимальном; входном сигнале потенциал сетки мог быть умеренно положительным. В основном эта классификация сохранена и для транзисторных усилителей, но здесь определяющим признаком является относительная величина амплитуды входного сигнала.

Усилители низкой частоты класса А могут быть одноктактными (на одном транзисторе) или двухтактными (на двух транзисторах). Усилители НЧ класса АВ₁ предпочтительнее собирать по двухтактной схеме. Что касается усилителей классов АВ₂ и В, то их необходимо выполнять по двухтактной схеме для снижения нелинейных искажений до допустимого уровня.

Усилители высокой частоты всех классов могут быть как одно-, так и двухтактными, поскольку резонансные цепи таких усилителей хорошо подавляют гармонические составляющие, лежащие вне полосы пропускания усилителей.

В усилителях класса А рабочая точка транзистора устанавливается примерно в середине линейной части линеаризованных выходных характеристик транзистора. (Рабочая точка определяет ток транзистора при отсутствии сигнала. — *Прим. ред.*) Амплитуда входного сигнала не должна превышать уровня, при котором изображающая точка усилителя заходит в нелинейные (искривленные) области выходных характеристик транзистора. В этом случае нелинейные искажения минимальны и форма выходного сигнала наиболее близка к форме сигнала на входе. Усилитель класса А потребляет ток даже при отсутствии входного сигнала. Поэтому к. п. д. усилителя (отношение мощности выходного сигнала к потребляемой мощности) низок и в большинстве случаев составляет 20 — 25% при максимальном сигнале. Таким образом, по сравнению с другими типами усилителей усилители класса А имеют малые нелинейные искажения и небольшую выходную мощность.

Если амплитуда входного сигнала настолько велика, что изображающая точка усилителя достигает границ областей отсечки и насыщения, полагают, что усилитель работает в режиме класса АВ. К. п. д. усилителя класса АВ₁ достигает 35% (он зависит от величины напряжения смещения, амплитуды входного сигнала и усилительных свойств транзистора). Если же при наибольшей амплитуде входного сигнала изображающая точка незначительно заходит в области отсечки и насыщения, то такой режим работы соответствует режиму работы усилителя класса АВ₂. В усилителях класса АВ₂ (обычно также и класса АВ₁) напряжение смещения устанавливают таким, чтобы рабочая точка на выходных характеристиках транзистора находилась посередине между напряжениями отсечки и насыщения транзистора. К. п. д. усилителя класса АВ₂ колеблется от 35 до 50%, причем, как и в усилителях класса АВ₁, к. п. д. зависит от величины напряжения смещения, характеристик выбранного транзистора и амплитуды сигнала. Нелинейные искажения в усилителях класса АВ₁ и особенно класса АВ₂, выше, чем в усилителях класса А, поскольку в них в процессе работы изображающая точка заходит в нелинейные участки характеристик транзисторов.

В усилителях класса В напряжение смещения устанавливается равным или почти равным напряжению отсечки. Следовательно, в одноктактном усилителе такого типа усиливается только одна (отпирающая) полуволна переменного входного сигнала, так как при другой (запирающей) полуволне изображающая точка попадает в зону отсечки; при отпирающей полуволне сигнала эмиттерный переход находится в состоянии проводимости. Поэтому для усиления всего входного сигнала необходимо использовать двухтактную схему построения усилителя. В усилителях же высокой частоты запирающая полуволна сигнала воспроизводится благодаря колебательным свойствам резонансных цепей. Следовательно, в этом случае можно применять и одноктактные усилители, хотя предпочтение отдается двухтактным каскадам (см. разд. 1.11).

В хорошо сбалансированном двухтактном усилителе класса В нелинейные искажения могут быть снижены до уровня, сравнимого с уровнем искажений в усилителе класса АВ₂. При максимальном входном сигнале к.п. д. усилителя класса В составляет 60 — 70%; при этом достигается также хороший коэффициент усиления по мощности.

Характеристики усилителей класса С таковы, что их применяют только в ВЧ-усилителях мощности, преимущественно в каскадах передатчиков. Надлежащим смещением рабочая точка устанавливается ниже уровня отсечки тока транзистора. Так как напряжение смещения может быть в два или три раза больше напряжения отсечки, то на вход усилителя следует подавать сигнал большой амплитуды. Поскольку напряжение смещения больше напряжения отсечки, коллекторный ток течет лишь в течение части полупериода входного сигнала.

Поэтому к.п.д. такого усилителя высок и может достигать 90%. Величина к.п.д. зависит от типа используемого мощного транзистора, величины управляющего сигнала и постоянных напряжений, определяющих режим работы усилителя.

В ВЧ-усилителях класса С обычно применяются резонансные LC-цепи. При максимальном токе сопротивление коллекторного перехода транзистора мало, в то время как сопротивление параллельного колебательного контура при резонансе велико. Поэтому большая часть энергии выделяется в колебательном контуре, а потери энергии малы, что обеспечивает высокий к.п.д. усилителя класса С.

1.5. Типы связи между каскадами

Каскады усилителей низкой частоты можно соединять при помощи конденсаторов, трансформаторов или непосредственным образом. На рис. 1.5 показана типичная RC-связь между каскадами. Здесь выходной сигнал транзистора T_1 , действующий на резисторе R_z , поступает на вход базы транзистора T_2 следующего каскада через

разделительный конденсатор C_5 , обладающий малым реактивным сопротивлением. Этот конденсатор не пропускает постоянной составляющей напряжения и тем самым предотвращает нарушение режима по постоянному току следующего каскада. На T_1 входной сигнал поступает также через конденсатор.

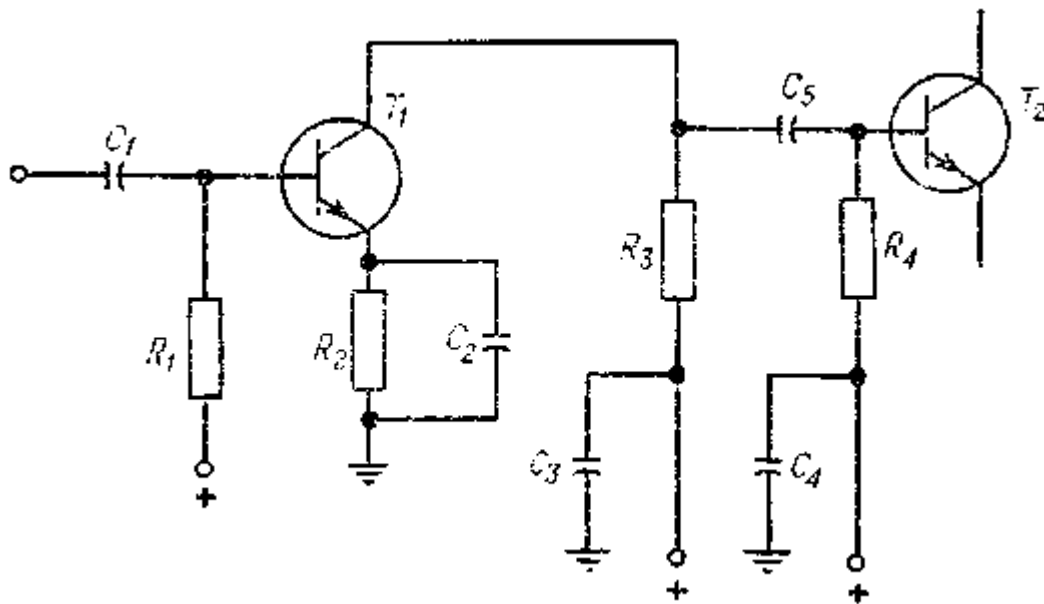


Рис. 1.5. RC связь между каскадами.

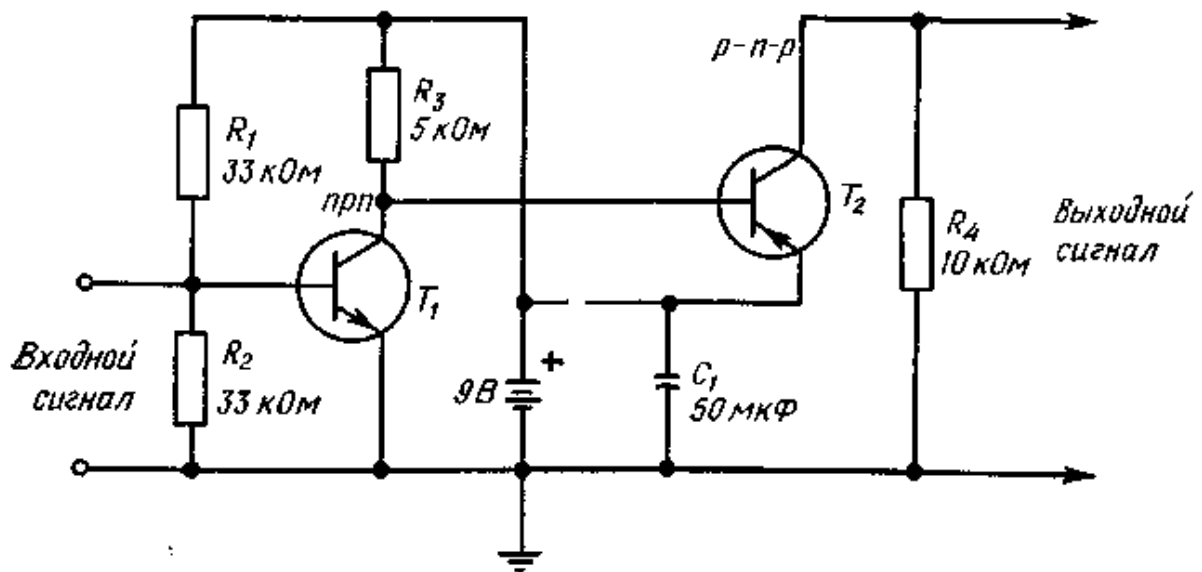


Рис. 1.6. Усилитель постоянного тока на транзисторах с проводимостью разного типа.

Емкость конденсатора C_5 должна быть достаточно большой, чтобы этот элемент представлял собой малое реактивное сопротивление для передаваемого сигнала. Так как реактивное сопротивление конденсатора с понижением частоты сигнала возрастает, емкостная связь вызывает неравномерность усиления в тех случаях, когда передаваемый сигнал содержит широкий спектр частот (спектр звуковых частот лежит в диапазоне примерно 30 Гц — 15 кГц). Желательно, чтобы реактивное сопротивление конденсатора C_3 было в два (или более) раза меньше сопротивления резистора R_4 . Заметим, что конденсатор C_5 соединен последовательно с резистором R_4 , другой вывод которого заземлен для сигнала через конденсатор C_4 . Таким образом, выходной сигнал транзистора T_1 передается на базу транзистора T_2 через цепочку, составленную из конденсатора C_5 и резистора R_4 , причем на базу поступает только часть передаваемого напряжения, которая падает на R_4 . Следовательно, чем меньше реактивное сопротивление конденсатора C_3 по сравнению с сопротивлением R_4 , тем большая часть сигнала поступает на вход транзистора T_2 .

В усилителях с непосредственной связью вспомогательные элементы (разделительные конденсаторы или трансформаторы) не используются. В таких усилителях выход одного каскада непосредственно присоединяется к входу следующего каскада. По этой причине исключаются недостатки RC-связи и частотная характеристика усилителя расширяется в область низких частот вплоть до постоянного тока.

На рис. 1.6 показан усилитель с непосредственной связью, в котором используются транзисторы разных типов проводимости: $n-p-n$ и $p-n-p$; коллектор первого транзистора присоединен непосредственно к базе второго. Требуемые прямое и обратное смещения для обоих транзисторов обеспечиваются юдным источником питания. Отрицательный потенциал, необходимый для эмиттера $n-p-n$ -транзистора, поступает от отрицательного вывода источника через общую землю. Положительный вывод источника присоединен к делителю напряжения на резисторах R_1 и R_2 . Выходное напряжение этого делителя положительно относительно земли, и поскольку оно поступает на базу транзистора T_1 , потенциал базы положителен относительно эмиттера. Коллектор $n-p-n$ -транзистора положителен относительно эмиттера, так как подключен к положительному выводу источника через резистор R_3 .

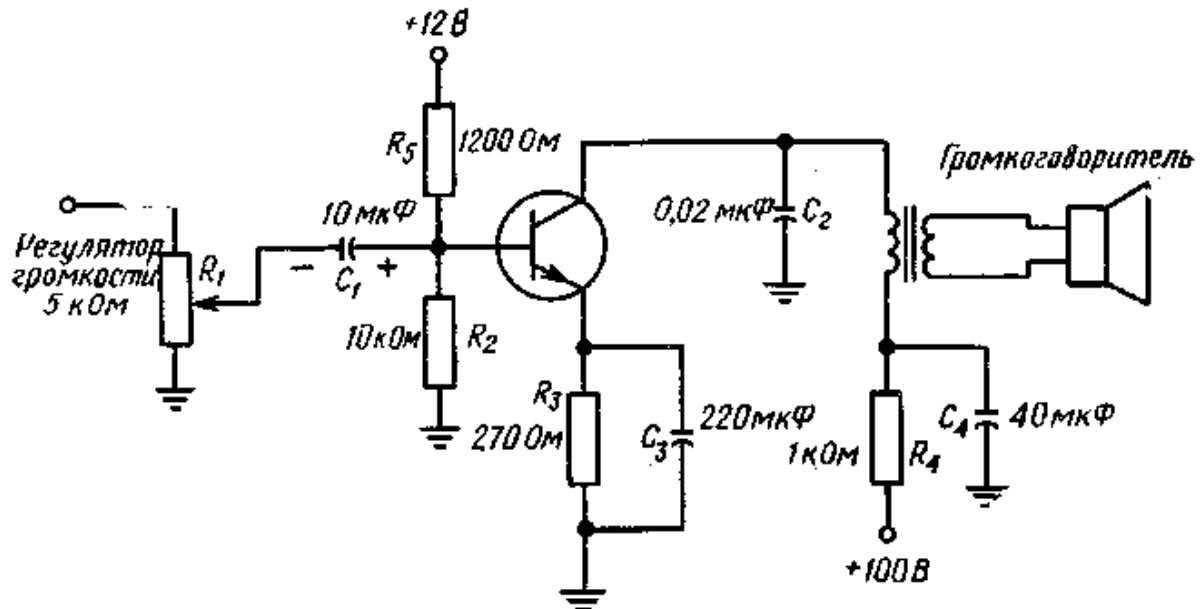


Рис. 1.7. Усилитель мощности с трансформаторным выходом.

Для получения нужного прямого смещения во входной цепи транзистора T_2 его эмиттер присоединен к положительному выводу источника. База второго транзистора также положительна, так как соединена с положительным выводом источника через делитель напряжения, образуемый резистором R_2 и внутренним сопротивлением транзистора T_1 . Следовательно, потенциал коллектора транзистора T_1 и базы T_2 отрицателен относительно положительного вывода источника. Поэтому потенциал базы второго транзистора отрицательнее потенциала эмиттера на величину падения напряжения на R_3 . Необходимый отрицательный потенциал коллектора второго транзистора создается путем подсоединения коллектора к отрицательному выводу источника питания через резистор R_5 . Таким образом, обеспечивается требуемое обратное смещение коллекторного перехода $p-n-p$ -транзистора.

Трансформаторные выходные каскады и трансформаторная связь между каскадами иногда используются в низкокачественных недорогих радиоприемниках. В высококачественных устройствах трансформаторы обычно не применяются. Для сигналов разных частот индуктивности обмоток трансформаторов имеют разные сопротивления, что приводит к увеличению неравномерности амплитудно-частотных характеристик. Кроме этого, первичные и вторичные обмотки трансформаторов имеют распределенные емкости, которые понижают коэффициент трансформации для ВЧ-составляющих сигнала.

Типичная схема усилителя звуковых частот с емкостной связью на входе и трансформаторной на выходе показана на рис. 1.7. Такой усилитель называется *однотактным* в отличие от двухтактных, которые будут описаны ниже.

Входной сигнал поступает на вход транзистора с регулятора усиления через цепочку связи, состоящую из конденсатора C_1 и резисторов R_2 и R_5 . Собственно сигнал прикладывается между базой и эмиттером транзистора, так как цепь R_3C_3 служит для температурной стабилизации рабочей точки транзистора. Переменный ток, появляющийся при этом в коллекторной цепи транзистора, создает усиленный по мощности сигнал. Здесь используется выходной трансформатор звуковой частоты, хотя, как будет показано далее в этом разделе, без этого элемента вполне можно обойтись. Трансформатор обеспечивает согласование между импедансом катушки громкоговорителя Z_2 и выходным импедансом коллекторной цепи транзистора Z_1 . Коэффициент трансформации n выходного трансформатора можно записать как

$$n = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

(1.4)

Таким образом, если, например, необходимо согласовать импеданс катушки громкоговорителя $Z_2 = 8 \text{ Ом}$ с выходным импедансом усилителя $Z_1 = 8000 \text{ Ом}$, то отношение числа витков первичной обмотки

трансформатора к вторичной должно быть равно примерно 32, так как

$$n = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} = \sqrt{\frac{8000}{8}} = \sqrt{1000} = 31,63.$$

Это отношение можно реализовать, если, например, число витков первичной обмотки будет составлять 320, а вторичной — 10 (или первичной 640 витков, а вторичной — 20).

При низком качестве трансформаторов, кроме упомянутых выше потерь сигнала из-за распределенных емкостей, возникают также потери из-за действия вихревых токов. При прочих равных условиях трансформатор с сердечником большего сечения имеет меньшее число витков в обмотках, поэтому сопротивление обмоток постоянному току у такого трансформатора получается меньшим. Так как при увеличении площади сечения сердечника увеличивается магнитная проводимость, то число витков, необходимое для получения той же индуктивности, уменьшается. На омическом сопротивлении любой обмотки трансформатора будет теряться звуковая мощность, поэтому сопротивления обмоток постоянному току стараются сводить к разумному минимуму.

1.6. Цепи развязки

Цепи развязки применяют для того, чтобы устранить паразитную обратную связь между каскадами через общий источник питания. Цепи развязки используют также в качестве схемы частотной коррекции усилителя для компенсации потерь усиления на низких частотах. Кроме того, такие цепи обеспечивают требуемый режим питания цепи коллектора по постоянному току. В связи с этим цепи развязки часто находят применение в различных звуковых и радиочастотных усилителях.

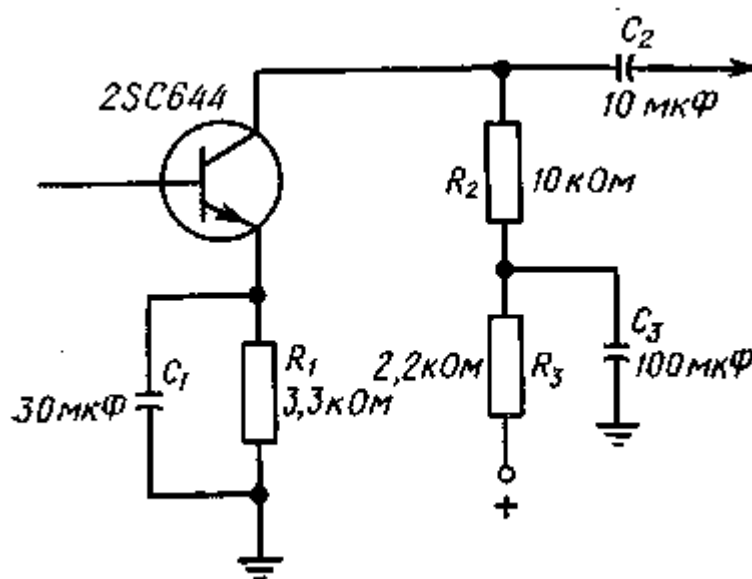


Рис. 1.8. Схема развязки по питанию.

В НЧ-усилителе (рис. 1.8) в качестве развязывающей цепочки используются резистор R_3 и конденсатор C_3 . Конденсатор имеет малое реактивное сопротивление для сигнала (особенно на высоких частотах) и поэтому уменьшает паразитную связь через источник питания.

Резистор R_2 является нагрузкой, на которой выделяется сигнал, передаваемый на следующий каскад. Конденсатор C_3 шунтирует резистор R_3 и таким образом заземляет сигнал, поскольку имеет для него малое реактивное сопротивление. Реактивное сопротивление конденсатора различно на разных частотах — для высокочастотных составляющих сигнала оно меньше. По этой причине развязывающая цепь действует как схема частотной коррекции, которая при изменении частоты сигнала меняет сопротивление нагрузки транзистора. На высоких частотах, где реактивное сопротивление конденсатора мало, конденсатор C_3 в сильной степени шунтирует резистор R_3 , поэтому почти все напряжение сигнала выделяется на резисторе R_2 . Поскольку разделительный конденсатор C_2 также имеет малое реактивное сопротивление на высоких частотах, большая часть сигнала поступает на следующий каскад. Однако на низких частотах реактивное сопротивление C_2 возрастает, поэтому амплитуда сигнала, поступающего на следующий каскад, уменьшается, т. е. низкочастотные сигналы ослабляются. Цепочка R_3C_3 осуществляет развязку до тех пор, пока на низких частотах не ослабляется шунтирующее действие конденсатора C_3 . В этом случае сигнал выделяется как на R_2 , так и на R_3 и общая величина сопротивления нагрузки увеличивается, так же как возрастает и падение на нем напряжения сигнала. Это увеличение амплитуды сигнала компенсирует ослабление, вызываемое разделительным конденсатором C_2 . Таким образом, развязывающая цепочка имеет разные параметры для разных частотных составляющих сигнала.

На практике величину сопротивления R_3 выбирают из условия $R_3 = 0,2R_2$, и R_3 должно быть примерно в 10 раз больше реактивного сопротивления C_3 на самой низкой частоте, которую должен пропускать усилительный каскад. На рис. 1.8 приведена часть схемы усилителя с типичными значениями элементов. В усилителях радиочастоты величина емкости может быть значительно меньше, так как для ВЧ-сигналов реактивное сопротивление емкости существенно ниже.

1.7. Регуляторы тембра

Регуляторы тембра применяются в звуковоспроизводящих устройствах для того, чтобы изменять в сигнале содержание низких и высоких частот или тех и других вместе. В основных схемах регуляторов тембра содержание частот меняется путем снижения усиления в той или иной области частот. Так, например, содержание высоких частот увеличивается, когда ослабляется низкочастотная часть сигнала, а содержание низких частот увеличивается, когда ослабляется высокочастотная часть сигнала. Поэтому, если нет схемы автоматического регулирования усиления (АРУ), то после увеличения уровня, например, низких частот необходимо изменить общее усиление так, чтобы уровень громкости остался неизменным.

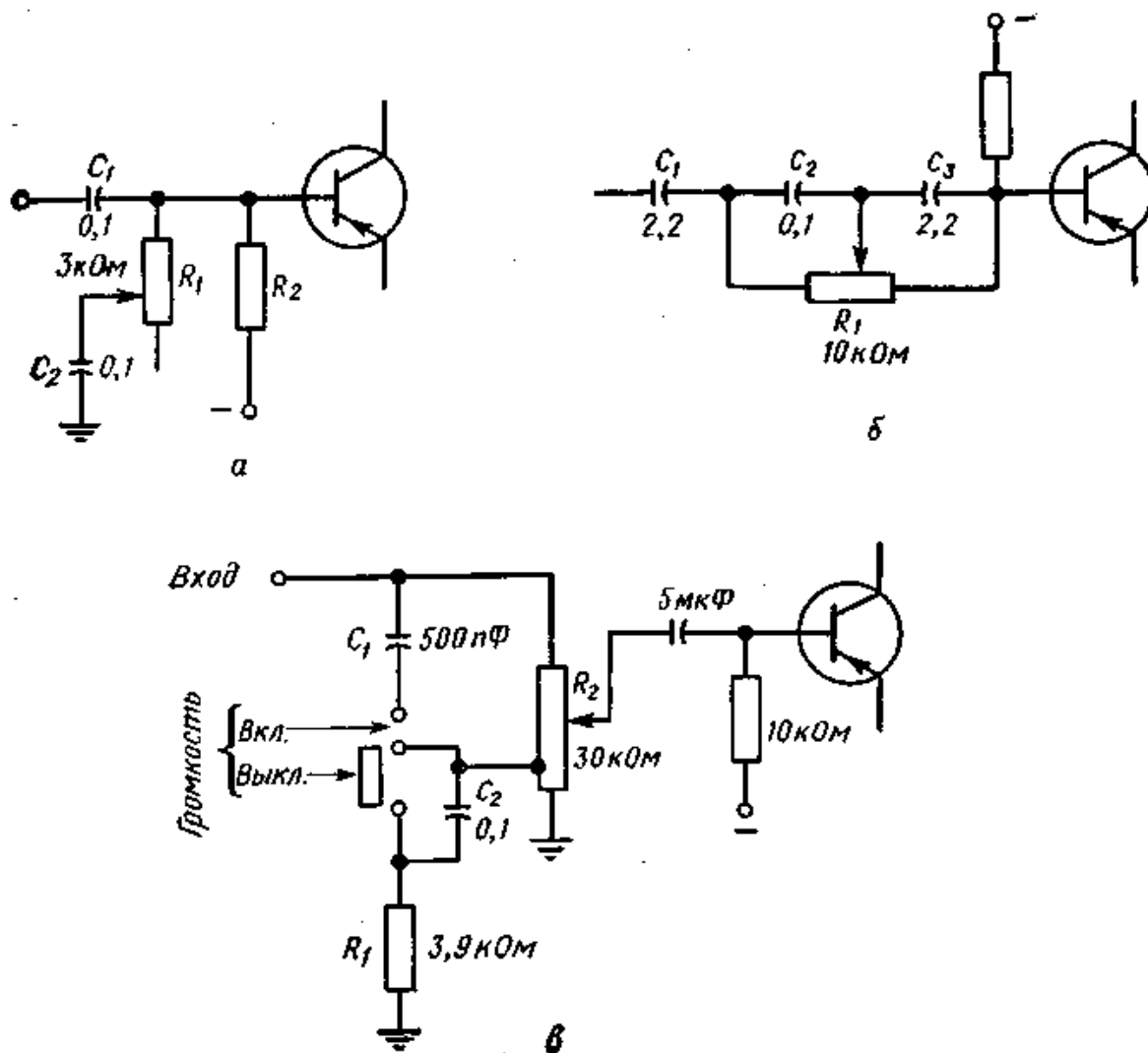


Рис. 1.9. Схемы регулирования тембра.

Типичная схема регулирования уровня низких частот показана на рис. 1.9, а. В этой схеме к обычной разделительной цепочке C_1R_2 добавлена цепочка, состоящая из переменного резистора R_1 и последовательно включенного конденсатора C_2 . Когда движок переменного резистора находится в верхнем положении, конденсатор C_2 оказывается подключенным между выводом базы и землей и поэтому шунтирует вывод базы. Это приводит к ослаблению ВЧ-составляющих сигнала, и относительное содержание низких частот возрастает. Аналогично, когда движок резистора находится в нижнем положении, то сопротивление R_1 большой величины уменьшает шунтирующее действие C_2 уровень ВЧ-составляющих сигнала возрастает и относительное содержание низких частот уменьшается. Регулируя величину сопротивления резистора R_1 , можно устанавливать желаемый тембр усилителя.

Схема регулирования уровня высоких частот приведена на рис. 1.9,6. Когда движок переменного резистора R_1 находится в крайнем левом положении, конденсатор C_2 закорачивается и входной сигнал, поступающий на базу через конденсатор C_3 большой емкости, получает нормальное усиление. Однако, если движок резистора находится в крайнем правом положении, конденсатор C_3 закорачивается и входной сигнал поступает на базу через конденсатор C_2 . Малая величина емкости последнего конденсатора приводит к относительному ослаблению НЧ-составляющих сигнала и, следовательно, к увеличению содержания ВЧ-составляющих. При других положениях движка переменного резистора устанавливаются промежуточные уровни высоких частот.

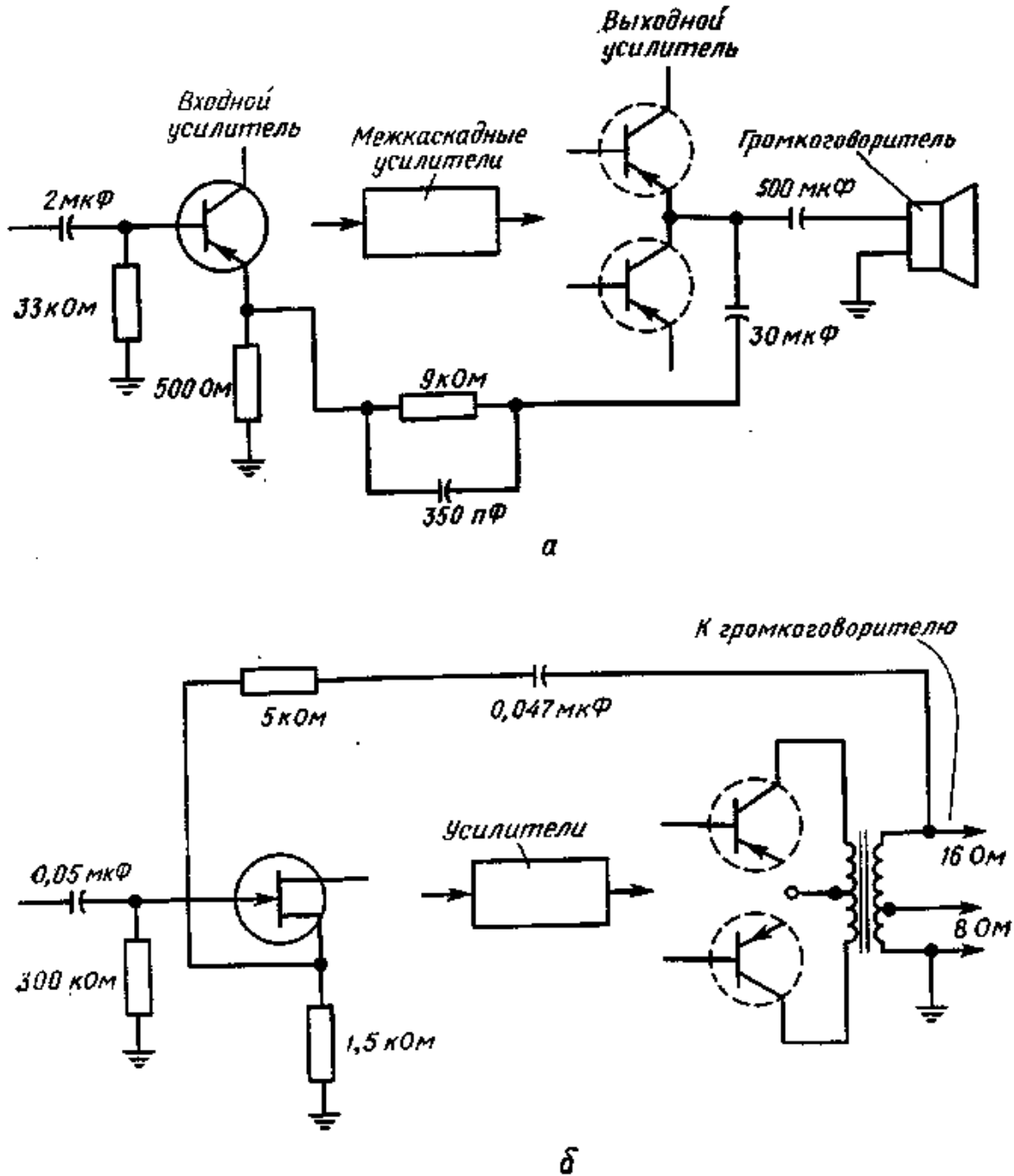


Рис. 1.10. Цепи обратной связи по напряжению.

Во многих высококачественных устройствах устанавливают так называемый *переключатель громкости*, который в положении «Тихо» обеспечивает высокое содержание низких частот (особенно при малых уровнях громкости, что необходимо для компенсации пониженной чувствительности человеческого уха к НЧ-сигналам). На рис. 1.9, в показана соответствующая схема в сочетании с регулятором громкости, выполненным на переменном резисторе R_2 . В положении «Выключено» кнопка переключателя закорачивает конденсатор C_2 , а также отключает конденсатор C_1 . В этом случае обеспечивается нормальный тембр. В положении «Включено» переключатель присоединяет нижний вывод конденсатора C_1 к верхнему выводу конденсатора C_2 , соединенному с нижней частью переменного резистора. Теперь, поскольку конденсатор C_1 шунтирует на высоких частотах часть резистора R_2 , уровень высоких частот понижается и, следовательно, относительное

содержание низких частот возрастает. По мере того как движок регулятора громкости перемещается вниз, он приближается к точке подключения конденсатора C_4 , в которой наблюдается максимальное относительное ослабление высоких частот и, следовательно, максимальное относительное содержание низких частот.

1.8. Отрицательная обратная связь

В схемах с отрицательной обратной связью часть усиленного входного сигнала подается обратно во входную цепь усилителя. Сигнал обратной связи находится в противофазе с входным сигналом. Преимущества схем с отрицательной обратной связью заключаются в уменьшении частотных искажений, расширении полосы пропускания, лучшей стабильности схем, а иногда и в ослаблении шумов. Отрицательная обратная связь понижает усиление сигнала, однако этот недостаток часто оказывается несущественным по сравнению с отмеченными достоинствами.

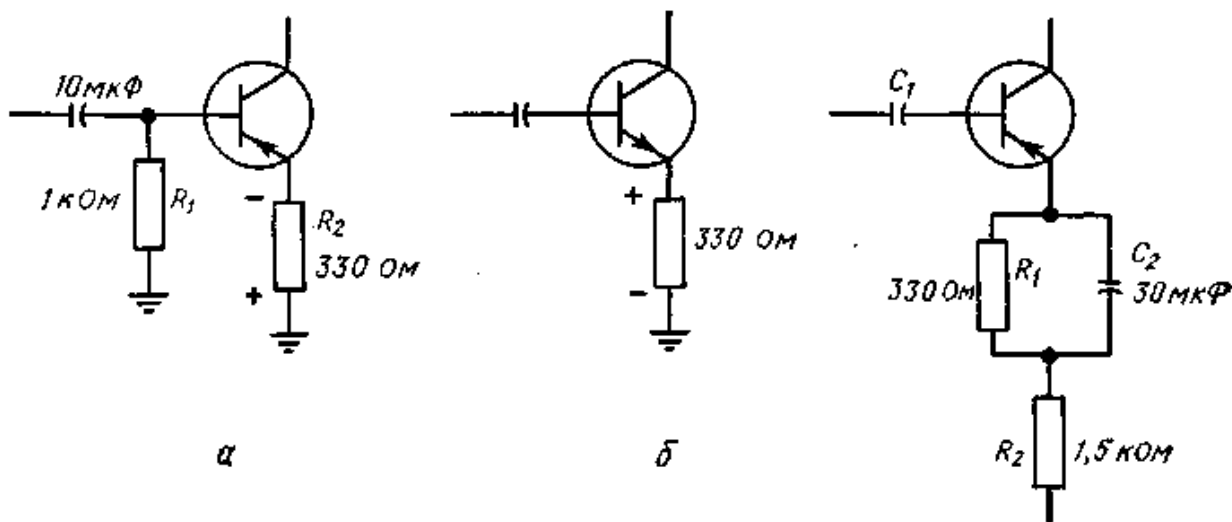


Рис. 1.11. Цепи обратной связи по току.

На рис. 1.10 показаны типичные цепи отрицательной обратной связи по напряжению. В схеме на рис. 11.10, а сигнал обратной связи снимается с выхода усилителя и подается в цепь эмиттера входного усилителя. Глубина обратной связи регулируется величинами резисторов и конденсаторов в цепи обратной связи. Сигнал обратной связи, выделяемый на резисторе в цепи эмиттера (500 Ом) входного каскада, вычитается из входного сигнала. Таким образом при положительной полуволне входного сигнала в цепи коллектора появится отрицательная полуволна определенной амплитуды; при этом сигнал обратной связи, который меняет прямое смещение между базой и эмиттером, будет уменьшать амплитуду этой отрицательной полуволны. Аналогично для отрицательной полуволны входного сигнала положительная полуволна, появляющаяся в цепи коллектора, меньше той, которая была бы без обратной связи. (Необходимо помнить, что сигнал, приложенный к базе, и усиленный сигнал в цепи коллектора изменяются в противофазе.)

Конденсатор емкостью 30 мкФ, включенный последовательно в цепь обратной связи, не пропускает постоянной составляющей с выхода выходного усилителя на резистор 500 Ом в цепи входного усилителя. Сопротивление 9 кОм и шунтирующая его емкость определяют глубину обратной связи.

При использовании полевых транзисторов (которые имеют более высокое входное сопротивление, чем биполярные) используются элементы другой величины. На рис. 1.10, б показана схема подключения цепи обратной связи к резистору в цепи истока ПТ. Здесь часть напряжения со вторичной обмотки выходного трансформатора поступает на резистор в цепи истока ПТ предыдущего каскада. Если знак обратной связи отличается от требуемого (отрицательного), то его можно изменить, поменяв местами выводы вторичной обмотки трансформатора.

Амплитуда напряжения обратной связи регулируется величиной резистора, последовательно включаемого в цепь обратной связи. На глубину обратной связи влияет также величина резистора в цепи истока. Иногда обходятся без разделительного конденсатора в цепи обратной связи, хотя он предотвращает шунтирование резистора в цепи истока по постоянному току малым сопротивлением вторичной обмотки выходного трансформатора.

Так как напряжение обратной связи и напряжение входного сигнала находятся в противофазе, то они вычитаются и происходит ослабление выходного сигнала пропорционально величине напряжения обратной связи. Заметим, что в сигнале обратной

Связи могут содержаться составляющие, искажающие основной сигнал. Эти составляющие поступают на вход усилителя, усиливаются и вновь появляются на выходе, но уже в противофазе с исходными. В результате происходит ослабление искажений сигнала, величина которого определяется глубиной обратной связи.

(Дополнительные сведения об обратной связи приводятся в разд. 2.2.)

На рис. 1.11 показан другой тип схем с отрицательной обратной связью. В схеме на рис. 1.11, а для получения отрицательной обратной связи по току исключен конденсатор, которым обычно шунтируют резистор R_2 в цепи эмиттера. В результате устанавливается отрицательная обратная связь, при которой напряжение обратной связи пропорционально току сигнала, протекающему через R_2 . Поскольку здесь используется транзистор $p - n - p$ -типа, для создания прямого смещения необходимо, чтобы эмиттер был положительным относительно базы. Для получения обратного смещения коллекторного перехода на коллектор подается отрицательное напряжение. В результате ток, протекающий по резистору в цепи эмиттера, создает падение напряжения указанной на рисунке полярности. Поскольку это падение напряжения на резисторе сопротивлением 330 Ом устанавливает потенциал эмиттера отрицательным: относительно потенциала базы, имеет место отрицательная обратная связь. Входной сигнал вызывает появление напряжения на резисторе R_2 . Такой резистор улучшает также температурную стабильность каскада, так как препятствует возрастанию тока транзистора с температурой. В сочетании с охлаждающими радиаторами, которые используются в мощных транзисторах, резистор R_2 способствует ослаблению температурных эффектов, в результате чего опасность температурного дрейфа снижается.

На рис. 1.11, б приведена аналогичная схема на транзисторе $n - p - n$ -типа. Как и в предыдущем случае, падение напряжения на резисторе в цепи эмиттера оказывает действие, противоположное прямому смещению (прямое смещение в транзисторе $n - p - n$ -типа имеет место, когда потенциал эмиттера отрицателен относительно потенциала базы).

Схемы, изображенные на рис. 1.11, а и б, имеют лучшие частотные характеристики по сравнению с характеристиками схем, в которых резистор R_2 шунтирован конденсатором. Реактивное сопротивление конденсатора, шунтирующего резистор R_2 , возрастает на низких частотах, поэтому низкие частоты усиливаются меньше высоких. Это происходит вследствие того, что при большой величине реактивного сопротивления конденсатора возрастает падение напряжения на R_2 и уменьшается усиление. Если шунтирующий конденсатор исключить, то общее усиление каскада понизится, зато уменьшатся вредные эффекты, связанные с действием указанного элемента. Этой возможностью часто пользуются в видеоусилителях, где сигналы имеют широкий спектр, а также в других усилителях, для которых уменьшение усиления не является существенным.

В схеме, изображенной на рис. 1.11, в, напряжение сигнала падает на резисторе R_2 , так как он не шунтирован конденсатором. Резистор R_1 включен параллельно с конденсатором C_2 , поэтому на R_1 выделяется только постоянная составляющая, величина которой зависит от тока коллектора. Только резистор R_2 создает отрицательную обратную связь по току, а последовательно соединенные резисторы R_1 и R_2 влияют на температурную стабильность схемы благодаря изменению смещения при изменении температуры.

1.9. Видеоусилители

Видеоусилители предназначены для усиления широкополосных сигналов. Они применяются, например, в радиолокации и телевидении для усиления сигналов до уровня, необходимого для нормальной работы электронно-лучевых трубок. Во многих случаях видеоусилители можно рассматривать как усилители звуковой частоты, у которых значительно расширена полоса пропускания. Поскольку ВЧ-сигналы значительно ослабляются внутренними емкостями транзисторов, паразитными емкостями монтажа и распределенными емкостями трансформаторов, для компенсации этих эффектов используют специальные цепи. При работе с демодулированными телевизионными сигналами, спектр частот которых находится в полосе 30 Гц — 4 МГц [В СССР используется другой стандарт на телевизионные сигналы. — Прим. перев.], выбирают транзисторы с малыми внутренними емкостями. Кроме того, полосу пропускания усилителей расширяют путем включения корректирующих цепей, показанных на рис. 1.12.

Так как паразитные емкости монтажа не могут быть устранены полностью, их действие нейтрализуют включением катушки индуктивности L_5 , которая в сочетании с шунтирующей паразитной емкостью C образует резонансную цепь низкой добротности для ВЧ-сигналов. Такая параллельная LC-цепь имеет высокое сопротивление для сигналов, частоты которых близки к резонансной, что способствует ослаблению шунтирующего действия паразитных емкостей. Применяемая для этой цели катушка индуктивности (индуктор) называется *корректирующей (обостряющей)*; ее включают последовательно с резистором R_6 в цепи коллектора.

Другую корректирующую катушку индуктивности L_4 подключают непосредственно к коллектору транзистора T_2 . Высокое реактивное сопротивление L_4 для сигналов, лежащих в высокочастотной части полосы пропускания, отделяет паразитные емкости коллекторной цепи от паразитных емкостей базовой цепи следующего каскада (или кинескопа). Резистор R_2 , шунтирующий катушку индуктивности L_4 , служит для подавления паразитных колебаний, которые могут возникнуть на частотах в окрестности резонансной частоты контура, образованного индуктивностью L_4 и паразитными емкостями монтажа. Сопротивление R_2 снижает добротность этого контура и уменьшает так называемый звон. Схема, показанная на рис. 1.12, применяется в приемниках черно-белого изображения. В приемниках цветного изображения используются аналогичные схемы.

В видеоусилителе, показанном на рис. 1.12, используются два транзистора, причем на вход транзистора T_1

поступают де-модулированные сигналы ПЧ изображения и звука.

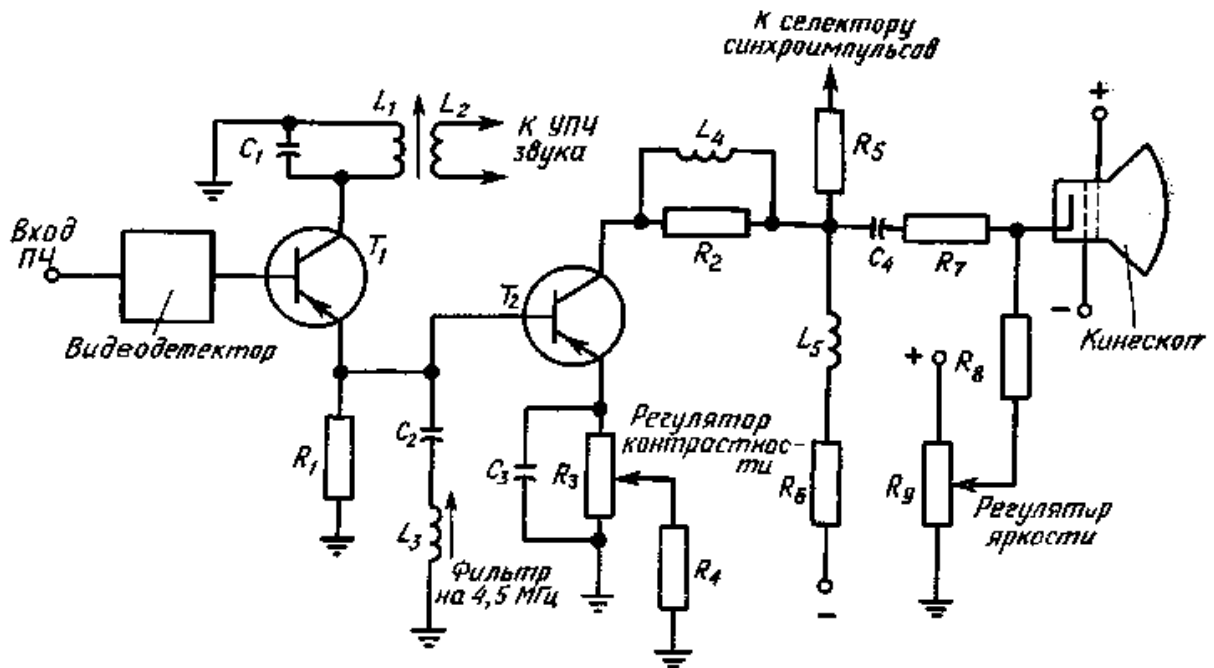


Рис. 1.12. Видеоусилитель.

При смещении в детекторе сигналов изображения и звука, имеющих фиксированные несущие частоты, образуется стандартный сигнал ПЧ звукового сопровождения частотой 4,5 МГц, который является сигналом ПЧ звукового сопровождения с наименьшей частотой преобразования, получаемой на выходе переключателя телевизионных программ (каналов). Транзистор T_1 имеет два выхода. Детектированные видеосигналы выделяются на резисторе R_1 эмиттерного повторителя и подаются далее на базу транзистора T_2 (см. также разд. 1.3). Сигнал звукового сопровождения выделяется в параллельном резонансном контуре коллекторной цепи, настроенном на резонансную частоту 4,5 МГц. С катушки индуктивности L_2 , составляющей вместе с L_1 трансформатор, сигнал поступает на УПЧ звука и далее на детектор звуковых сигналов.

Сигнал звукового сопровождения частотой 4,5 МГц присутствует как в коллекторной, так и в эмиттерной цепи. Поэтому на резисторе R_1 выделяются как сигналы изображения, так и звука. Для подавления сигнала звукового сопровождения между базой транзистора T_2 и землей включен последовательный резонансный контур C_2L_3 , который закорачивает сигнал частотой 4,5 МГц на землю, так как контур настраивается именно на эту частоту подстроечным сердечником катушки индуктивности L_3 . Если звуковой сигнал проникает в канал изображения, то на экране возникают интерференционные полосы.

Переменный резистор R_3 в цепи эмиттера T_2 используется для регулирования напряжения смещения путем изменения падения напряжения на R_3 . Таким образом меняется усиление транзистора T_2 и зритель может установить желаемую контрастность изображения. Резистор R_4 предотвращает закорачивание цепи эмиттера в крайнем верхнем положении движка потенциометра R_3 .

Яркость изображения регулируется потенциометром R_9 . Так как потенциал катода кинескопа положителен по отношению к потенциалу первой (управляющей) сетки, то при перемещении движка вверх сетка становится более отрицательной и, следовательно, сильнее задерживает электроны, вылетающие из катода, в результате чего интенсивность электронного луча падает. При снижении потенциала катода смещение сетки уменьшается, поэтому большее число электронов оставляет катод и яркость увеличивается.

1.10. Фазоинверторы

Схемы фазоинверторов используются для получения двух находящихся в противофазе сигналов, необходимых для работы двухтактных звуковых и радиочастотных усилителей. Сдвиг фаз в 180° между сигналами, подаваемыми на входы двухтактного усилителя (выполненного на двух одинаковых транзисторах), позволяет использовать комбинированные усилительные характеристики каждого транзистора в симметричной схеме, в результате чего получают высокую выходную мощность, высокий к. п. д. и малые нелинейные искажения.

На рис. 1.13, а показана типичная двухтактная схема с трансформаторной связью. Здесь для получения требуемого сдвига фаз в 180° между сигналами, подаваемыми на базы транзисторов T_1 и T_2 , используется трансформатор $T_{р1}$. Так как от середины вторичной обмотки трансформатора отходит вывод, через который подается смещающее напряжение на базы транзисторов, сигнал на базе T_1 будет отличаться по фазе на 180° от

сигнала на базе T_2 . Поскольку в схемах с общим эмиттером выходные сигналы в коллекторных цепях инвертированы на 180° относительно сигналов в базовых цепях, усиленные сигналы на выходах транзисторов имеют вид, показанный на рис. 1.13, а. Отрицательная полуволна сигнала с одной половины обмотки выходного трансформатора Tr_2 суммируется с положительной полуволной сигнала с другой половины обмотки, и образованный таким образом результирующий сигнал поступает на громкоговоритель.

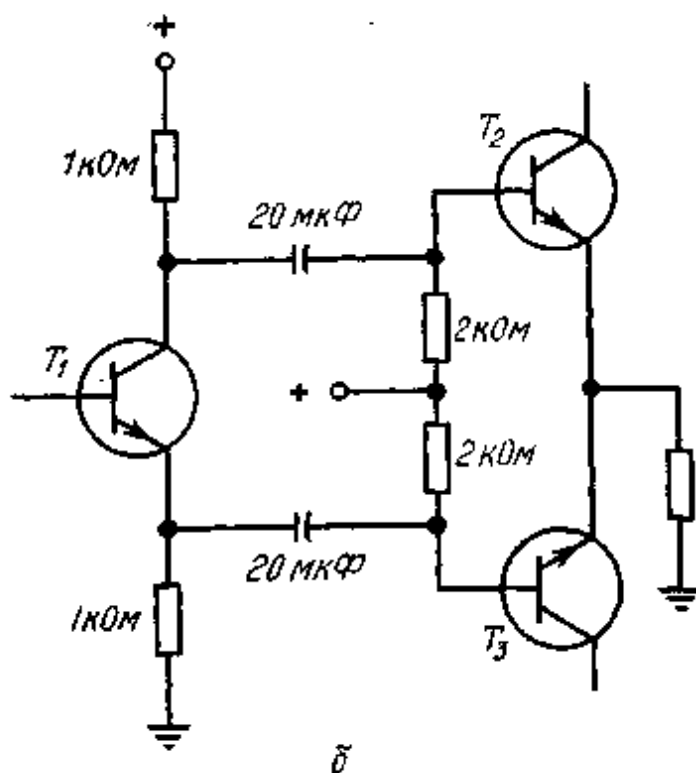
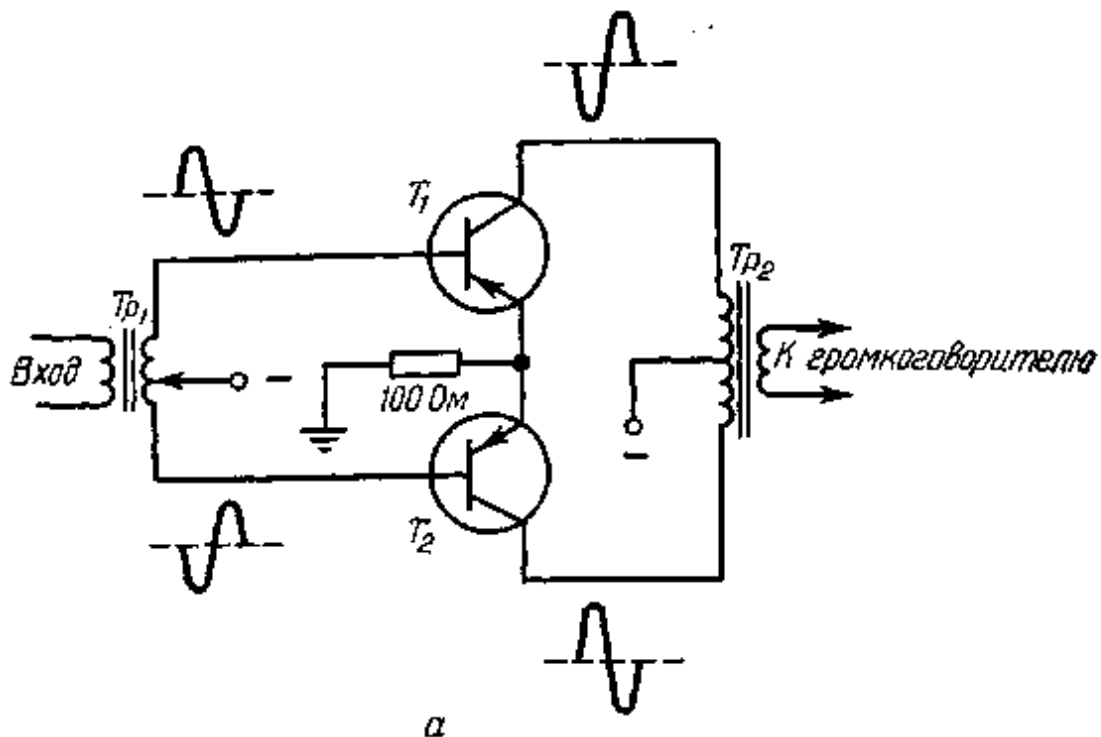


Рис. 1.13. Фазоинверторы.

Если транзисторы имеют одинаковые характеристики, то не требуется шунтировать резистор в цепи эмиттера конденсатором. Это следует из того, что в симметричной схеме на общем резисторе в цепи эмиттера отсутствует напряжение сигнала, поскольку уменьшение тока в одном транзисторе компенсируется таким же увеличением тока в другом.

Фазоинвертор на транзисторах может быть построен и без применения межкаскадного трансформатора (рис. 1.13,б). Сопротивления в цепях коллектора и эмиттера транзистора T_1 имеют одинаковую величину, что необходимо для того, чтобы сигналы фазоинвертора были одинаковой амплитуды. Сдвиг фаз между сигналами, подаваемыми на базы транзисторов T_2 и T_3 , обусловлен тем, что в транзисторе T_1 (типа $n-p-n$) сигнальный ток через оба резистора 1 кОм протекает в одном и том же направлении, например от вывода источника к земле, создавая на них одинаковые падения напряжения. Поэтому сигнальное напряжение, действующее между эмиттером и землей, положительно, в то время как сигнальное напряжение, снимаемое с коллектора T_1 , оказывается в этом случае отрицательным. Таким образом создается нужный для работы двухтактного усилителя сдвиг фаз двух сигналов.

1.11. Двухтактные усилители

В двухтактных усилителях (звуковых или радиочастотных) используются два транзистора, включенных на балансной схеме. Выходная мощность двухтактного усилителя более чем в два раза выше выходной мощности, получаемой в однотактной схеме. Кроме того, в двухтактной схеме снижается содержание четных гармоник в сигнале, поэтому для данного напряжения питания усилитель позволяет получать большую неискаженную мощность.

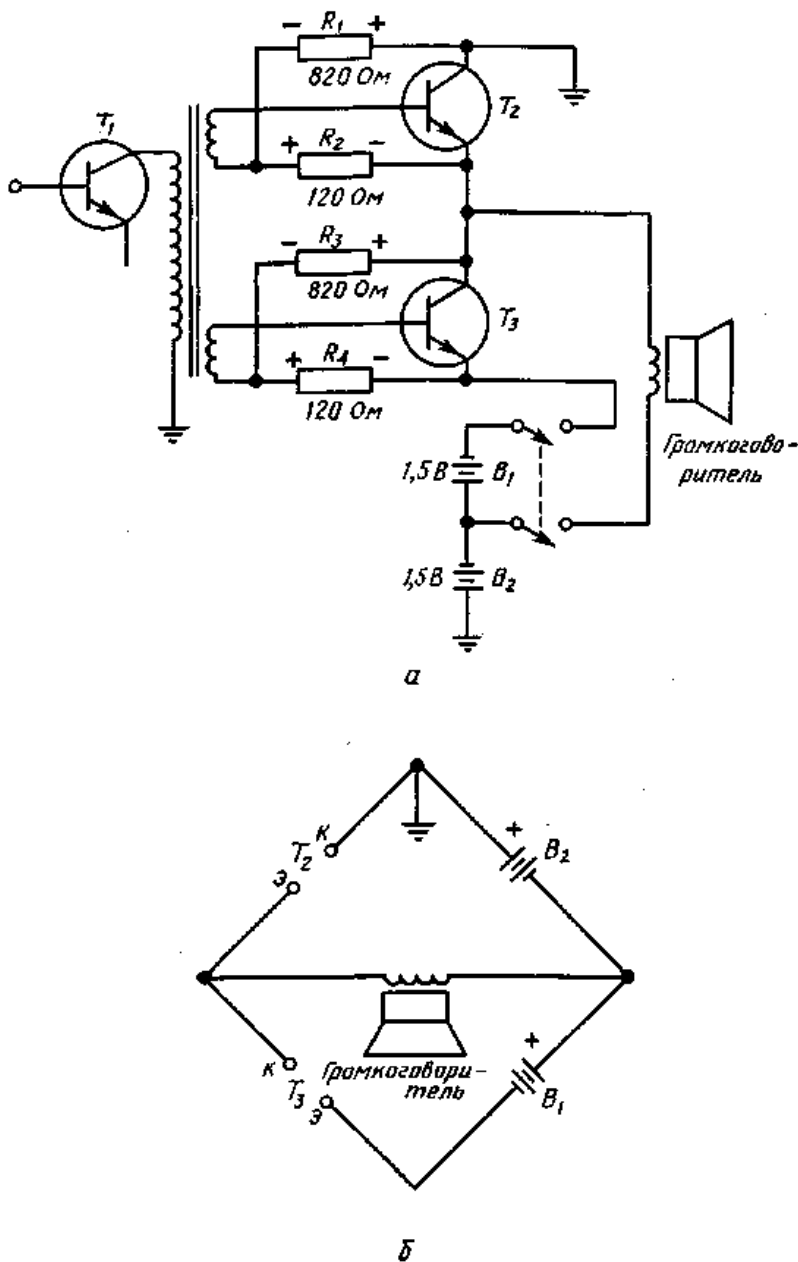


Рис. 1.14. Двухтактная схема с бестрансформаторным выходом.

Как уже обсуждалось в разд. 1ЛО, на входы двухтактного усилителя, собранного на одинаковых транзисторах, необходимо подавать сигналы, сдвинутые по фазе на 180° . Поэтому при работе в классе С или В

транзисторы попеременно открываются в каждом периоде входного сигнала; полный выходной сигнал получается при сложении сигналов каждой половины в выходном трансформаторе. При работе в классе А проводимости транзисторов усилителя в каждом полупериоде входного сигнала различны. Поэтому, когда ток первого транзистора увеличивается, ток второго транзистора уменьшается. Таким образом, на вторичной обмотке трансформатора выделяется суммарная мощность выходных сигналов двух транзисторов.

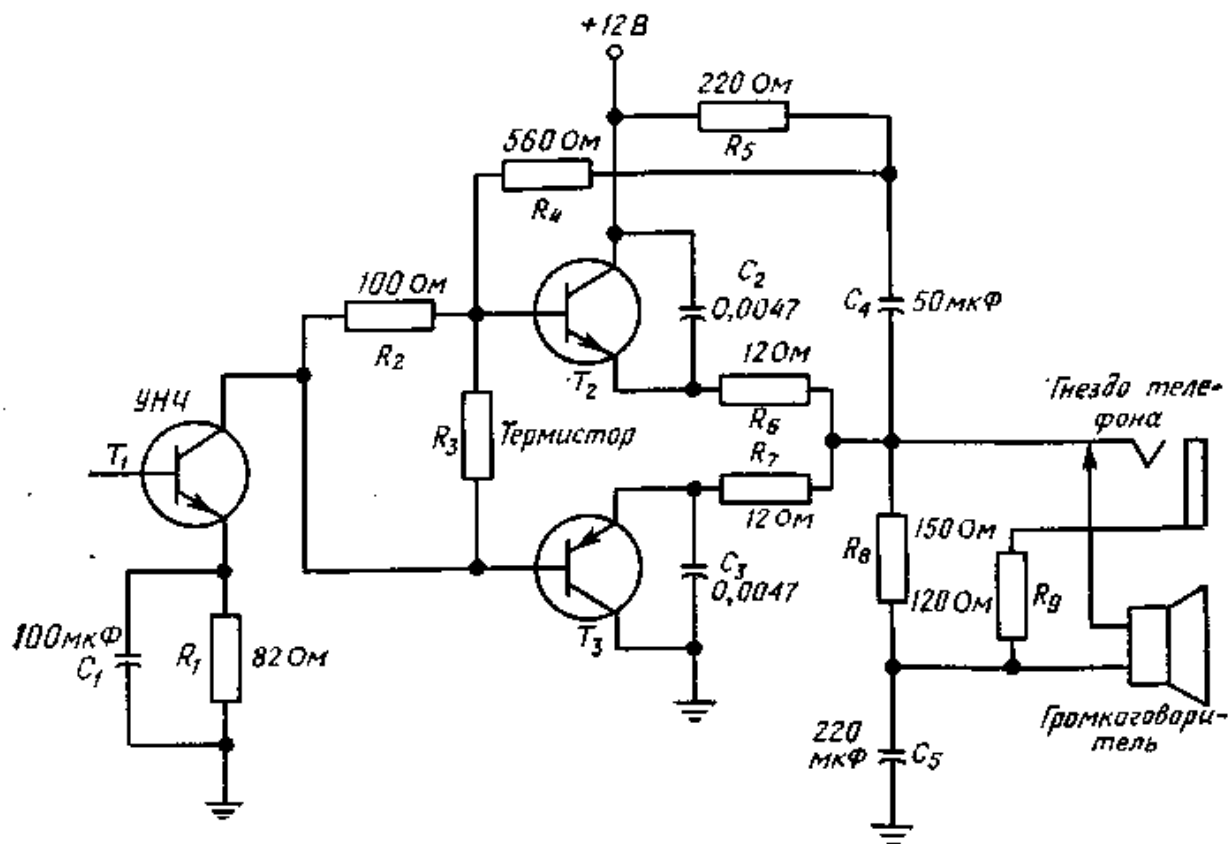


Рис 1.15. Бестрансформаторный двухтактный усилитель низкой частоты на транзисторах с проводимостью разного типа.

Два варианта построения схем двухтактных усилителей были рассмотрены в разд. 1.10 (рис. 1.13). На рис. 1.14 показан еще один тип схемы двухтактного усилителя низкой частоты. Здесь используется входной трансформатор с двумя вторичными обмотками, а выходной трансформатор отсутствует. Как и в других транзисторных усилителях, транзисторы $n - p - n$ -типа, изображенные на рис. 1.14, а можно заменить транзисторами $p - n - p$ -типа, изменив соответствующим образом полярность источников питания. Как можно видеть из рис. 1.14, отрицательное напряжение, поступающее от источника питания B_2 через катушку громкоговорителя, создает необходимое прямое смещение эмиттерного перехода транзистора T_2 . Так как нижний вывод источника питания B_2 и коллектор T_2 заземлены, то потенциал коллектора T_2 выше потенциала эмиттера, что необходимо для создания обратного смещения коллекторного перехода. Требуемый положительный потенциал базы транзистора T_2 относительно эмиттера обеспечивается при помощи делителя напряжения на резисторах R_1 и R_2 ; делитель связан с источником питания B_2 через заземленный коллектор транзистора T_2 . Полярность падений напряжений на резисторах указана на рисунке; как можно видеть, потенциал базы T_2 положителен относительно эмиттера.

Прямое смещение для транзистора T_3 также создается делителем напряжения на резисторах R_3 и R_4 , подключенных к батарее B_1 . Падение напряжения на резисторе R_4 обеспечивает положительный потенциал базы транзистора T_3 и отрицательный потенциал эмиттера. Отрицательный вывод батареи B_1 соединен непосредственно с эмиттером транзистора T_3 , а необходимое обратное смещение коллекторного перехода этого транзистора создается подключением коллектора к положительному выводу батареи B_1 через катушку громкоговорителя.

Как показано на рисунке, входной трансформатор имеет две вторичные обмотки, что обеспечивает поступление входных напряжений на двухтактный усилитель в противофазе, т. е. сигнал, приложенный к базе одного транзистора, находится в противофазе с сигналом базы другого транзистора.

Коллекторно-эмиттерные цепи транзисторов T_2 и T_3 как бы включены последовательно с источниками питания. Оба транзистора соединены с катушкой индуктивности громкоговорителя так, что указанные элементы образуют мост, эквивалентная схема которого приведена на рис. 1.14, б. Если транзисторы хорошо подобраны, то падения напряжений на них будут равны. А если напряжения источников питания одинаковы и

равны их внутренние сопротивления, то мост окажется сбалансированным и постоянный ток через катушку громкоговорителя будет равен нулю. Когда на вторичных обмотках входного трансформатора появится звуковой сигнал, то на базу одного транзистора поступит положительная полуволна, а на базу другого — отрицательная. В связи с этим проводимость одного транзистора возрастет, а другого уменьшится, через транзисторы потекут разные токи и мост разбалансируется. Разбаланс моста приведет к появлению сигнального напряжения на катушке громкоговорителя, и, следовательно, через нее потечет ток сигнала, а в громкоговорителе появится звук.

Сопротивление катушки громкоговорителя, необходимое для согласования с транзисторным двухтактным усилителем, намного меньше сопротивления, требуемого для согласования с двухтактным усилителем на лампах. Так как транзисторные схемы имеют малое выходное сопротивление, они хорошо согласуются с низкоомными громкоговорителями.

На рис. 1.15 показана схема двухтактного усилителя на двух транзисторах с проводимостью разного типа. В этой схеме транзистор T_1 не является фазоинвертором, поскольку с его выхода на базовые входы транзисторов T_2 и T_3 (подаются сигналы одной и той же фазы и полярности. Предположим, что на входы транзисторов поступает положительная полуволна сигнала. Положительный входной сигнал увеличивает прямое смещение транзистора T_2 $n - p - n$ -типа, а следовательно, и его проводимость. Прямое же смещение транзистора T_3 и его проводимость при этом уменьшаются, поскольку это транзистор с другим типом проводимости. Таким образом, действие входного сигнала на транзистор T_3 обратно действию на транзистор T_2 .

При отрицательном входном сигнале прямое (смещение транзистора T_2 уменьшается, а транзистор T_3 увеличивается. Теперь проводимость T_2 уменьшилась, а проводимость T_3 увеличилась, т. е. схема, собранная на транзисторах с проводимостью разного типа, обеспечивает такие же выходные параметры, как схема двухтактного усилителя на транзисторах одного типа с фазоинвертором или трансформатором. Таким образом, в последней схеме также реализуется двухтактный режим работы, при котором в одни моменты времени на резистор R_6 поступает положительный сигнал через R_6 , а в другие моменты — отрицательный через R_7 . Следовательно, в положительные полупериоды сигнал на громкоговоритель поступает через резистор R_6 , а в отрицательные через резистор R_7 . Цепочка R_4C_4 обеспечивает отрицательную обратную связь в схеме (см. разд. 1.8). В качестве резистора R_5 служит термистор, сопротивление которого меняется при изменениях температуры. Этим достигается стабилизация токов и напряжений транзисторов.

При работе громкоговорителя резистор RQ отключен. Если же в гнездо вставить штекер телефона, то громкоговоритель отключается, а последовательно с телефоном для предохранения его от перегрузок включается резистор сопротивлением 120 Ом. Это стандартный способ подключения телефона, причем величина сопротивления резистора может достигать 330 Ом. Иногда в схемах такого типа исключают разделительный конденсатор C_5 , а нижний вывод громкоговорителя присоединяют непосредственно к земле. Конденсатор C_5 (220 мкФ) представляет собой малое реактивное сопротивление для сигналов звуковых частот и поэтому заземляет их. Так как выводы транзистора T_2 имеют более высокие потенциалы относительно земли, чем выводы транзистора T_3 (коллектор которого заземлен), то для симметрирования схемы и выравнивания токов выходных транзисторов иногда используют дополнительные резисторы и конденсаторы.

Глава 2

УСИЛИТЕЛИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

2.1. Схема Дарлингтона

Обозначение составного транзистора, выполненного из двух отдельных транзисторов, соединенных по схеме Дарлингтона, указано на рис. 2Л,а. Первый из упомянутых транзисторов включен по схеме эмиттерного повторителя, сигнал с эмиттера первого транзистора поступает на базу второго транзистора. Достоинством этой схемы является исключительно высокий коэффициент усиления. Общий коэффициент усиления по току μ для этой схемы равен произведению коэффициентов усиления по току отдельных транзисторов: $\mu = \mu_1 \mu_2$. Например, если входной транзистор пары Дарлингтона имеет коэффициент усиления, равный 120, а коэффициент усиления второго транзистора равен 50, то общее μ составляет 6000. В действительности усиление будет даже несколько большим, так как общий коллекторный ток составного транзистора равен сумме коллекторных токов пары входящих в него транзисторов.

Полная схема составного транзистора показана на рис. 2.1,б. В этой схеме резисторы R_1 и R_2 составляют делитель напряжения, создающий смещение на базе первого транзистора. Резистор R_n , подключенный к эмиттеру составного транзистора, образует выходную цепь. Такой прибор широко применяется на практике, особенно в тех случаях, когда требуется большой коэффициент усиления по току. Схема имеет высокую чувствительность к входному сигналу и отличается высоким уровнем выходного коллекторного тока, что позволяет использовать этот ток в качестве управляющего (особенно при низком напряжении питания). Применение схемы Дарлингтона способствует уменьшению числа компонентов в схемах.

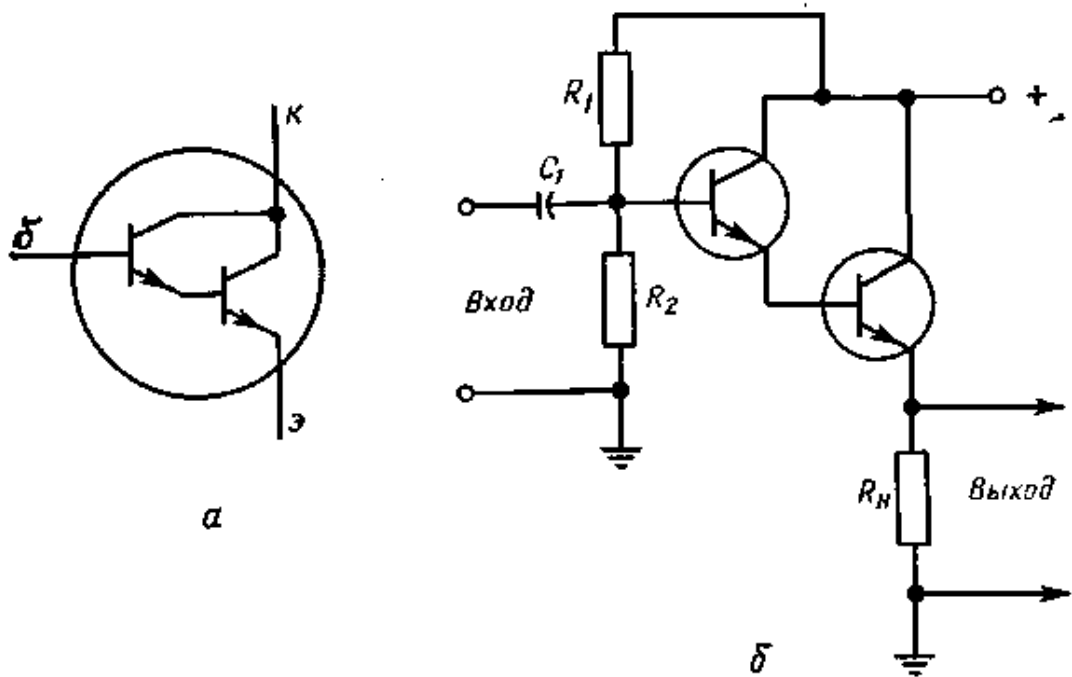


Рис. 2.1. Схема Дарлингтона.

Схему Дарлингтона используют в усилителях низкой частоты, в генераторах и переключающих устройствах. Выходное сопротивление схемы Дарлингтона во много раз ниже входного. В этом смысле ее характеристики подобны характеристикам понижающего трансформатора. Однако в отличие от трансформатора схема Дарлингтона позволяет получить большое усиление по мощности. Входное сопротивление схемы примерно равно $\beta^2 R_n$, а ее выходное сопротивление обычно меньше R_n . В переключающих устройствах схема Дарлингтона применяется в области частот до 25 кГц.

2.2. Операционные усилители

Операционные усилители — специальные усилители постоянного тока (УПТ), которые отличаются высоким коэффициентом усиления (иногда более 1 млн.) и пологой частотной характеристикой. В этих усилителях для получения линейной характеристики используют непосредственную связь между каскадами. Поэтому полоса пропускания таких усилителей занимает область от нуля до весьма высоких частот. Обычно для получения требуемого операционного соотношения между выходным и входным импедансами операционного усилителя вводят цепь обратной связи.

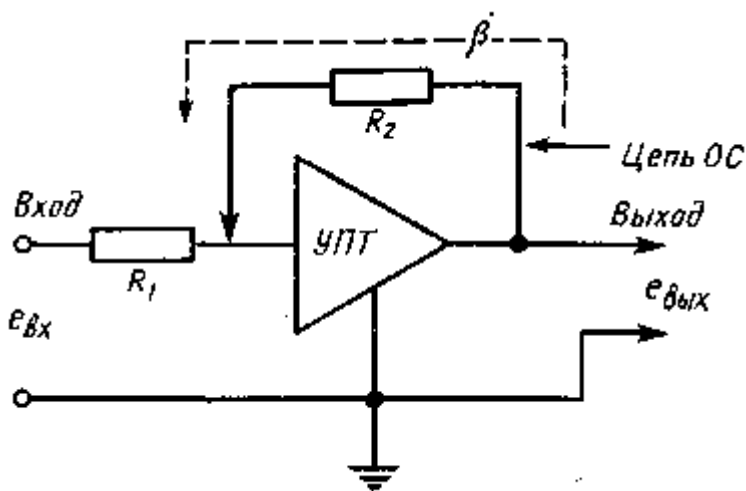


Рис. 2.2. Операционный усилитель.

На рис. 2.2 показана типичная схема операционного усилителя. Коэффициент обратной связи ρ выражает относительную величину напряжения, поступающего по цепи обратной связи с выхода на вход.

Отрицательная обратная связь (ОС) ослабляет шумы, частотные искажения сигнала и расширяет полосу

пропускания (см. разд. 1.8). Сигнал обратной связи, поступающий на вход усилителя, усиливается и проходит на выход в противофазе с действующим там сигналом. В результате выходной сигнал ослабляется в степени, определяемой глубиной обратной связи.

Пусть при отсутствии обратной связи входной сигнал $e_{вх}$ усиливается (коэффициент усиления схемы без цепи обратной связи обозначим буквой A) и на выходе получается сигнал $e_{вых}$

$$e_{вых} = A e_{вх}. \quad (2.1)$$

Следовательно, коэффициент усиления схемы *без обратной связи*, или коэффициент усиления схемы с *разомкнутой петлей обратной связи*, есть отношение мгновенных значений выходного и входного напряжений сигнала ;

$$A = \frac{e_{вых}}{e_{вх}}. \quad (2.2)$$

Перед коэффициентом обратной связи β ставят знак минус, если обратная связь отрицательна; в схемах генераторов, где используется положительная обратная связь, перед β ставят знак плюс. Символом A' обозначают коэффициент усиления схемы, охваченной *обратной связью*.

Произведение $A\beta$ называют *фактором обратной связи*. Величина $(1 - A\beta)$ есть *мера глубины обратной связи*. Уравнения усиления для схемы с обратной связью имеют вид

$$A' = \frac{A}{1 - A\beta} \quad \text{или} \quad \frac{A}{1 + A\beta}, \quad (2.3)$$

где A' — коэффициент усиления усилителя с обратной связью, A — коэффициент усиления усилителя без обратной связи, β — коэффициент обратной связи.

Если фактор обратной связи много больше единицы, то величина коэффициента усиления по напряжению практически не зависит от A и для коэффициента усиления по напряжению схемы с обратной связью можно записать следующее выражение:

$$|A'| \approx \frac{1}{\beta}. \quad (2.4)$$

Поскольку отрицательная обратная связь ослабляет также и искажения сигнала, полезно выразить величину искажений сигнала на выходе схемы. Обозначим относительную величину искажений сигнала на выходе схемы при наличии и при отсутствии обратной связи соответственно D' и D ; тогда можно записать уравнение

$$D' = \frac{D}{1 - A\beta}. \quad (2.5)$$

Таким образом, как величина коэффициента усиления сигнала, так и величина его искажений ослабляются одинаково, причем величина ослабления определяется глубиной обратной связи ($1 - A\beta$). Если, например, абсолютная величина глубины обратной связи равна 3, а величина коэффициента усиления без обратной связи равна 60, то при наличии обратной связи величина коэффициента усиления составит

$$|A'| = \frac{60}{3} = 20.$$

Соответственно, если относительная величина искажений сигнала составляла 6%, то при действии обратной связи она упадет до 2%:

$$|D'| = \frac{6}{3} = 2.$$

Когда фактор обратной связи много больше единицы (и коэффициент усиления сигнала по напряжению не зависит от A), выходное напряжение $e_{вых}$ определяется только значениями токов сигнала, протекающих по сопротивлениям R_1 и R_2 , и входного напряжения $e_{вх}$ (рис. 2.2). Поэтому в операционных усилителях с высоким коэффициентом усиления при наличии обратной связи выходное напряжение сигнала схемы определяется следующим выражением:

$$e_{вых} = \frac{R_2}{R_1} e_{вх}. \quad (2.6)$$

2.3. Дифференциальные усилители

Схема дифференциального усилителя содержит два транзистора, у которых эмиттеры соединены непосредственным образом (рис. 2.3, а). К общей точке объединенных эмиттеров подключен резистор R_3 . Схема имеет два входа и два выхода.

К достоинствам дифференциального усилителя можно отнести большую полосу пропускания, высокую стабильность работы и широкий диапазон применений. Дифференциальный усилитель можно использовать как смеситель для гетеродинирования нескольких сигналов, как ограничитель для ограничения максимальной и минимальной величин сигнала, в качестве модулятора, а также множителя частот сигнала. Поскольку такой усилитель имеет мало компонентов (отсутствуют конденсаторы и индуктивности), он широко используется в

интегральных микросхемах и часто входит в состав операционных усилителей, описанных в разд. 2.2.

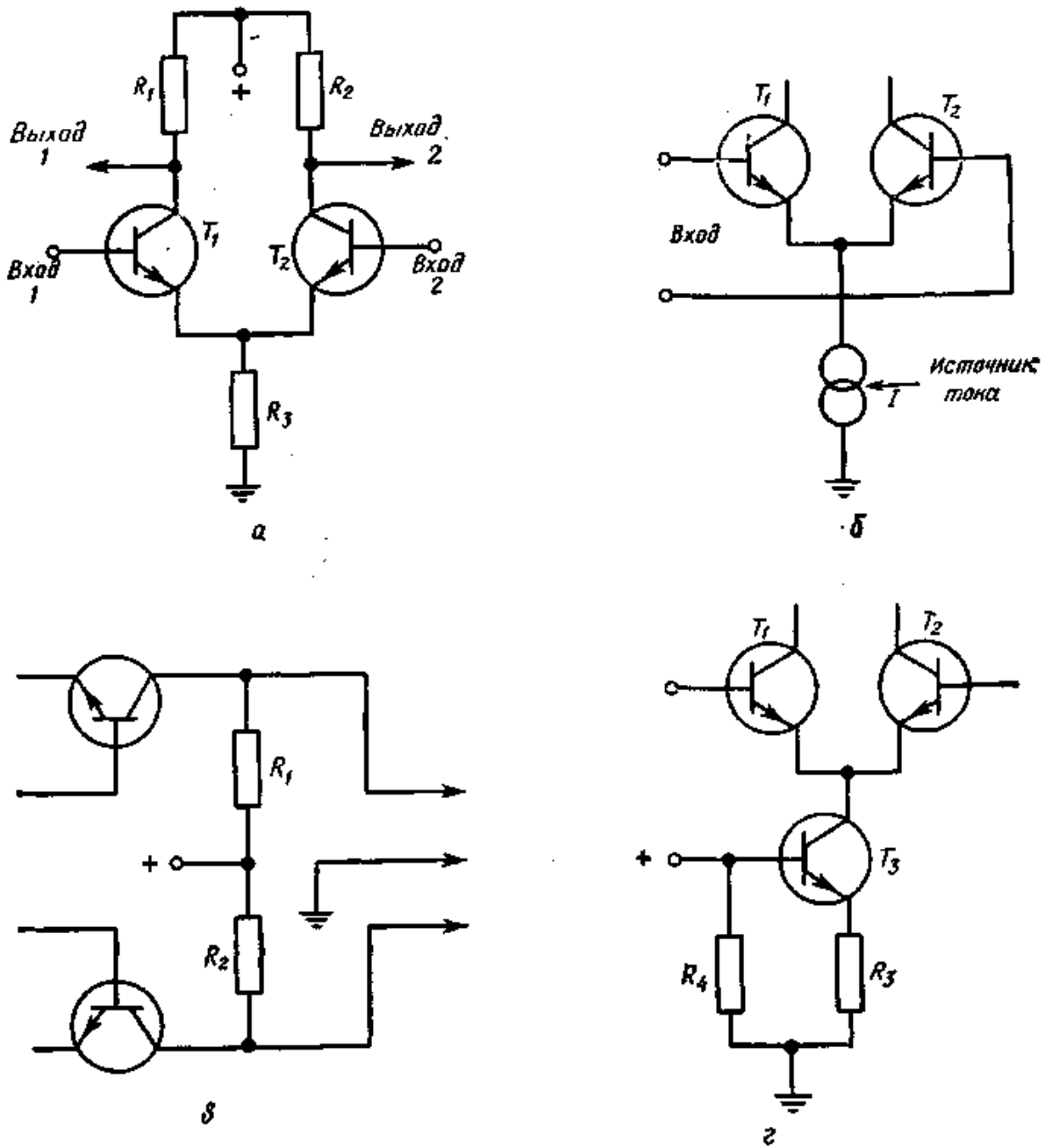


Рис. 2.3. Схемы дифференциальных усилителей.

Возможны несколько вариантов использования этой схемы. В первом варианте (рис. 2.3, а) сигнал поступает только на один из входов (при этом второй вход может быть заземлен). Поэтому, если сигнал поступает на вход транзистора T_1 , то усиленный сигнал появится на коллекторе этого транзистора. Как и в схеме с общим эмиттером, входное и выходное напряжения сдвинуты по фазе на 180° . Изменения сигнального тока, протекающего через резистор R_3 , приводят к незначительному изменению падения напряжения на нем. Так как токи обоих транзисторов T_1 и T_2 протекают через резистор R_3 , то ток транзистора T_2 также будет меняться в соответствии с изменением тока транзистора T_1 .

Если, например, на базу транзистора T_1 поступает положительная полуволна входного сигнала, то прямое напряжение на эмиттерном переходе возрастет и ток коллектора транзистора T_1 увеличится. Поэтому падение напряжения на R_1 также увеличится и потенциал коллектора станет менее положительным. Это изменение падения напряжения представляет собой отрицательный сигнал, и, следовательно, между входным и выходным напряжениями образуется сдвиг фаз в 180° .

Увеличение тока транзистора T_1 вызовет увеличение (хотя и небольшое) тока через резистор R_3 и приведет к небольшому возрастанию потенциала объединенных эмиттеров. В результате прямое напряжение на эмиттерном переходе транзистора T_2 уменьшится и ток через T_2 также уменьшится, что вызовет уменьшение

падения напряжения на резисторе R_2 . Коллектор транзистора T_2 становится более положительным, т. е. на нем появляется сигнал, находящийся в противофазе с сигналом на коллекторе T_1 . Таким образом, данный усилитель представляет собой парафазный усилитель.

Если выходной сигнал снимается с коллектора транзистора T_1 , то схема представляет собой одноканальный инвертирующий усилитель. Если же выходной сигнал снимается с коллектора T_2 , то схему можно рассматривать как одноканальный неинвертирующий усилитель.

Сигнал можно подавать на две базы (рис. 2.3,б); в этом случае вход схемы называют *дифференциальным* /При любой конфигурации схем, показанных на рис. 2.3, снимаемый сигнал пропорционален разности потенциалов на входах усилителя, т. е. разностному (дифференциальному) сигналу. — Прим. ред.]. Выходной сигнал (рис. 2.3, в) можно снимать с коллектора транзистора T_1 или T_2 , а также с обоих коллекторов для получения симметричного выхода относительно земли.

Важной характеристикой дифференциального усилителя является характеристика передачи напряжения при действии синфазного сигнала одновременно на оба входа. Если на вход усилителя поступают сигналы помехи, такие, как пульсации источника питания, сигналы наводки, обусловленные влиянием паразитных связей, излучения и т. д., то такие сигналы находятся в фазе на обоих входах, так что на эмиттерном резисторе R_3 действует разностный сигнал. Синфазные сигналы взаимно ослабляются, не оказывая заметного воздействия на полезный усиливаемый сигнал. По этой причине дифференциальный усилитель мало чувствителен к наводкам переменного тока. Когда такие наводки появляются на обоих входах одновременно, они взаимно подавляются.

Лучшие характеристики дифференциального усилителя получаются на хорошо подобранной паре транзисторов и коллекторных резисторов. Наилучшей стабильности и оптимальных характеристик можно достичь, если увеличить величину сопротивления общего резистора в цепи эмиттера, поскольку в этом случае этот элемент ведет себя как источник постоянного тока с большим внутренним сопротивлением. В результате ослабляется связь между входными и выходными цепями транзисторов. Однако при этом вследствие большого падения напряжения на R_3 необходимо значительно увеличить напряжение источника питания.

Для улучшения характеристик можно использовать отдельный источник тока. Характеристики усилителя тем лучше, чем выше внутреннее сопротивление источника тока. Если в схеме на рис. 2.3, а высокое значение сопротивления источника тока получают путем увеличения R_3 , то в схеме на рис. 2.3, г этого достигают другим способом. В последнем случае используют дополнительный транзистор и резистор. В схеме на рис. 2.3, г, соответствующей схеме транзистора с ОБ, выходное сопротивление для постоянного тока в коллекторной цепи транзистора T_3 весьма велико — значительно больше R_3 . Это позволяет уменьшить величину сопротивления R_3 , в результате чего уменьшаются падение напряжения и рассеиваемая мощность на R_3 , а также потребляемая мощность по сравнению с аналогичными параметрами для схемы на рис. 2.3, а.

Известны другие, более совершенные схемы построения источников постоянного тока. В этих схемах вместо резистора R_4 применяют диод со специально подобранными характеристиками, который способен компенсировать изменение смещения транзистора T_3 , вызываемое нестабильностью температуры.

2.4. Усилитель сигнала выключения канала цветности

В цветном телевизионном приемнике необходимо генерировать поднесущую, которая должна подмешиваться к боковым полосам входных сигналов цветности, передаваемых с учетом требований к спектру сигнала цветности без поднесущей (см. разд. 4.6) [В СССР используются другая система и другой стандарт цветного телевидения. — Прим. перев.].

В черно-белом приемнике отсутствуют генератор поднесущей, полосовые усилители сигналов цветности, а также другие каскады, имеющие отношение к получению цветного изображения; поэтому в таком устройстве при приеме сигналов цветности помех не возникает. Однако при приеме и воспроизведении сигналов черно-белого изображения в цветных телевизионных приемниках могут возникать некоторые нарушения нормальной работы. При прохождении черно-белых сигналов через каскады, предназначенные для получения цветного изображения, черно-белые тона воспроизводятся плохо. Поэтому необходима специальная схема, которая бы автоматически отключала полосовой усилитель сигналов цветности на время приема сигналов черно-белого изображения. Такая схема изображена на рис. 2.4; ее называют *выключателем канала цветности* (color killer). Здесь схема на транзисторе T_1 одновременно выполняет функции фазового детектора, ключевого каскада и усилителя. Этот транзистор открыт только в отсутствие сигнала цветовой синхронизации, называемого также *сигналом цветовой вспышки* (reference burst signal). При открытом транзисторе T_1 падает практически до нуля прямое смещение транзистора полосового усилителя и канал сигналов цветности при приеме сигналов черно-белого изображения, поступающих без сигнала цветовой синхронизации, выключается.

Как показано на рис. 2.4, сигнал цветовой синхронизации подается на трансформатор, состоящий из индуктивных обмоток L_1 и L_2 . Этот сигнал частотой 3,58 МГц поступает на схему фазового детектора. Основные процессы, протекающие в этом каскаде, более полно описаны в гл. 9. В фазовом детекторе сравнивается входной сигнал цветовой синхронизации с сигналом генератора поднесущей. Когда присутствуют оба сигнала, то в фазовом детекторе устанавливается нулевое смещение базы транзистора T_1 , что приводит к запиранию последнего. Установка смещения производится потенциометром R_{10} , который регулирует состояние баланса в фазовом детекторе.

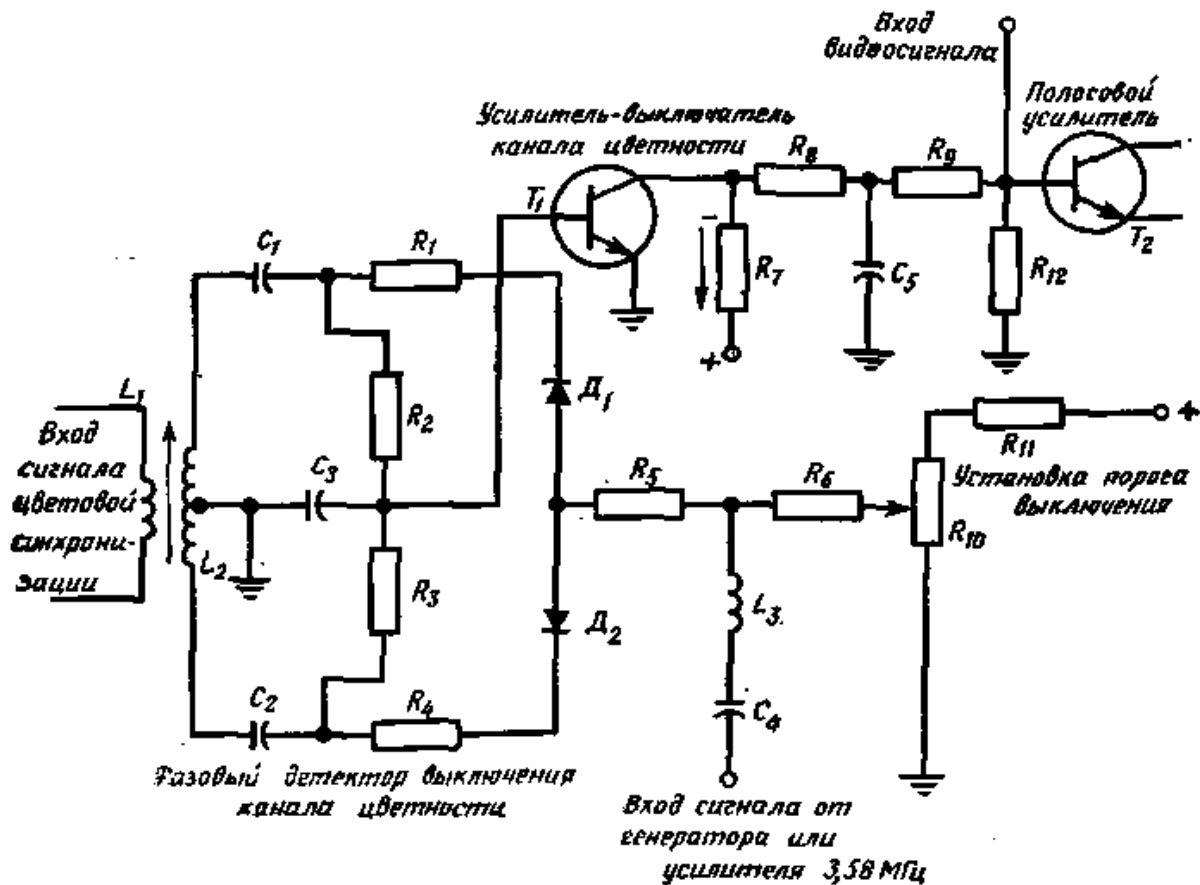


Рис. 2.4. Усилитель-выключатель сигналов цветности.

Прямое смещение на транзистор T_2 полосового усилителя подается через резистор R_7 ; при запертом транзисторе T_1 транзистор T_2 открыт. В таком состоянии полосовой усилитель нормально усиливает входной видеосигнал. При приеме же сигналов черно-белого изображения, не содержащих сигналов цветовой синхронизации, возникает разбаланс моста фазового детектора, что приводит к появлению положительного напряжения на базе T_1 и к отпиранию этого транзистора. Ток транзистора T_1 создает значительное падение напряжения на резисторе R_7 (полярность падения напряжения указана на рисунке). Это приводит к резкому уменьшению прямого смещения транзистора T_2 , который запирается, в результате чего видеосигналы перестают проходить через полосовой усилитель на T_2 .

2.5. Полосовой усилитель сигналов цветности

Полосовой усилитель сигналов цветности в цветном телевизионном приемнике служит для выделения (отфильтровывания) импульсов синхронизации и цветовой вспышки из полного видеосигнала для того, чтобы воспрепятствовать прохождению указанных сигналов на вход кинескопа и появлению на экране интерференционных полос. Для достижения этого необходимо периодически, в определенные моменты времени выключать транзистор. Полосовой усилитель устанавливается между выходом видеоусилителя и детектором (демодулятором) сигналов цветности. Типичная схема полосового усилителя показана на рис. 2.5. Как можно видеть, сигнал с видеоусилителя поступает на катушку индуктивности L_1 , снабженную подстроечным сердечником, при помощи которого устанавливается максимальный коэффициент передачи сигнала. Нижний вывод резистора R_3 соединен со схемой канала цветности, описанной в разд. 2.4.

В схеме, показанной на рис. 2.5, в точку соединения конденсаторов C_2 и C_3 , шунтирующих первичную обмотку трансформатора L_2 , поступает импульсный сигнал с выхода строчного трансформатора. Этот сигнал называют *бланкирующим сигналом* или *сигналом гашения*. Так как полярность бланкирующего импульса противоположна полярности источника питания, то в течение короткого времени действия он прерывает прохождение тока через транзистор. Бланкирующий импульс существует только во время интервала строчного гасящего импульса и выключает ток транзистора только на это время. Поэтому ни сигналы синхронизации, ни сигнал цветовой вспышки частотой 3,58 МГц не усиливаются. Таким образом, полосовой усилитель усиливает только собственно видеосигналы.

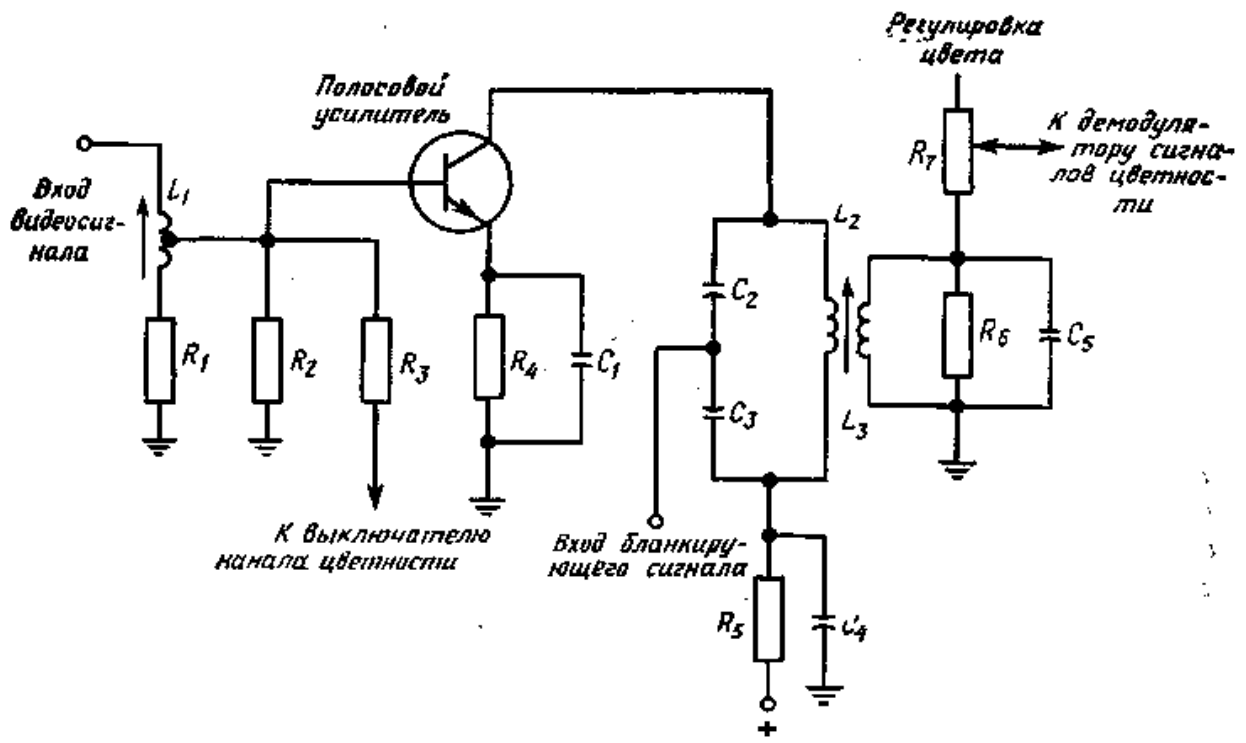


Рис. 2.5. Полосовой усилитель сигналов цветности.

Выходной сигнал, появляющийся на вторичной обмотке L_3 , поступает либо на следующий каскад усилителя, если требуется дополнительное усиление, либо непосредственно на схему демодулятора цветности. Для пропускания сигналов цветности полюсу пропускания контура, настроенного на частоту 3,58 МГц, расширяют при помощи шунтирующего резистора R_6 . Для большего ослабления яркости более низкочастотных черно-белых компонентов сигнала используются дополнительные фильтрующие цепи.

При помощи резистора R_7 — регулятора цвета — устанавливают нужную амплитуду сигнала, прикладываемого к последующим каскадам. С увеличением сопротивления между выходом полосового усилителя и демодулятором цветности уменьшается амплитуда сигнала и интенсивность цвета ослабляется. Таким образом, эта регулировка аналогична регулировке контрастности в черно-белых телевизионных приемниках.

2.6. Усилитель сигналов цветности

После демодуляции сигналов цветности их следует усилить до уровня, необходимого для нормальной работы трубки. Для получения цветного изображения сигналы цветности смешивают с сигналом яркости. На рис. 2.6 показана типичная схема, собранная на трех транзисторах для усиления соответственно сигналов синего, красного и зеленого цвета. При смешивании этих цветовых составляющих различным соотношением уровней этих сигналов соответствуют различные цвета, появляющиеся на экране трубки.

Усилители работают в обычном режиме, и сигналы, поступающие на базовые входы, усиливаются и появляются в коллекторных цепях. Для точного подбора прямого и обратного смещений используют резисторы. Как следует из приводимой схемы, имеются два регулятора цвета — резистор R_2 (для синего цвета) и резистор R_4 (для красного цвета). Поэтому для того чтобы установить необходимое соотношение уровней усиления усилителей цветных сигналов, уровни усиления синего и красного цвета подгоняют под фиксированный уровень зеленого. Так, например, если уровень зеленого велик по сравнению с уровнями синего и красного, последние увеличивают. Если уровень зеленого мал, то уровни красного и синего уменьшают, так что уровень зеленого возрастает.

Между выводом источника литания и сопротивлениями нагрузки коллекторных цепей включают высокочастотный дроссель. Этот дроссель устраняет паразитные связи между схемами, подключенными к источнику питания. Искровые разрядники предназначены для ограничения высоковольтных импульсов, возникающих в схеме.

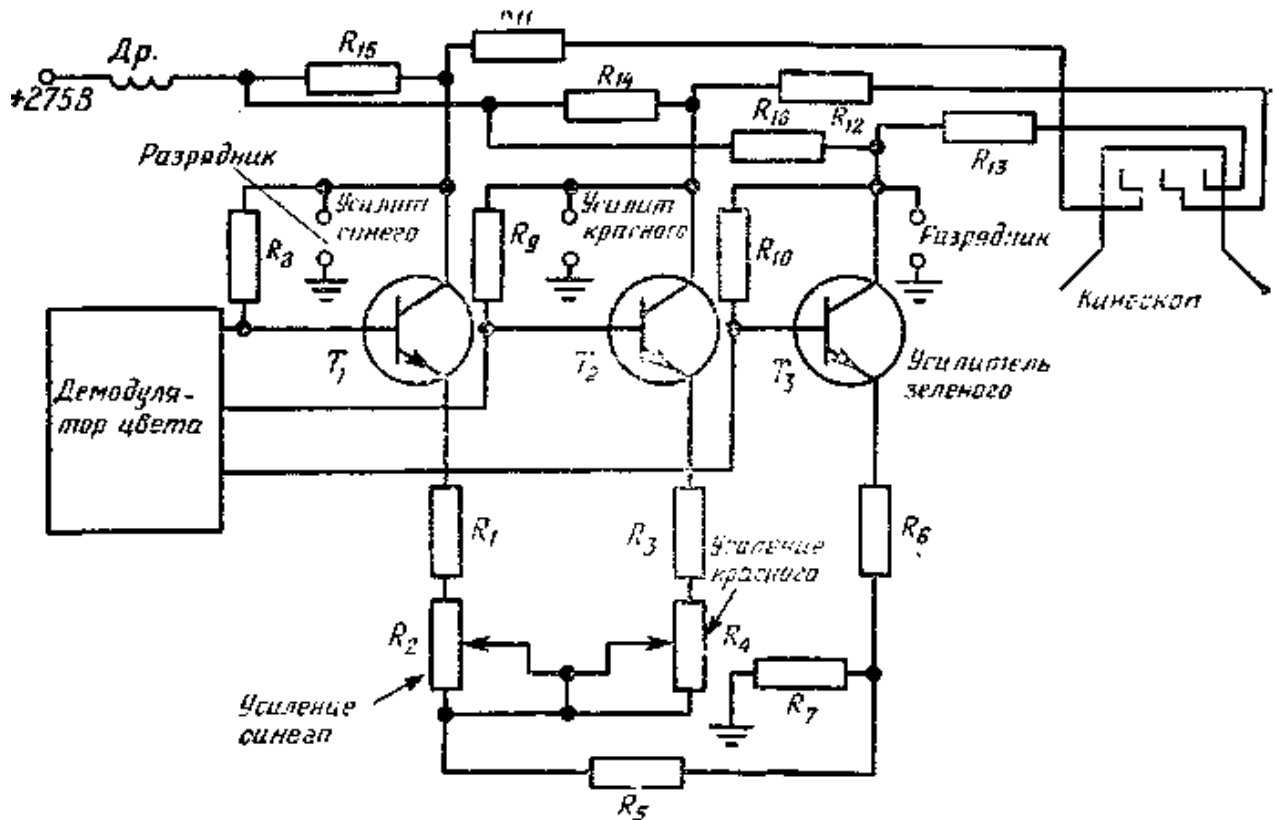


Рис. 2.6. Усилители сигналов цветности.

2.7. Схема стробирования цветовой вспышки

При цветной телевизионной передаче на заднем уступе строчного гасящего импульса передается сигнал цветовой синхронизации, называемый также сигналом цветовой вспышки, в виде 9 периодов колебаний поднесущей частотой 3,58 МГц. Этот опорный сигнал служит для синхронизации генератора поднесущей той же частоты в телевизионном приемнике. Генератор воспроизводит в приемнике цветовую поднесущую, которая была подавлена в передатчике. Восстановленная в приемнике поднесущая добавляется к сигналу боковых полос, что необходимо для правильного детектирования сигналов цветности.

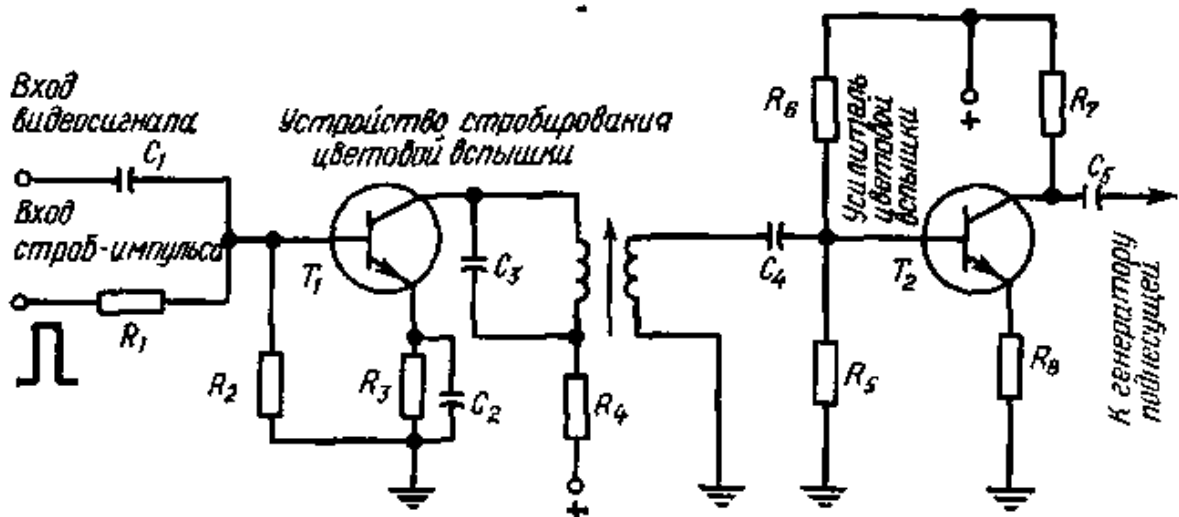


Рис. 2.7. Устройство стробирования и усиления сигнала цветовой вспышки»-

В телевизионном приемнике необходимо из полного видеосигнала выделить сигналы цветовой синхронизации, чтобы подать их в соответствующие цепи. Нежелательные сигналы устраняются схемой стробирования (рис. 2.7). Эта схема представляет собой транзисторный каскад с двумя входами и транс-

форматорным выходом. Транзистор T_1 открыт только в те моменты времени, когда поступает сигнал цветовой вспышки. Он производит также некоторое усиление сигнала цветовой синхронизации, однако, если требуется сигнал большей амплитуды, обычно используют дополнительный усилитель (каскад на транзисторе T_2).

В транзисторе T_1 $n - p - n$ -типа (рис. 2.7) для создания прямого смещения эмиттерного перехода, отпирающего транзистор, потенциал базы должен быть положительным относительно эмиттера. Поскольку резистор R_z заземлен, он имеет общую точку с нижним выводом резистора R_2 . Однако падение напряжения на R_3 возникает практически только при открытом транзисторе T_1 , поскольку специфической особенностью режима работы этой схемы является то, что основную часть времени транзистор T_1 заперт. Как видно, полный видеосигнал, поступающий с выхода видеоусилителя, подается на базовый вход устройства стробирования цветовой вспышки через конденсатор C_1 . Через резистор R_1 на базовый вход подается включающий положительный импульс. Этот импульс поступает с отвода выходного трансформатора строчной развертки и существует в течение строчного гасящего импульса, причем амплитуда импульса включения устанавливается достаточно большой для создания прямого смещения, поддерживающего транзистор в открытом состоянии.

Так как в течение времени действия гасящего импульса передается также и цветная вспышка, то транзистор отпирается именно на то время, когда она появляется в видеосигнале, поступающем на базу транзистора. Стробирующий импульс включения, снимаемый с коллектора, -поступает на выходной трансформатор, через который он передается на усилитель сигналов цветовой синхронизации и другие схемы. Стробирующий импульс задерживается примерно на 3 — 5 мкс для предотвращения прохождения строчного синхроимпульса, а также для того, чтобы транзистор был открыт во время действия сигнала цветовой вспышки. Как уже отмечалось, сигнал цветовой синхронизации содержит примерно 9 периодов колебаний поднесущей.

Конденсатор C_3 образует с первичной обмоткой трансформатора резонансный контур, который настраивается на частоту 3,58 МГц подстроечным сердечником, перемещающимся между первичной и вторичной обмотками. После дополнительного усиления этот сигнал поступает на фазовый детектор и генератор поднесущей для автоматической подстройки частоты генератора.

2.8. Магнитные усилители

Магнитные усилители применяются в промышленной электронике для регулирования мощности, используемой в той или иной нагрузке или системе. Магнитные усилители могут управлять большими мощностями при управляющих сигналах очень малой мощности. Они отличаются от обычных НЧ- и УВЧ-усилителей тем, что в них вместо транзисторных элементов используется специальный дроссель, называемый *насыщающимся дросселем*, который снабжен специальными обмотками, позволяющими регулировать выходную мощность. Магнитные усилители могут изготавливаться на значительные мощности. Они отличаются большим сроком службы, высокой прочностью и простотой конструкции. Их основные недостатки немногочисленны: узкая полоса пропускания и высокий уровень нелинейных искажений. Однако для усиления звуковых сигналов магнитные усилители не применяют, а для усиления мощности эти недостатки не существенны.

Рис. 2.8, *а* поясняет принцип работы магнитного усилителя. В усилителе используется трехстержневой (Ш-образный) сердечник, подобный применяемому в стандартных трансформаторах. Сердечник изготовляется из магнитного материала, имеющего прямоугольную (Петлю гистерезиса (штриховая линия на рис. 2.8,б)).

Магнитная проницаемость материала сердечника не является фиксированной величиной, а зависит от величины магнитной индукции (соответствующая кривая приведена на рис. 2.8, *б*). Заметим, что магнитная проницаемость, имеющая малую величину при нулевом значении напряженности магнитного поля, вначале нарастает с увеличением напряженности намагничивающего поля и достигает максимальной величины при некотором среднем уровне напряженности магнитного поля непосредственно перед переходом сердечника в насыщенное состояние. При дальнейшем увеличении напряженности намагничивающего поля магнитная проницаемость уменьшается до весьма малой величины.

Поскольку поток магнитной индукции пропорционален магнитной проницаемости, индуктивность катушки уменьшается по тому же закону, что и магнитная проницаемость. Поэтому при достижении насыщения индуктивность резко уменьшается. Это

Следует из выражения для индуктивности катушки

$$L = \frac{N\Phi}{I}, \quad (2.7)$$

где L — индуктивность, Г;

N — число витков катушки, сцепленных с магнитным потоком;

Φ — поток магнитной индукции, Вб; I — намагничивающий ток, А.

Как видно из уравнения (2.7), индуктивность прямо пропорциональна произведению числа витков катушки на поток магнитной индукции, воздействующий на эти витки. Поэтому, поскольку при изменении магнитной проницаемости меняется поток магнитной индукции, меняется соответственно и индуктивность.

В магнитном усилителе, показанном на рис. 2.8, *а*, можно изменять величину магнитной проницаемости сердечника при помощи управляющей обмотки L_3 . Эта обмотка имеет большое число витков, что позволяет

менять степень насыщения сердечника.

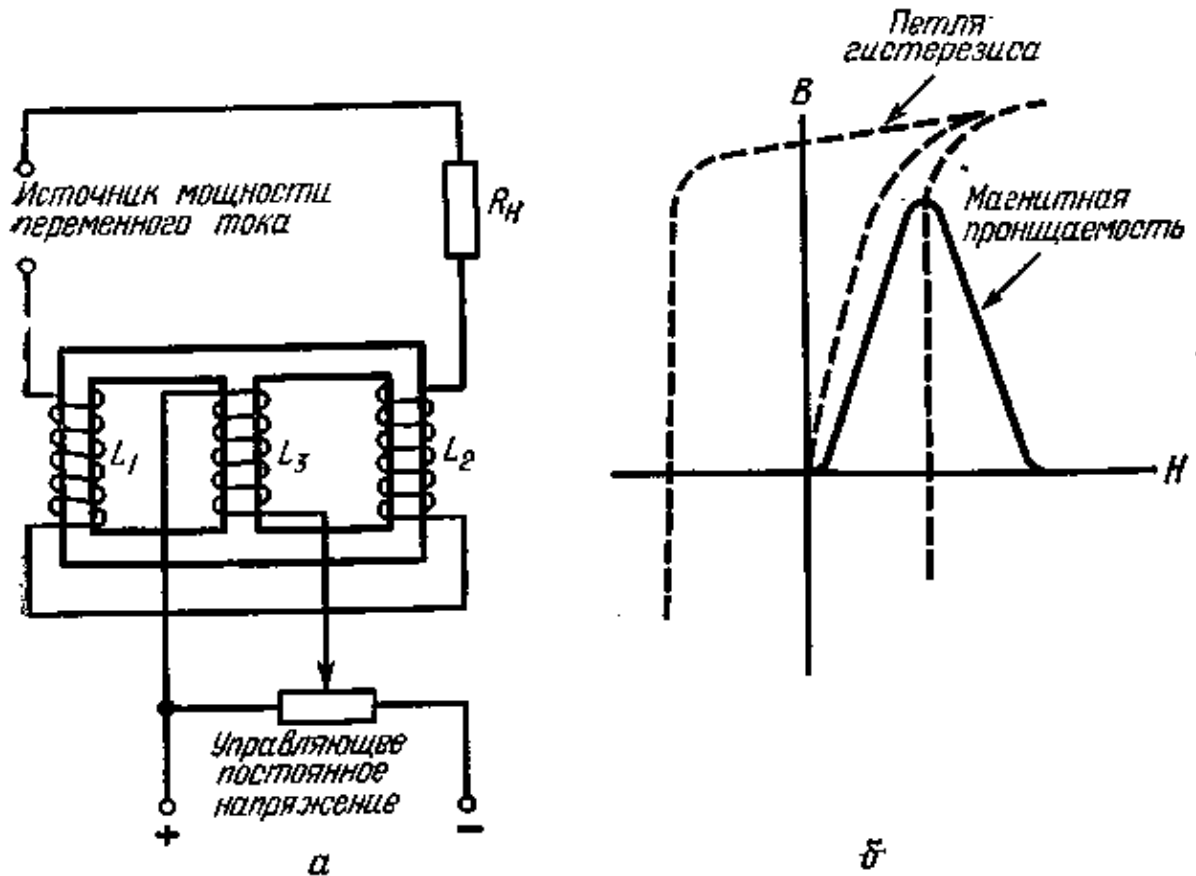


Рис. 2.8. Типичная схема магнитного усилителя (а) и зависимость магнитной индукции и магнитной проницаемости материала сердечника от напряженности магнитного поля (б).

При этом также изменяются индуктивности обмоток L_1 и L_2 . Так как эти обмотки включены в цепь источника переменного напряжения последовательно с нагрузочным сопротивлением R_n , то выделяемая на нагрузке мощность может непосредственно управляться уровнем насыщения, устанавливаемым подмагничивающим током, протекающим через обмотку L_3 . Если управляющее напряжение, определяющее величину этого тока, возрастает, то сердечник приближается к состоянию насыщения и магнитная проницаемость уменьшается. При уменьшении магнитной проницаемости индуктивности обмоток L_1 и L_2 также уменьшаются. Так как реактивное сопротивление этих обмоток зависит от индуктивности ($X_L = 6,28fL$), то мощность, отдаваемая в нагрузку, также меняется. Это происходит (Потому, что при изменении индуктивности (а значит, и индуктивного сопротивления) меняется сдвиг фаз между током и напряжением; следовательно, изменяется и мощность в нагрузке:

$$P = EI \cos \Phi. \tag{2.8}$$

Если индуктивности обмоток L_1 и L_2 равны нулю, то сдвиг фаз между током в нагрузочном сопротивлении и напряжением также равен нулю. При этом $\cos \Phi = 1$, и полная мощность источника выделяется в нагрузке. При индуктивности же, отличной от нуля, $\cos \Phi < 1$ и мощность в нагрузке соответственно уменьшается.

Управляющая обмотка L_3 намотана на среднем стержне сердечника, а катушки L_1 и L_2 расположены таким образом, что их суммарный магнитный поток в этом керне равен нулю, и поэтому они не индуцируют э. д. с. в управляющей обмотке. Изменение направления управляющего тока в обмотке L_3 не приводит к изменению напряжения на нагрузке, так как при любом направлении тока магнитный поток L_3 усиливает магнитный поток одной обмотки и ослабляет магнитный поток другой. Однако сила тока управляющей обмотки регулирует напряженность магнитного поля, прикладываемого к сердечнику, и, следовательно, влияет на величину магнитной индукции в сердечнике.

2.9. Магнитный усилитель с самонасыщением

На рис. 2.9, а приведена схема магнитного усилителя с самонасыщением (self-saturating magnetic amplifier). Этот усилитель позволяет получить большее усиление и больший к. л. д. по сравнению с рассмотренным выше магнитным усилителем. Усилитель с самонасыщением известен также как усилитель с внутренней обратной связью. Как показано на схеме, последовательно с нагрузкой R_n и источником переменного тока включен

полупроводниковый диод Д₁. Здесь вместо трехстержневого применен обычный сердечник, который также характеризуется прямоугольной петлей гистерезиса. Диод производит выпрямление выходного тока (рис. 2.9, б), который состоит в этом случае из однополярных полувольт переменного тока. Возникающие пульсации в принципе можно сгладить при помощи фильтра состоящего из дросселей и конденсаторов, который минимизирует пульсирующую составляющую тока и позволяет таким образом получить практически постоянное напряжение на нагрузочном резисторе.

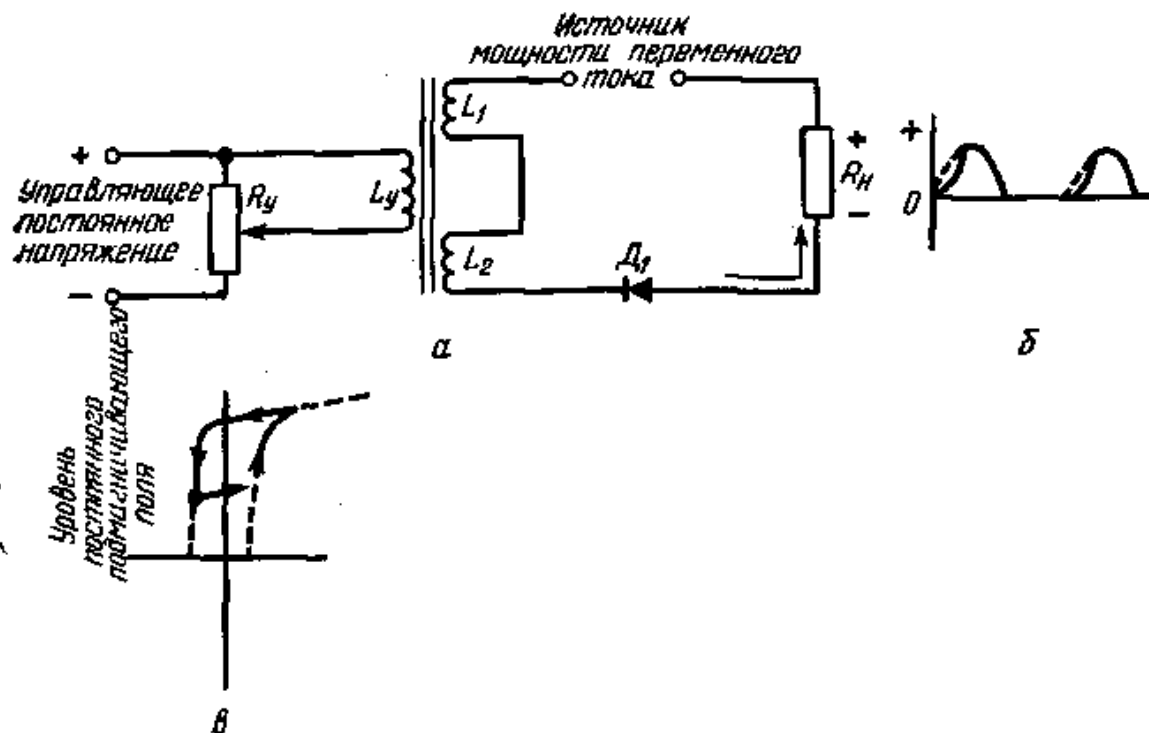


Рис. 2.9. Магнитный усилитель самонасыщающегося типа.

Гистерезисная характеристика магнитного усилителя с последовательно включенным в цепь нагрузки диодом показана на рис. 2.9, в. Однонаправленный ток протекает через обмотки L_1 и L_2 только в течение одного полупериода и поэтому насыщает сердечник только в одном направлении. В те полупериоды, когда ток равен нулю, напряженность магнитного поля также равна нулю, а магнитная индукция в сердечнике равна остаточной индукции. В другие полупериоды, по мере того как ток возрастает от нуля до максимальной величины, магнитная индукция изменяется от уровня остаточной индукции до состояния насыщения. Сердечник фактически находится все время в насыщенном состоянии, поскольку диод обеспечивает протекание тока только в одном направлении, а следовательно, и одно направление магнитного потока. Пиковое значение пульсирующего напряжения на нагрузке равно пиковому значению напряжения источника питания, так как реактивное сопротивление обмоток при сердечнике в насыщенном состоянии фактически равно нулю и имеется лишь падение напряжения на малом активном сопротивлении обмоток.

Если управляющее постоянное напряжение приложено к обмотке L_c , то оно будет влиять на характеристики сердечника. Если полярность управляющего тока такова, что последний вызывает магнитную индукцию противоположного направления по сравнению с индукцией, обусловленной полупериодами тока от источника питания, то магнитная индукция стремится к некоторому уровню, определяемому *управляющим постоянным подмагничиванием* (подмагничивающим полем) (Рис. 2.9, в). В те полупериоды, когда ток равен нулю, управляющий ток эффективно снижает намагниченность сердечника. Как показано на рис. 2.9, в, в эти полупериоды напряженность магнитного поля уменьшается до некоторого отрицательного уровня, соответствующего падающему участку петли гистерезиса. В те полупериоды, когда диод находится в состоянии проводимости, ток обмоток L_1 и L_2 компенсирует действие управляющего тока и вводит сердечник опять в состояние насыщения.

Для того чтобы повторно увеличить индукцию от уровня, соответствующего постоянному подмагничиванию, до уровня насыщения, необходимо, чтобы ток, протекающий через обмотки L_1 и L_2 , превышал уровень, при котором компенсируется действие тока постоянного подмагничивания; этот процесс длится определенное время. Так как выходное напряжение остается малым до тех пор, пока не достигается состояния полного насыщения, то в течение необходимого для этого времени всякие изменения выходного напряжения замедляются (рис. 2.9, б), в результате форма выходного напряжения несколько изменяется.

При увеличении постоянного подмагничивания рабочая точка на петле гистерезиса смещается в нижнюю левую часть. Это вызывает увеличение времени перехода в насыщенное состояние. Поэтому подмагничивание

можно использовать для регулирования выходной мощности путем изменения величины напряженности магнитного поля. (создаваемого каждой полуволной пульсирующего тока), необходимой для перевода сердечника в состояние положительного насыщения. Достаточно большим уровнем подмагничивания сердечник может быть введен в состояние противоположного насыщения по отношению к насыщению, вызываемому пульсирующим током. При этом время перемагничивания сердечника максимально. Изменение управляющего напряжения, а следовательно, и тО:Ка в катушке L_y вызывает соответствующее изменение мощности, передаваемой в нагрузку. Так как изменение выходной мощности значительно больше вызвавшего его изменения входной мощности, то в рассматриваемой схеме осуществляется усиление по мощности.

Постоянное подмагничивание, создаваемое управляющей обмоткой, определяет величину потока магнитной индукции, который складывается (или вычитается) с потоком, создаваемым выходными обмотками. Поэтому магнитный усилитель с самонасыщением является усилителем с обратной связью.

2.10. Двухтактный магнитный усилитель

Выходное напряжение рассмотренного выше магнитного усилителя с самонасыщением получается пульсирующим. В магнитных усилителях, как и в источниках питания, можно использовать двухполупериодное выпрямление, при этом частота пульсаций выходного напряжения удваивается. Из такого напряжения при помощи фильтров легче выделить постоянное напряжение. Двухтактные схемы, подобные схеме, показанной на рис. 2.10, часто применяются на практике. В этой схеме используются обмотки с насыщающимся сердечником и выпрямительные диоды. Последние образуют мостовую цепь, которая обеспечивает прохождение тока через нагрузку R_H в разные полуциклы переменного напряжения только в одном направлении. Каждая половина двухтактного магнитного усилителя работает так же, как однополупериодный магнитный усилитель, работа отдельных половин схемы чередуется.

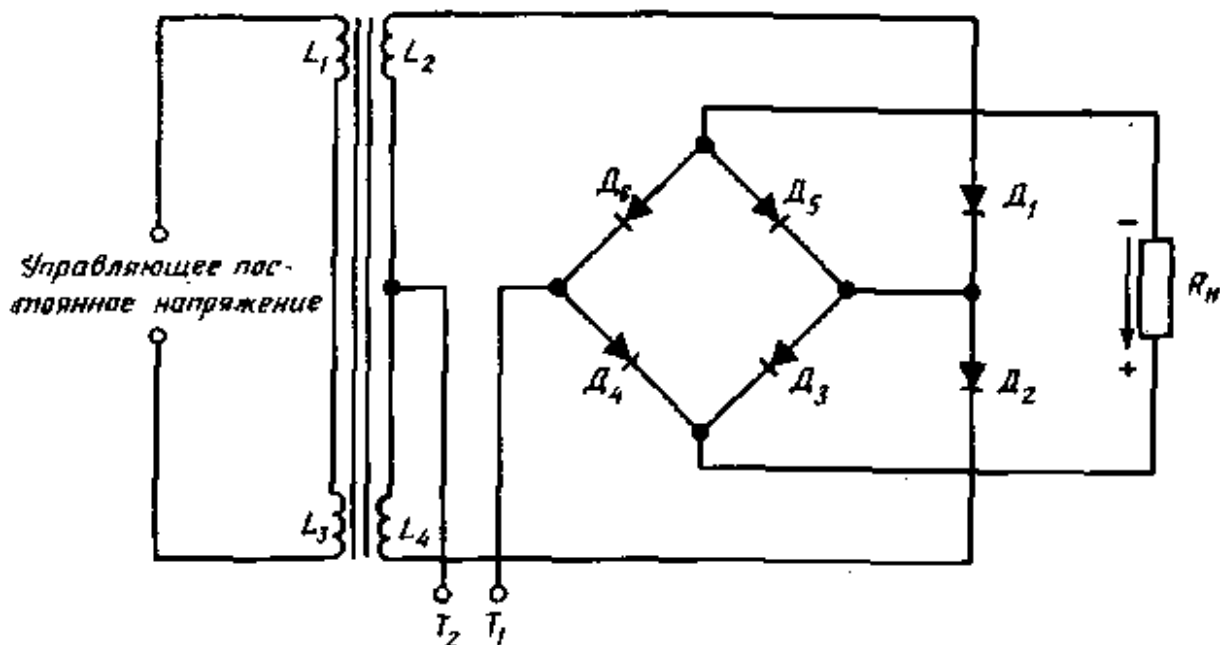


Рис. 2.10. Двухтактный магнитный усилитель.

Если в некоторый момент времени напряжение источника переменного напряжения таково, что потенциал вывода T_1 отрицателен относительно вывода T_2 , то электроны будут двигаться от T_1 через диод выпрямительного моста D_6 и далее через нагрузочный резистор R_K к точке соединения диодов D_3 и D_4 . Затем они пройдут через диоды D_3 и D_6 через обмотку L_2 к выводу T_2 . В следующий полуцикл на выводе T_1 будет положительный потенциал, а на выводе T_2 — отрицательный. Теперь путь движения электронов следующий: от вывода T_2 через обмотку L_4 , диоды D_2 и D_6 и через резистор R_K к точке соединения диодов D_3 и D_4 . Далее, пройдя D_4 , электроны достигают положительного вывода T_1 . Таким образом, в этой схеме выпрямляются оба полупериода переменного напряжения, поэтому она имеет лучшие характеристики, легче регулируется и для нее нужен более простой фильтр.

Ток подмагничивания от источника постоянного тока течет через последовательно соединенные обмотки L_1 и L_3 . Поскольку эти обмотки намотаны вместе со вторичными (соответственно L_2 и L_4), то устанавливаемый уровень подмагничивания одинаков для обеих вторичных обмоток, проводящих ток в разные полуциклы.

2.11. Выходные усилители блоков кадровой и строчной разверток

В кинескопе электронный луч перемещается по экрану в горизонтальном и вертикальном направлениях со скоростями, устанавливаемыми релаксационными генераторами, которые синхронизируются (передаваемыми синхроимпульсами (см. разд. 4,8, 4.10 и 4.11, а также рис. 6.9).

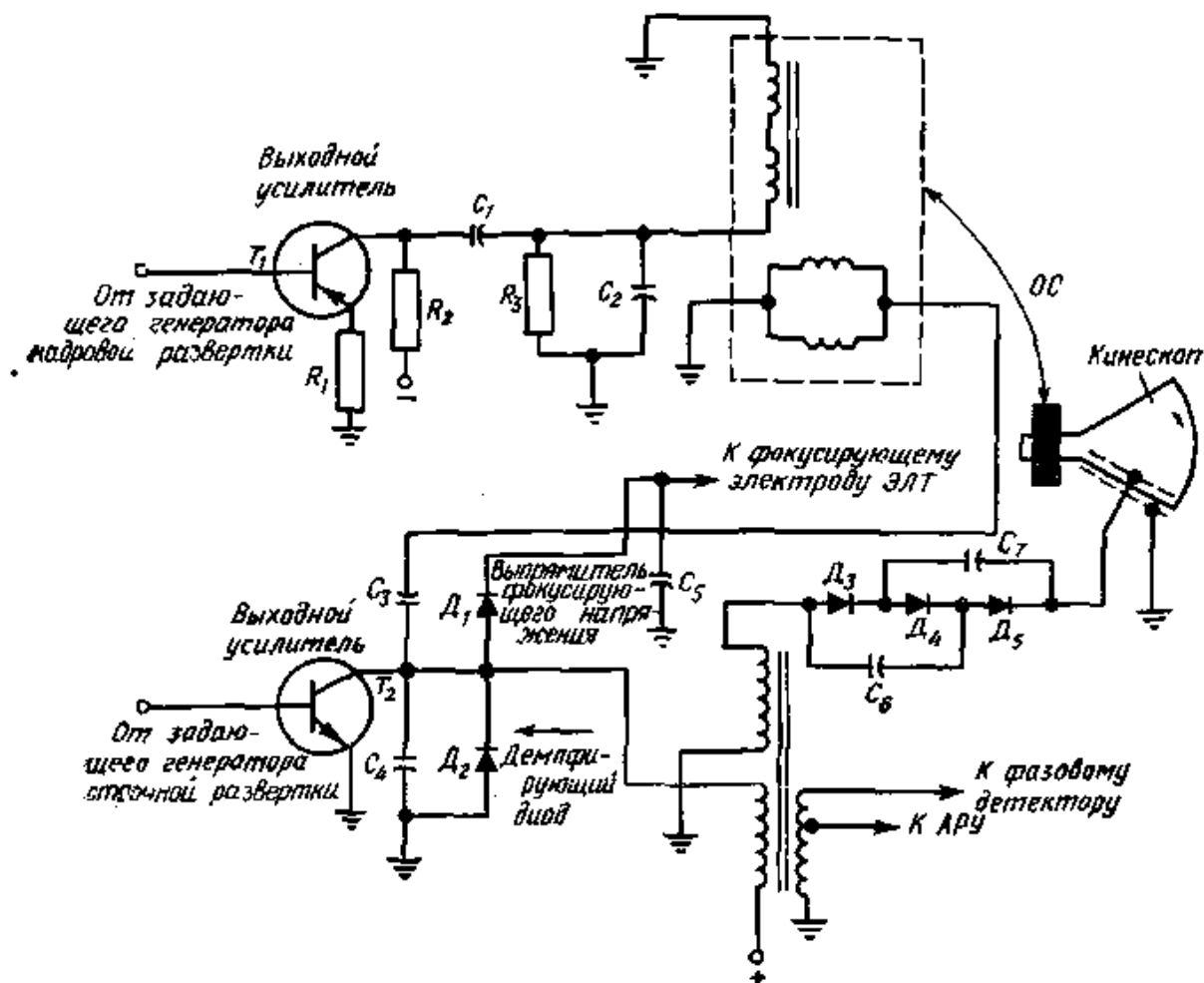


Рис. 2.11. Выходные каскады блоков кадровой и строчной разверток.

Усилители напряжений кадровой (по вертикали) и строчной (по горизонтали) разверток, а также дефи и элементы, на которые подаются эти напряжения, показаны на рис. 2.11. Усилитель напряжения кадровой развертки на транзисторе T_1 усиливает входной сигнал от задающего генератора кадровой развертки и подает этот сигнал через конденсатор C_1 на катушки вертикального отклонения луча. Аналогичным образом сигналы с выхода усилителя напряжения строчной развертки поступают на катушки горизонтального отклонения луча через конденсатор C_3 . Катушки вертикального и горизонтального отклонения расположены на горловине трубки, образуя так называемую отклоняющую систему (ОС). Магнитные поля, создаваемые ОС, перемещают электронный луч по поверхности экрана кинескопа. Частота строчной развертки 15750 Гц, а кадровой 60 Гц [В соответствии с телевизионным стандартом, принятым в СССР, частота строчной развертки составляет 15625 Гц и кадровой — 50 Гц. Прим.перев.]. Во всех телевизионных приемниках схема выходной ступени блока строчной развертки более сложная, чем кадровой развертки, так как первое устройство выполняет ряд дополнительных функций. Демпфирующий диод D_2 (рис. 2.11) предназначен для п/эдавления коротких высоковольтных импульсов, возникающих в системе. На выходе выпрямителя, собранного на диоде D_1 , получается напряжение в несколько тысяч вольт, которое используется для управления фокусировкой луча в кинескопе. Высоковольтный конденсатор C_5 имеет малое реактивное сопротивление для высокочастотных составляющих выпрямленного напряжения и поэтому работает как фильтрующий конденсатор. (На рис. 2.11 изображена схема, применяемая в черно-белых телевизорах. Аналогичная схема применяется и в цветных телевизорах, хотя в них для получения большей яркости используются более высокие напряжения.)

На выходе блока строчной развертки возникают импульсные напряжения амплитудой 115 — 30 кВ в зависимости от типа трубки и ее назначения (для воспроизведения черно-белого или цветного изображения). Для получения требуемого для работы трубки высоковольтного постоянного напряжения эти импульсы

выпрямляют по следовательно соединенными диодами Д₃, Д₄ и ДБ. Чтобы выровнять распределение напряжений и защитить диоды от вредного воздействия выбросов высокого напряжения,, используют конденсаторы С₆ и С₇.

Вторым анодом кинескопа является внутренний проводящий слой. Высокий положительный потенциал этого слоя притягивает и дополнительно ускоряет отрицательно заряженные электроны, формирующие электронный луч. Внешняя поверхность, кинескопа также покрыта слоем проводящего вещества и заземлена (рис. 2.11). Между внутренними внешним проводящими слоями образуется емкость, которая служит емкостью-фильтра высоковольтного выпрямителя. Так как стекло является хорошим изолятором, то на полученном конденсаторе высокое напряжение может сохраняться значительное время после выключения телевизора, что может послужить причиной поражения .электрическим током при случайном прикосновении.

Как показано на рис. 2.11, строчный трансформатор имеет дополнительные обмотки, с которых импульсные сигналы снимаются и подаются на другие блоки приемника. Напряжение одного из выходов используется в качестве опорного напряжения фазового детектора в схеме строчной развертки, а в цветных телевизионных приемниках для управления генератором поднесущей (см. разд. 4.6). Напряжение другого выхода подается в схему импульсной АРУ (гл. 7).

2.12. Усилитель ЧМ-пилот-сигнала

Как будет показано в гл. 15 (рис. 115.8), ЧМ-стереоприемник содержит ряд специальных устройств: усилитель на частоту 19 кГц, удвоитель частоты, усилитель ,на частоту 38 кГц, балансный детектор и др. Типичная схема усилителя пилот-сигнала и удвоителя частоты приведена на рис. 2.12 (см. также разд. 15.3 и 115.4).

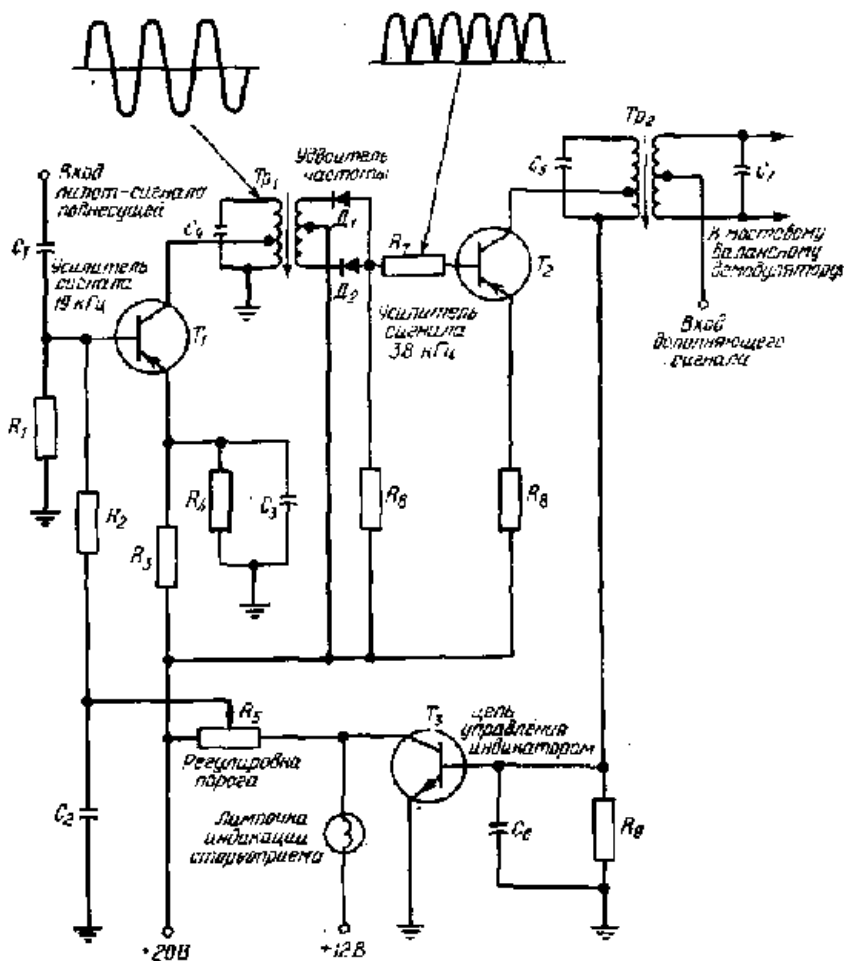


Рис. 2.12. Усилитель ЧМ-пилот-сигнала и усилитель удвоенной частоты.

Как показано на рис. 2.12, пилот-сигнал поднесущей частотой 19 кГц поступает через конденсатор С₁ на базу транзистора Т₁ усилителя. Здесь использована обычная схема индикации стереоприема, дополненная схемой на транзисторе Т₃. Снимаемый с выхода Т₁ усиленный сигнал поступает на первичную обмотку трансформатора Т_р, которая вместе с конденсатором С₄ образует резонансный контур. Так как этот контур настроен на частоту 19 кГц, он выделяет колебания этой частоты и подавляет сигнал других частот. Заметим, что база транзистора Т₃ (усилителя на частоту 38 кГц) соединена с источником запирающего напряжения +20 В

через резисторы R_6 и R_7 . Поскольку при этом отсутствует прямое смещение базового перехода, транзистор будет закрыт до тех пор, пока это смещение не появится.

В коллекторной цепи транзистора T_2 последовательно с землей включен резистор R_9 . Если транзистор заперт, то ток через резистор R_9 , а следовательно, и падение напряжения на нем равны нулю. Поэтому на базе транзистора T_3 в цепи управления индикатором прямое смещение отсутствует (поскольку в этом примере T_3 — транзистор $n-p-n$ -типа, для прямого смещения необходим положительный потенциал базы относительно эмиттера). Если T_3 заперт, то ток через лампочку стереоприема не протекает и лампочка не горит. Это указывает на то, что либо принимается моносигнал, либо приемник не настроен на станцию.

Если приемник настроен на станцию, ведущую стереофоническую передачу, то поступающий на вход T_1 сигнал 19 кГц усиливается. Сигнал со вторичной обмотки трансформатора Tr_1 поступает на двухполупериодный выпрямитель — удвоитель частоты — собранный на диодах D_1 и D_2 . Это устройство вырабатывает на выходе импульсы напряжения, повторяющиеся с частотой, вдвое выше частоты сигнала поднесущей. Благодаря колебательным свойствам высокодобротного резонансного контура (образованного конденсатором C_5 и обмоткой Tr_2), настроенного на частоту 38 кГц, эти импульсы (преобразуются в синусоидальное напряжение, которое затем поступает на мостовой балансный демодулятор (см. гл. 7).

Повторяющийся сигнал с выхода удвоителя периодически (с частотой 38 кГц) отпирает транзистор T_2 . Возникающий в каждом таком состоянии ток коллектора протекает через резистор R_9 и создает на нем положительное падение напряжения, которое приложено к базе транзистора T_3 . Так как положительный потенциал базы создает требуемое прямое смещение транзистора, последний открывается и лампочка индикации загорается. Конденсаторы C_2 и C_6 сглаживают пульсации напряжения в цепях смещения, вызываемые протеканием токов сигнала частотой 38 кГц.

Глава 3

УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ И ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

3.1. Принципиальная схема УПЧ

Усилители промежуточной частоты (УПЧ) применяют для усиления амплитуды сигналов промежуточной частоты, поступающих от предшествующих усилительных или преобразовательных каскадов радиоприемников. Как и усилители радиочастоты, УПЧ усиливают сигнал, улучшают селективность, а также позволяют осуществлять автоматическую регулировку громкости (АРГ) в радиоприемниках и автоматическую регулировку усиления (АРУ) в телевизионных приемниках (гл. 7). Усилители промежуточной частоты работают в режиме класса А (см. разд. 1.4).

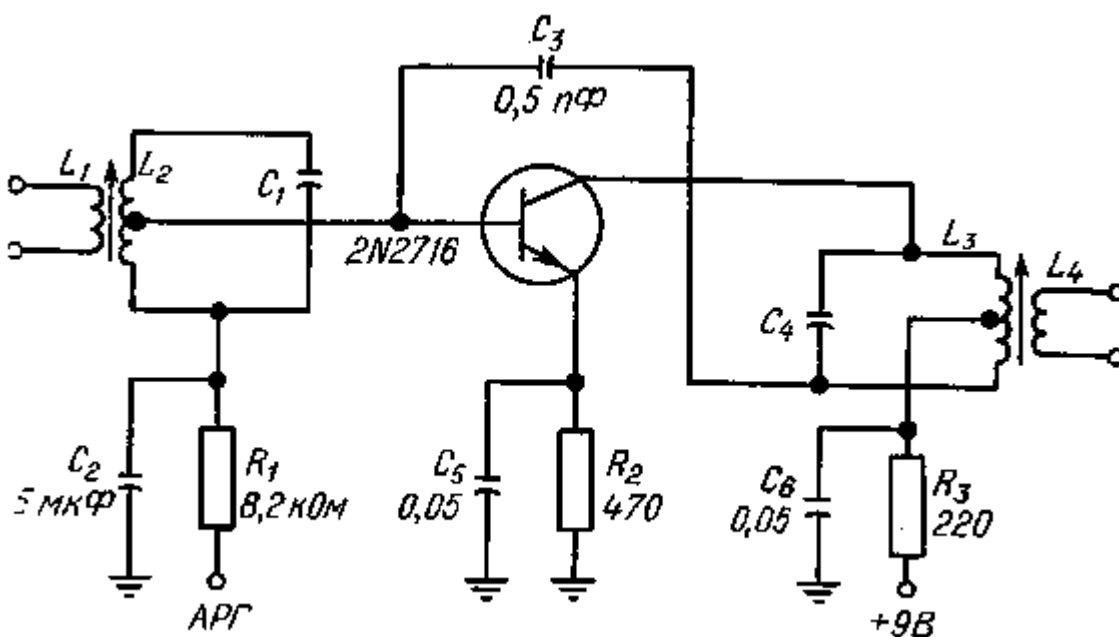


Рис. 3.1. Усилитель промежуточной частоты.

Типичная схема УПЧ показана на рис. 3.1. Входной сигнал, поступающий на первичную обмотку трансформатора, выделяется во вторичной обмотке, которая совместно с конденсатором C_1 образует резонансный контур L_2C_1 высокой добротности, настроенный на частоту сигнала. Для согласования выходного

сопротивления контура с входным сопротивлением транзистора напряжение снимается с части вторичной обмотки трансформатора. Напряжение АРГ поступает к нижнему выводу контура через R_1C_2 -цепь, которая отфильтровывает ВЧ-составляющие, содержащиеся в выходном напряжении детектора АРГ. Напряжение АРГ создает необходимое прямое смещение базы (положительное для транзистора $n - p - n$ -типа).

Цепь R_2C_5 , подключенная к эмиттеру, предназначена для температурной стабилизации работы (см. разд. 1.1). Резистор R_3 служит для установки напряжения обратного смещения коллекторного перехода до требуемой величины. Конденсатор C_6 шунтирует по высокой частоте резистор R_3 . Цепь R_5C_5 является развязывающей (см. разд. 1.6).

Если внутренние емкости транзистора имеют малое реактивное сопротивление для усиливаемых сигналов, то в усилителе-может возникнуть паразитная автогенерация. Для ее устранения в усилителях промежуточной и высокой частоты используют нейтрализующий конденсатор, через который поступает дополнительный сигнал с величиной амплитуды, равной амплитуде сигнала, вызвавшего автогенерацию. При этом схема нейтрализации рассчитывается так, чтобы этот добавочный сигнал был сдвинут по фазе на 180° по отношению к сигналу, явившемуся причиной автогенерации. В схеме, показанной на рис. 3Л, нейт-ралияющий конденсатор C_3 включен между нижним вывод-ом резонансного контура в цепи коллектора и базой транзистора. Емкость конденсатора C_3 выбирается такой величины, чтобы обеспечить необходимую для эффективной нейтрализации амплитуду сигнала. Заметим, что источник питания подключен к отводу от середины катушки индуктивности из колебательного контура. Так как конденсатор C_6 заземляет ВЧ-составляющие сигнала, то при указанном подключении источника контур разделяется на две части, причем напряжение на (нижней части контура сдвинуто по фазе на 180° по отношению к напряжению на верхней его части.

Термин «нейтрализация», заимствованный из ламповой электроники, применим также и к транзисторным схемам. Однако в последнее время вместо нейтрализации говорят обычно о *компенсации внутренней обратной связи*. Устройство с компенсированной обратной связью осуществляет однонаправленную передачу сигналов — от входа устройства к его выходу. Поэтому ни собственно усиленный сигнал, ни сигнал, подаваемый на следующий каскад, не попадают обратно на вход усилителя. Строго говоря, компенсация обратной связи — процесс, при помощи которого, используя внешнюю обратную связь, компенсируют внутренние емкостные и гальванические обратные связи между выходом и входом транзистора, так же, впрочем, как и индуктивные связи, которые могут иметь место. В отличие от этого термин «нейтрализация» подразумевает компенсацию только емкостной обратной связи, имеющейся между выходом и входом устройства.

3.2. Заграждающие фильтры входного каскада УПЧ

В телевизионных приемниках резонансные избирательные фильтры используются для подавления сигналов станций, работающих на частотах, близких к частоте настройки канала. Поэтому, если зритель настроил телевизор, например, на 8-й канал, то такой фильтр ослабляет сигналы как 7-го, так и 9-го каналов. Фильтры используются для ослабления проникновения сигналов ПЧ звукового сопровождения в канал изображения.

Типичная схема применения фильтров такого типа показана на рис. 3.2, а, где фильтры установлены между выходом устройства переключения телевизионных программ (УПП) и входом первого каскада УПЧ. Функции подавления нежелательных сигналов могут быть распределены между различными каскадами УПЧ, но наиболее часто для этой цели используют каскады с сосредоточенной избирательностью (рис. 3.2).

Фильтры, показанные на рис. 3.2, а, составлены из конденсаторов $C_1 - C_3$ и катушек индуктивности $L_1 - L_3$. Последовательные резонансные контуры, образованные из этих элементов, ослабляют величины тех сигналов, поступающих на вход первого каскада УПЧ, частоты которых совпадают с резонансными частотами контуров, поскольку сопротивление последних для таких сигналов мало.

Первый фильтр настроен на частоту 39,75 МГц и ослабляет помехи, вызванные несущей изображения соседнего канала. Второй фильтр с частотой настройки 47,25 МГц ослабляет помехи от сигналов ПЧ звукового сопровождения соседнего канала. Третий фильтр настроен на 41,25 МГц — частоту сигналов ПЧ звукового сопровождения работающего канала — и существенно ослабляет проникновение звуковых сигналов в канал изображения. Частоты настройки фильтров не меняются при переходе с одного канала на другой, поскольку при этом значения промежуточной частоты и подавляемых частот остаются теми же. В действительности при работе схемы автоматической подстройки частоты (АПЧ) всегда возникает небольшая расстройка относительно промежуточной частоты.

Индуктивные катушки фильтров имеют полстрочный сердечники, поэтому каждый последовательный контур можно точно настроить по минимуму помех. Конденсатор C_4 не пропускает на УПП напряжение смещения, прикладываемое к базе транзистора T_1 . Катушка индуктивности L_4 составляет с конденсатором C_4 последовательный контур, настроенный на промежуточную частоту. При смешивании в УПП сигналов несущей частоты с сигналами гетеродинов метровых и дециметровых волн получаются не только полезные сигналы разностных частот, но и сигналы комбинационных частот, создающие помехи. Последовательные резонансные контуры между УПП и первым каскадом УПЧ подавляют нежелательные сигналы и пропускают на вход T_1 только сигналы промежуточной частоты.

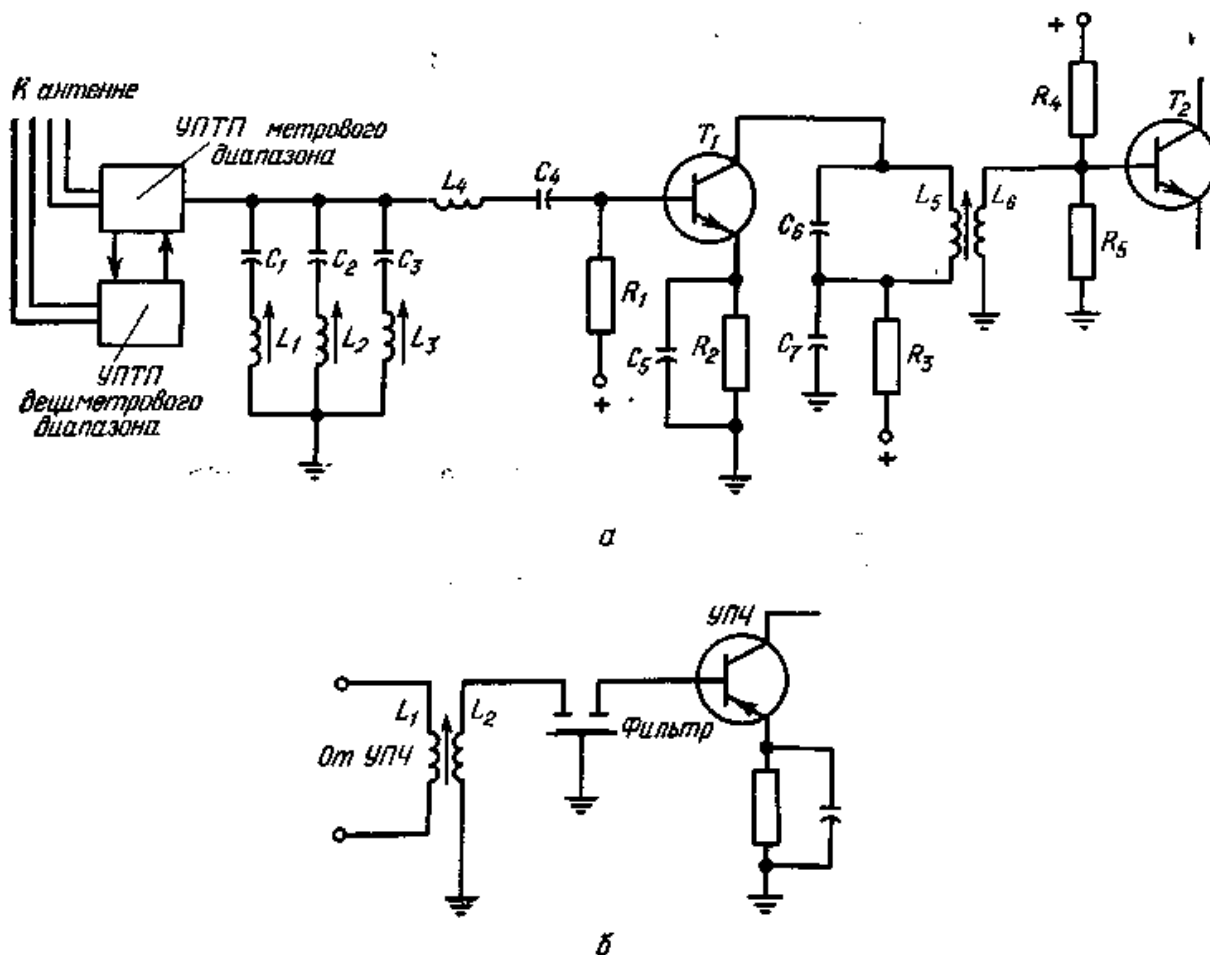


Рис. 3.2. а — УПЧ с заграждающими фильтрами на входе; б — УПЧ с керамическим фильтром.

В схеме, показанной на рис. 3.2,6, для получения высококачественных амплитудно-частотных характеристик каскадов УПЧ используются керамические фильтры. Такие фильтры часто применяют в высококачественных схемах УПЧ для того, чтобы обеспечить эффективное подавление нежелательных сигналов и, следовательно, улучшить характеристики УПЧ. (Иногда вместо керамических применяют кварцевые фильтры.) Частоты настройки керамических и кварцевых фильтров, получаемые в процессе изготовления, не всегда совпадают со стандартной промежуточной частотой. Так, например, для некоторой системы с ЧМ резонансные частоты изготавливаемых фильтров могут находиться в диапазоне 10,65 — 10,8 МГц (вместо обычно используемой частоты 10,7 МГц). Поэтому при применении таких фильтров изменяют ПЧ в соответствии с частотами фильтров.

3.3. Каскады УПЧ на полевых транзисторах

Усилители промежуточной частоты, используемые в телевизионных приемниках (рис. 3.3), собраны на полевых транзисторах с изолированным затвором, работающих в режиме с обогащением. На рисунке показаны два каскада УПЧ, хотя обычно перед видеодетектором ставят три каскада (см. гл. 7). При использовании АРУ удобно применять полевые транзисторы с двумя затворами. В этом случае сигнал АРУ поступает на затвор Z_2 , а видеосигнал промежуточной частоты на затвор Z_1 .

Несущие звука и изображения смешиваются в преобразователе частоты с сигналом гетеродина и получаются сигналы промежуточной частоты, которые поступают на затвор Z_1 через конденсатор C_1 (рис. 3.3). Перед этим каскадом, как и в УПЧ, показанном на рис. 3.2, а, устанавливают заграждающие фильтры для подавления нежелательных сигналов.

Резисторы R_1 и R_2 , а также R_7 и R_8 образуют делители напряжения, которые подключают к источнику питания; на них создаются требуемые смещения для транзисторов T_1 и T_2 . Напряжение АРУ поступает на соответствующие затворы через резисторы R_3 и R_4 . Для того чтобы сигнал АРУ являлся сигналом постоянного тока и не содержал нежелательных ВЧ-составляющих, используют фильтрующие цепи. При приеме сигналов разных станций, уровни несущих которых значительно отличаются, система АРУ стабилизирует уровень выходного сигнала, меняя смещение каскадов УПЧ (см. гл. 7).

Усиленный выходной ток УПЧ со стока транзистора T_1 поступает на резонансный контур, образованный конденсатором C_5 и катушкой индуктивности L_1 . Последняя имеет подстроечный сердечник, поэтому эти каскады можно точно настраивать по максимуму коэффициента передачи. Резистор R_6 и конденсатор C_6 образуют развязывающий фильтр, который осуществляет развязку цепей усилителя по питанию, (см. разд. 1.6).

Усиленный в рассматриваемом каскаде сигнал поступает на следующий каскад УПЧ, характеристики которого аналогичны первому каскаду.

3.4. ВЧ-усилитель

Усилители высокой частоты класса А иногда применяют в качестве входных каскадов приемников, используемых в связи, для усиления сигнала, повышения избирательности, чувствительности устройства и отношения сигнал/шум. Так как этот каскад имеет дополнительную цепь для подключения сигнала автоматической регулировки громкости, то стабильность уровня выходного сигнала в приемниках с таким каскадом выше. Иногда данный усилитель называют *резонансным усилителем*, поскольку для каждой принимаемой станции колебательный контур усилителя настраивают в резонанс с принимаемым сигналом. В рассмотренных ранее УПЧ резонансные цепи при приеме сигналов различных станций остаются настроенными на одну и ту же частоту.

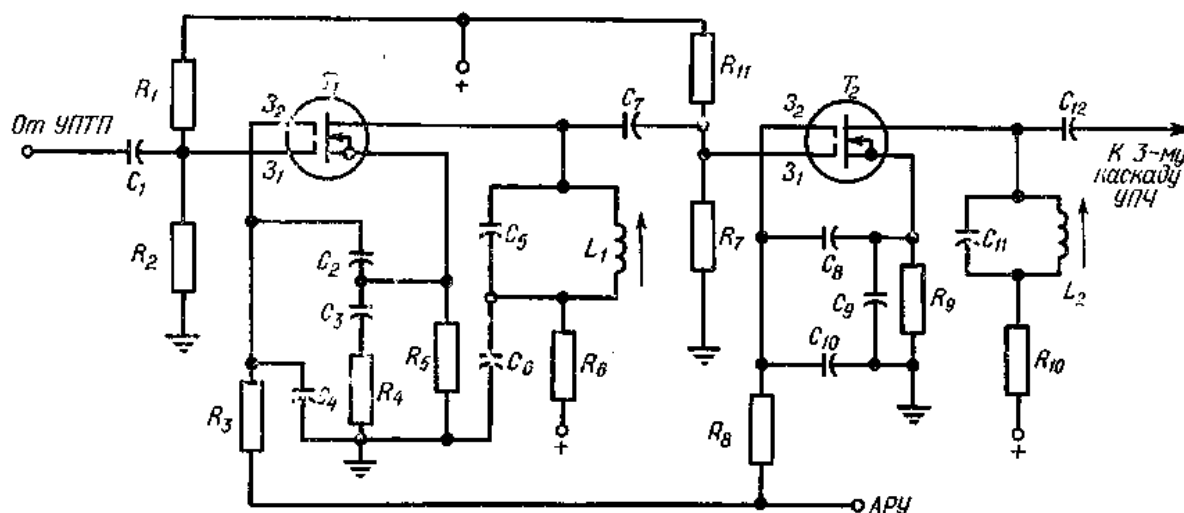


Рис. 3.3. Телевизионные УПЧ видеосигналов, в которых используются ПТ с изолированным затвором в режиме обогащения.

Типичная схема УВЧ показана на рис. 3.4, а. Конденсаторы переменной емкости C_1 и C_5 имеют общий регулятор, и каждый из них с соответствующей индуктивной катушкой образует параллельный резонансный контур с высоким импедансом. Входная резонансная цепь представляет собой антенную систему; ее можно выполнить в виде высоко добротного ферритового стержня, на который намотана катушка индуктивности (loopstick). Этот стержень служит антенной. В качестве последней в переносных приемниках может применяться вертикальный штырь. Для согласования с низким входным сопротивлением участка база — эмиттер высокий импеданс входного контура понижают, применяя трансформаторную связь. Аналогично для согласования относительно низкого импеданса цепи коллектора с высоким импедансом параллельного резонансного контура коллектор подключают лишь к части витков катушки индуктивности L_3 .

Прямое смещение эмиттерного перехода транзистора создает напряжение АРГ, прикладываемое через резистор R_1 к базе. Конденсатор C_3 отфильтровывает переменные составляющие напряжения АРГ, в то время как конденсатор C_2 предотвращает закорачивание базы по постоянному току через малое сопротивление катушки индуктивности L_2 . При изменении напряжения АРГ меняется усиление каскада, причем для различных по величине сигналов двух станций соответствующие уровни усиления устанавливаются таким образом, чтобы громкость сигналов этих станций была одинаковая (см. гл. 7).

Обратное смещение коллекторного перехода (положительное для транзистора $n - p - n$ -типа) подается так, как показано на рис. 3.4, а. Цепь R_2C_4 ослабляет влияние изменений температуры на рабочие характеристики транзистора. Ток эмиттера, протекая через резистор R_z , создает падение напряжения, полярность которого совпадает с полярностью источника питания. Поэтому напряжение коллектор — эмиттер меньше напряжения источника на величину этого падения напряжения. Если изменение температуры вызывает увеличение тока транзистора, то падение напряжения на R_2 увеличится, что приведет к уменьшению напряжения коллектор — эмиттер на такую же величину, а следовательно, и к уменьшению тока транзистора.

Высокочастотный ток сигнала протекает в основном через конденсатор C_4 , поэтому напряжение сигнала на R_2 мало.

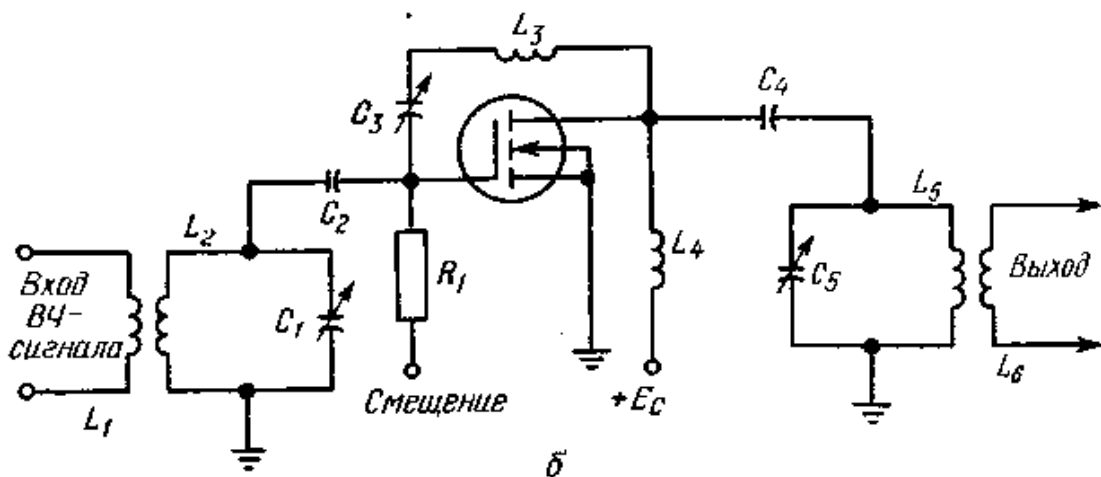
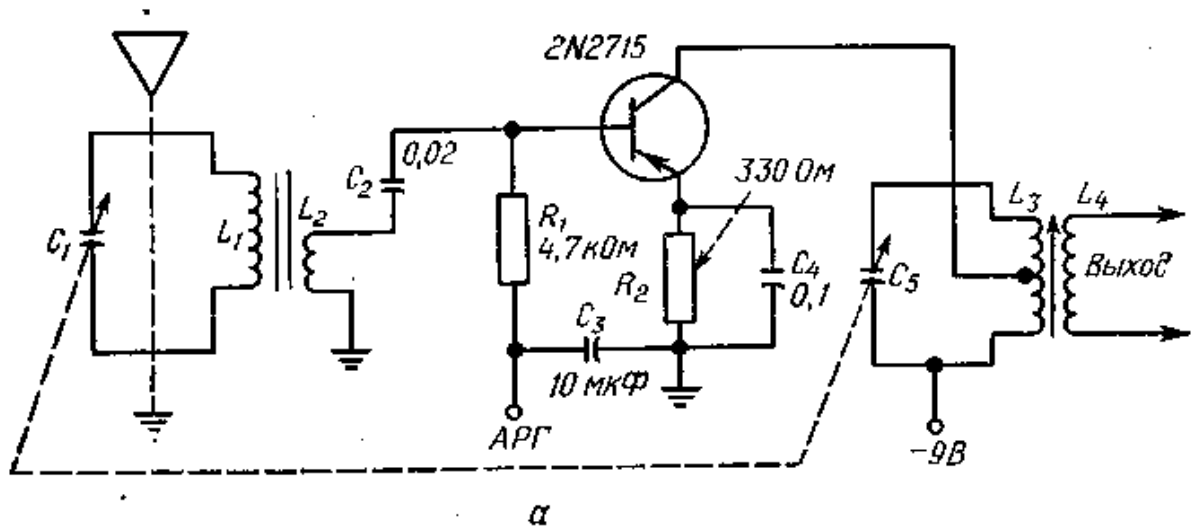


Рис. 3.4. УВЧ.

На рис. 3.4, б показана схема УВЧ, собранная на МОП-транзисторе в режиме обогащения с n-каналом. В отличие от схемы, показанной на рис. 3.4, а, здесь источники смещения и питания подключены параллельно резонансным цепям и -поэтому оказывают более сильное шунтирующее действие на резонансные цепи, чем при последовательном включении. Высокочастотный дроссель L_4 в цепи источника питания ограничивает ток частоты сигнала, а также уменьшает связь между каскадами через общий источник питания.

Катушка индуктивности L_3 и конденсатор переменной емкости C_3 образуют последовательный резонансный контур. Низкий импеданс этого контура на частоте резонанса обеспечивает требуемую для нейтрализации обратной связи. Для устранения паразитной генерации подбирают надлежащую связь между выходом и входом, регулируя величину емкости C_3 .

Конденсаторы C_2 и C_4 , шунтирующие цепи питания, предотвращают закорачивание по постоянному току источников питания через катушки индуктивности L_2 и L_5 . Напряжение смещения подается через резистор R_1 и в некоторых схемах УВЧ для этой цели может быть использован дроссель. Полярность и величина смещения зависят от типа усилителя и требуемых рабочих характеристик устройства.

3.5. Линейный усилитель класса В

Усилители класса В применяются в приемно-передающих системах для усиления амплитудно-модулированных (АМ) сигналов радиочастоты. Термин «линейный усилитель класса В» подчеркивает, что в этом режиме используется линейная часть характеристики транзистора.

Если сигнал модулирован в усилительном каскаде класса U то следующие каскады усилителей класса С не способны усиливать такой сигнал, поскольку у них ток коллектора отсекается при входном сигнале, равном примерно половине амплитуды. Поэтому усилители класса С не способны воспроизвести все компоненты модуляции несущей и для усиления таких сигналов их не применяют. В транзисторном же усилителе класса В

надлежащим смещением рабочая точка устанавливается вблизи точки отсечки, и в этом режиме работы ток коллектора определяется только полупериодами входного сигнала одной какой-нибудь полярности. Поскольку в усилителе имеются резонансные контуры, недостающий полупериод входного сигнала воспроизводится благодаря колебательным (фильтрующим) свойствам этих контуров. Для увеличения выходной мощности можно использовать двухтактные схемы усилителей.

Типичная схема линейного усилителя класса В показана на рис. 3.5. Здесь выходной резонансный контур усилителя класса С, который предшествует усилителю класса В, представлен конденсатором C_1 и катушкой индуктивности L_1 . Входные модулированные колебания несущей поступают на входной резонансный контур усилителя класса В через трансформатор, образованный индуктивностями L_1 и L_2 . Как показано на рисунке, напряжение фиксированного смещения, соответствующего режиму усиления класса В, поступает на нижний вывод входного резонансного контура.

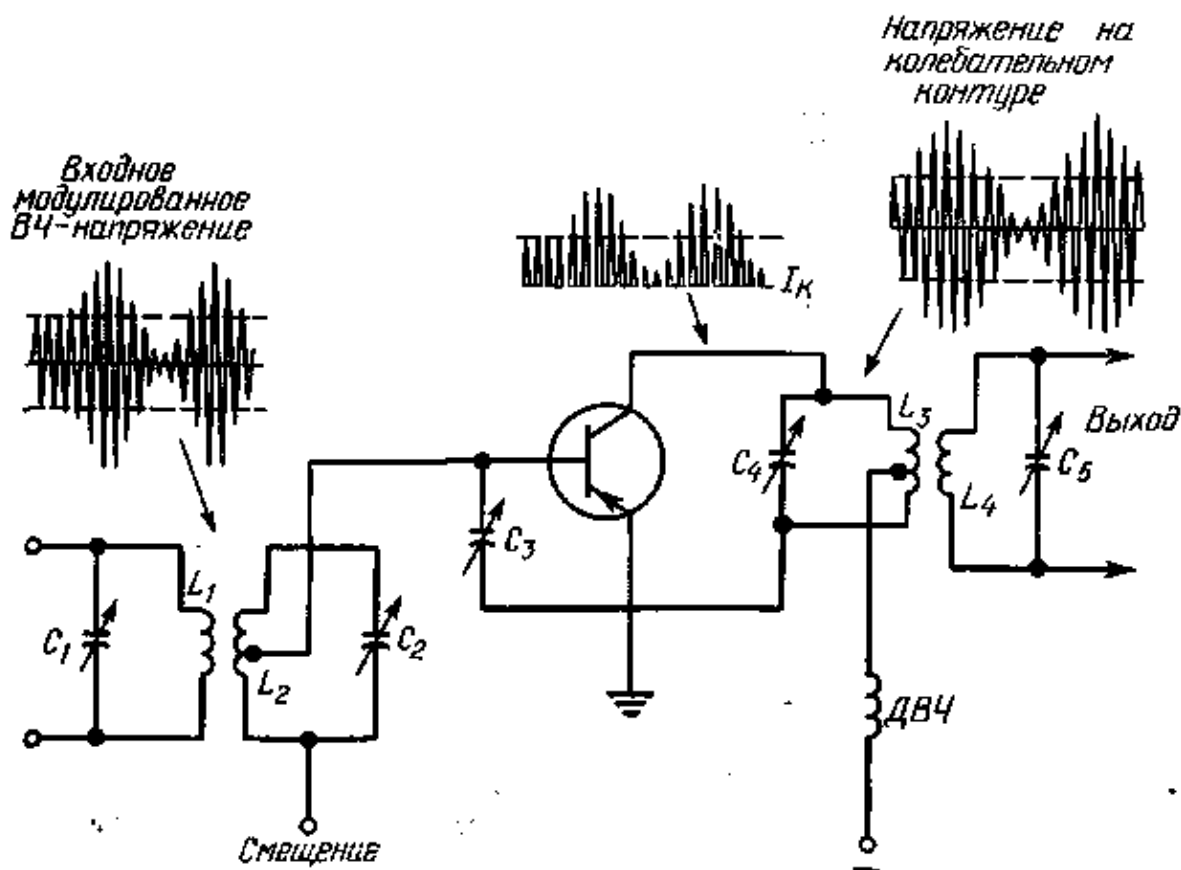


Рис. 3.5. УВЧ класса В (линейный).

Для входных колебаний, изображенных на рис. 3.5, отрицательные полуволны сигнала несущей при отсутствии модуляции имеют амплитуду, равную половине разности входных напряжений транзистора, приводящих к насыщению и к отсечке тока коллектора. Это позволяет увеличивать или уменьшать амплитуду модулированных колебаний относительно уровня несущей до тех пор, пока ток транзистора не выходит за границы области между точкой отсечки и точкой насыщения. На практике уровень несущей устанавливают примерно - в середине линейной части выходной характеристики транзистора.

Так как положительные полуволны сигнала возбуждения попадают в зону отсечки тока, то коллекторный ток течет только во время действия отрицательных полувольт напряжения входного сигнала (которое суммируется с небольшим отрицательным напряжением прямого смещения). Соответственно, как показано на рисунке, коллекторный ток представляет собой последовательность импульсов различной высоты. Благодаря фильтрующим свойствам резонансного контура, образованного элементами C_4 и L_3 , недостающие «полуволны» восстанавливаются. В результате на выходе усилителя получают амплитудно-модулированные колебания (рис. 3.5).

Поскольку в рассматриваемом усилителе - амплитуда немодулированных колебаний несущей ограничивается половиной линейной области рабочих характеристик транзистора, такого усиления несущей, как в случае усилителей класса С (разд. 3.6 — 3.8), получить не удастся. Поэтому к. п. д. линейного усилителя модулированных колебаний класса В близок к 30% в отличие от к. п. д., равного 65% и достигаемого в обычном усилителе класса В.

Конденсатор переменной емкости C_3 устраняет возбуждение каскада (см. разд. 3.1). Как показано на рис.

3.5, напряжение обратного смещения коллекторного перехода транзистора подается на среднюю точку катушки индуктивности L_3 через дроссель высокой частоты (ДВЧ), обладающий высоким реактивным сопротивлением для колебаний несущей, благодаря чему ослабляется шунтирующее действие источника питания. Выходные сигналы передаются в колебательный контур, образованный элементами L_4 и C_6 , для дальнейшего усиления усилителями класса В или поступают «а антенную систему для излучения.

3.6. Однотактный усилитель класса С

Усилители класса С используются преимущественно в передающих устройствах для увеличения амплитуды сигнала несущей частоты до расчетного уровня. Усилители класса С строятся по одно- или двухтактной схеме (рис. 3.6 и 3.7). Для создания условий работы в режиме класса С необходимо подать на эмиттерный переход биполярного транзистора обратное смещающее напряжение такой величины, при которой рабочая точка транзистора находится в области отсечки. При этом транзистор отпирается лишь в течение небольшой части каждого периода колебаний (меньшей полупериода), в которой мгновенное значение сигнала близко к амплитудному значению (см. разд. 11.4). В этом случае к. п. д. усилителя может достигать 90%.

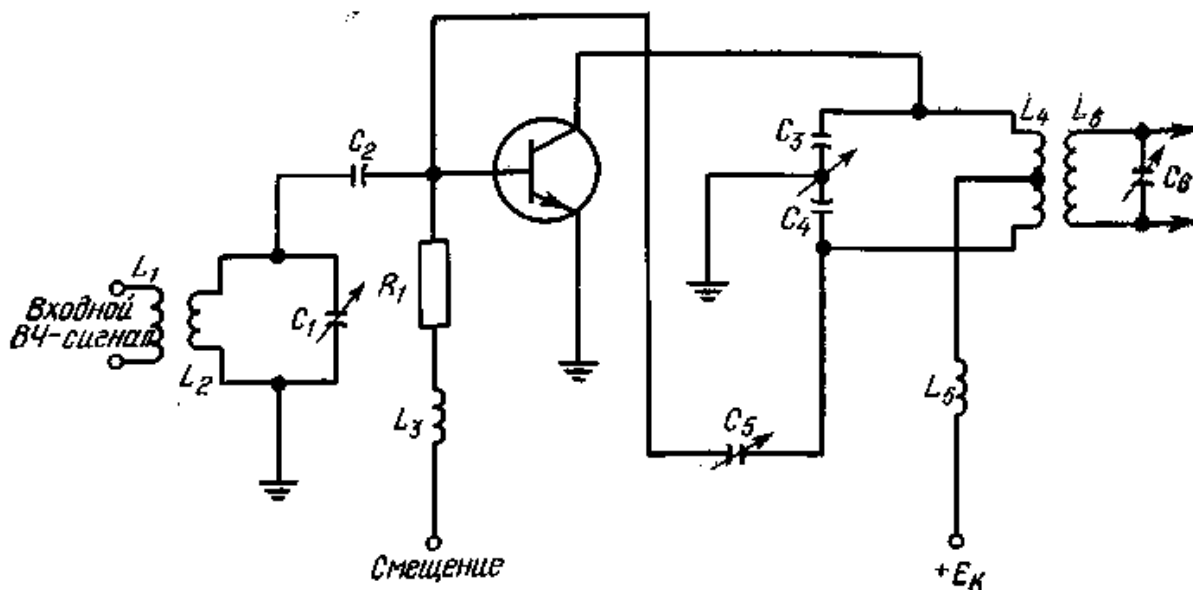


Рис. 3.6. Однотактный усилитель класса С.

Как показано на рис. 3.6, входной ВЧ-сигнал поступает на первичную обмотку L_1 входного трансформатора. Такой сигнал называют *управляющим сигналом* или *сигналом возбуждения*. Вторичная обмотка L_2 вместе с шунтирующим конденсатором C_1 образует резонансный контур, настроенный на частоту входного сигнала. Конденсатор C_2 пропускает входной сигнал на базу транзистора и одновременно предотвращает закорачивание цепи базы по постоянному току.

Резонансный контур в цепи коллектора, называемый также колебательным контуром, составлен из катушки индуктивности L_4 и шунтирующих ее конденсаторов переменной емкости C_3 и C_4 . К катушке L_4 можно присоединить обычный конденсатор переменной емкости, но сдвоенные конденсаторы переменной емкости с заземленным ротором обеспечивают большую безопасность при пробоях, вызванных высоким напряжением. Так как роторы конденсаторов находятся на одной оси, а статоры разделены, или «разрезаны», на две секции, то такие конденсаторы часто называют *конденсаторами с разрезными статорами*.

Для того чтобы оба вывода L_4 находились под высокочастотным потенциалом относительно земли, что необходимо для нейтрализации паразитной обратной связи, источник питания подключают к средней точке катушки L_4 . Так как межэлектродные емкости транзистора создают положительную обратную связь между выходом и входом, усилитель может возбудиться и начать генерировать собственные колебания вместо того, чтобы усиливать сигналы предыдущего каскада. Для увеличения устойчивости усилителя используют нейтрализующий конденсатор C_5 . Этот элемент включен между нижним выводом резонансного контура и выводом базы транзистора. Величина емкости нейтрализации подбирается так, чтобы амплитуда противофазного напряжения была равна напряжению положительной связи, которое вызывает генерацию. Высокочастотный дроссель LS не пропускает составляющих радиосигнала, выделяющихся в колебательном контуре, к источнику питания. Через трансформатор, составленный элементами L_4 и L_6 , и выходной резонансный контур L_6C_6 усиленный выходной сигнал передается на вход усилителя класса С большей мощности или к антенной системе.

Последующий каскад усиления, на который поступает выходной радиосигнал, является нагрузочным

элементом усилителя, называемым *нагрузкой*. Если усилитель класса С не нагружен и его контур настроен в резонанс, то при этом коллекторный ток транзистора минимален. Но так как при резонансе ненагруженный параллельный колебательный контур обладает очень большим входным сопротивлением, то на нем выделяется максимальное напряжение сигнала. Поэтому высокое напряжение, получаемое на контуре, (при отключенной нагрузке может вызвать пробой между пластинами ротора и статора конденсатора настройки. Для предотвращения пробоя, могущего возникнуть в процессе настройки и нейтрализации паразитной обратной связи ненагруженного усилителя, иногда уменьшают напряжение питания (во время настройки). При расстройке контура коллекторный ток транзистора резко возрастает, но напряжение на контуре падает, так (как параллельный резонансный контур (на частотах выше и ниже резонансной имеет малый импеданс. Как уже говорилось, в усилителе класса С входное сопротивление контура при отключенной нагрузке велико; велика также добротность Q контура ($Q > 50$). Однако в условиях подключенной нагрузки, когда усилитель работает с хорошим к.т.д., добротность контура падает до 10 — 15. При более точном подборе величины нагрузочного сопротивления, определяемого характеристиками транзистора, требуемое значение Q нагруженного усилителя выбирают с учетом величины $\rho = |L/C|$ — характеристического сопротивления колебательного контура в цепи коллектора, где L — результирующая индуктивность и C — результирующая емкость контура. Уменьшение Q , вызываемое подключением нагрузки, увеличивает устойчивость усилителя. Однако очень малое значение Q приводит к расширению полосы пропускания устройства и, следовательно, к более слабому подавлению нежелательных гармонических составляющих сигнала. При значениях Q ниже нормы ухудшается селективность усилителя и уменьшается полезная мощность в нужном диапазоне частот. При слишком высоком Q и при наличии нагрузки контурные токи становятся настолько большими, что излучаемая самим колебательным контуром мощность намного больше, чем в нормальном режиме. Результатом этого являются излишние потери ВЧ-мощности.

Величины L и C , требуемые для получения резонансной частоты f_p контура, можно найти из уравнения

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}. \quad (3.1)$$

Добротность контура выражается следующими соотношениями:

$$Q = \frac{R}{X_L} = \frac{R}{X_C} = \frac{R}{\rho}, \quad (3.2)$$

где $X_L = 2\pi f_p L$ и $X_C = 2\pi f_p C$. Сопротивление R в соотношениях (3.2) — пересчитанное эквивалентное сопротивление потерь энергии, шунтирующее колебательный контур. Это сопротивление $R = R_H$ практически учитывает только мощность, потребляемую нагрузкой (очень малыми потерями мощности в активном сопротивлении катушки индуктивности обычно пренебрегают). Сопротивление нагрузки в соответствии с законом Ома определяется как отношение постоянного напряжения коллекторного питания к амплитудному значению тока коллектора при подключенной нагрузке:

$$R_H = \frac{E_K}{I_K}; \quad (3.3)$$

предполагается, что амплитуда напряжения на контуре $U_K \sim E_K$. Зная требуемую величину Q нагруженного контура, мы можем найти результирующую (полную) емкость колебательного контура на данной частоте. Эта емкость обратно пропорциональна пересчитанному сопротивлению нагрузки, т. е. отношению E_K/I_K . Результирующая величина емкости колебательного контура определяется из формул (3.1) — (3.3):

$$C = \frac{300(QI_K)}{fE_K}, \quad (3.4)$$

где C — результирующая емкость контура, пФ;

Q — добротность контура при наличии нагрузки ($Q = 10 — 115$);

I_K — ток коллектора, мА;

f — частота, МГц (обычно средняя частота рабочего диапазона частот);

E_K — постоянное напряжение коллектора, В. Величина емкости, найденная из этого уравнения, должна соответствовать емкости колебательного контура в среднем положении ротора переменного конденсатора. Зная величину емкости C для данного Q , можно найти величину общей индуктивности колебательного контура из формулы (3.1):

$$L = \frac{(160 \cdot 10^9)^2}{f^2 C}, \quad (3.5)$$

где L — результирующая индуктивность, мкГ; C — емкость, пФ; f — частота, кГц.

3.7. Двухтактный усилитель класса С

Аналогично двухтактным схемам низкочастотного диапазона, описанным в разд. 1.11, можно построить симметричные двухтактные схемы высокочастотного диапазона, обеспечивающие высокий к.п.д. Типичная схема двухтактного УВЧ показана на рис. 3.7. Здесь, как и в предыдущей схеме, ВЧ-сигнал возбуждений, поступает на трансформатор, составленный из об-моток L_1 и L_2 . Однако в двухтактной схеме у обмотки L_2

имеется отвод со срединной точки, через который подается напряжение смещения эмиттерных переходов транзисторов T_1 и T_2 . Конденсаторы с разрезными статорами очень удобны для использования в двухтактных схемах, поскольку они позволяют довольно легко симметризовать схему. Роторы конденсаторов C_1 и C_2 заземлены, что обеспечивает поступление сигналов на базы транзисторов T_1 и T_2 в противофазе. В коллекторных цепях также используются конденсаторы с разрезными статорами. Для повышения устойчивости двухтактных усилителей применяют перекрестную нейтрализацию. Конденсатор C_3 соединяет коллектор транзистора T_1 (подключенный к выводу коллекторного контура) с базой транзистора T_2 и передает противофазный сигнал нейтрализации требуемой величины. Аналогичным образом нейтрализующий конденсатор C_4 , присоединенный к коллекторной цепи транзистора T_2 , обеспечивает нейтрализацию во втором плече схемы. Для развязки по высокой частоте источников питания и смещения, как и ранее, используются последовательно включенные высокочастотные дроссели. Это делает излишним подключение к выводу средней точки L_3 шунтирующего по высокой частоте конденсатора. Заземленные роторы конденсаторов с разрезными статорами фиксируют точки нулевого потенциала в контурах. Этот потенциал может не точно совпадать с потенциалом среднего вывода катушки индуктивности L_3 . В передатчиках для увеличения мощности ВЧ-сигнала до необходимого уровня каскады усилителей класса С с высоким $k_{\text{пд}}$ помещают между генератором и антенной системой.

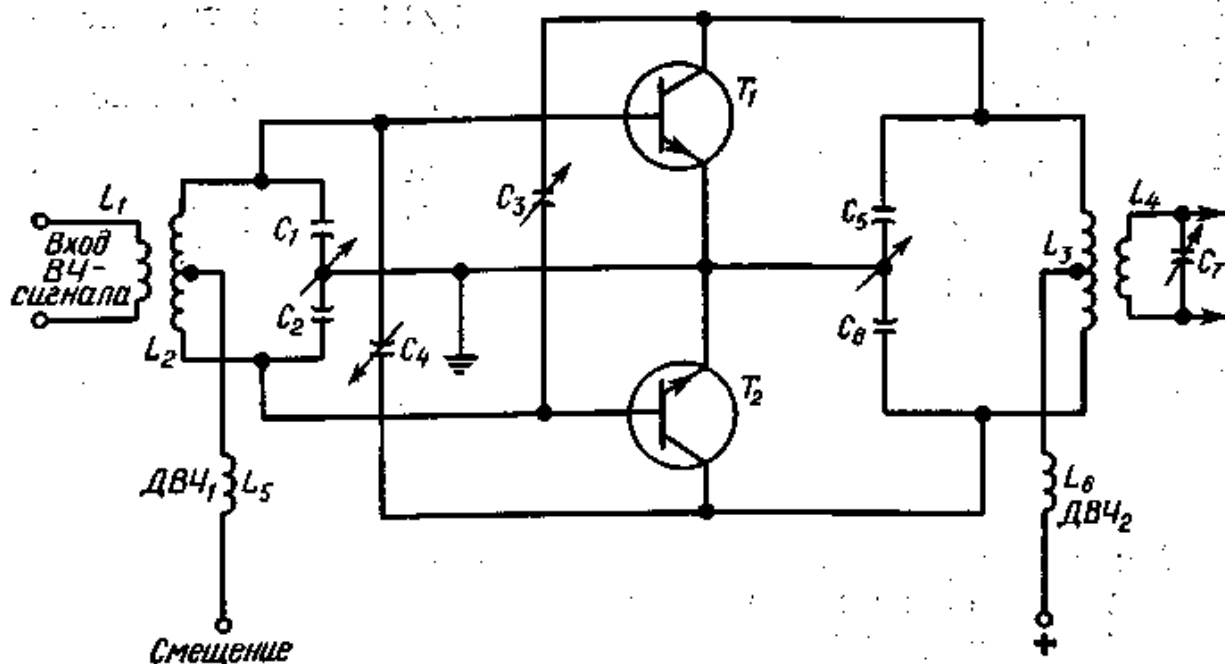


Рис. 3.7. Двухтактный усилитель класса С.

В связанных радиопередатчиках для контроля токов транзисторов последовательно с выводами базы и коллектора включают миллиамперметры или амперметры. Контроль тока базы помогает настроить входной контур на нужную частоту сигнала и установить требуемый уровень прикладываемого управляющего сигнала. Контроль тока коллектора помогает настроить в резонанс выходной колебательный контур по минимуму коллекторного тока, который имеет место при резонансе. В процессе настройки цепей нейтрализации уровень возбуждения ВЧ-сигнала на базах меняется, и нейтрализующие конденсаторы настраивают по минимуму показаний базовых амперметров.

3.8. Умножители частоты

Усилители радиочастоты класса С можно также использовать для удвоения или утроения частоты входного сигнала. В этом случае применяют обычную схему усилителя лишь с той разницей, что выходной колебательный контур настраивают на частоту, кратную частоте входного сигнала (рис. 3.8). Так, например, если частота входного сигнала 2 МГц, то входной контур должен быть настроен на эту же частоту. Для получения удвоенной частоты колебаний выходной колебательный контур L_4C_3 , а также контур L_5C_4 должны быть настроены на частоту 4 МГц (рис. 3.8). Входной сигнал периодически с частотой сигнала отпирает транзистор усилителя класса С в течение небольшой части каждого периода колебаний. Возникающие при этом импульсы тока воздействуют на колебательный контур L_4C_3 . При этом в резонансном контуре устанавливается колебательный процесс на резонансной частоте контура, обусловленный обменом энергии между конденсатором и катушкой индуктивности. Потери энергии в контуре компенсируются энергией, передаваемой контуру импульсами тока транзистора. Но частота следования импульсов тока транзистора в удвоителе частоты вдвое меньше резонансной частоты выходного контура. Поэтому коллектор транзистора передает порции

энергии в резонансный контур вдвое реже, чем при работе усилителя класса С в режиме усиления. Если настраивать выходной контур на частоту превышающую частоту входного контура, вдвое, втрое, вчетверо и т. д., то к. п. д. преобразования будет соответственно снижаться, так как существенные потери энергии в контуре будут восполняться все реже и реже.

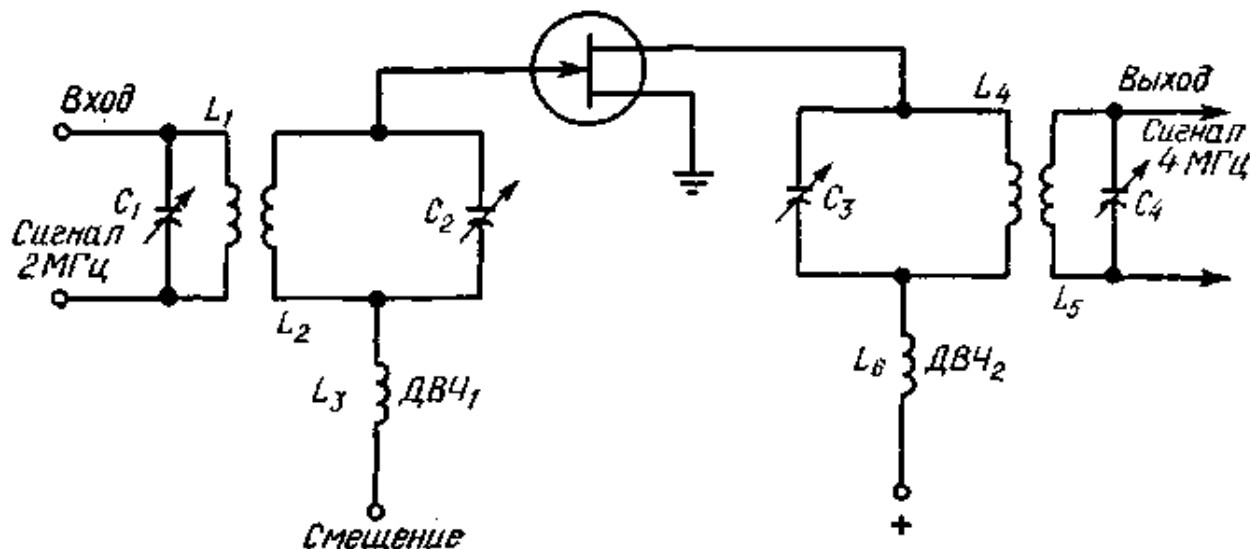


Рис. 3.8. Удвоитель частоты.

ГЛАВА 4

ГЕНЕРАТОРЫ

4.1. Генератор по схеме Армстронга

[Этот тип генератора называют также автогенератором с трансформаторной обратной связью. — Прим. ред.]

Генераторы звуковых и радиочастотных сигналов широко применяются в радиоэлектронном оборудовании. Они входят в состав связанных и других приемников и передатчиков, а также используются в контрольно-испытательной аппаратуре. Существуют два основных типа генераторов: резонансные и релаксационные. Частота сигнала на выходе резонансного генератора определяется резонансной частотой используемых колебательных контуров [Применяются также RC-генераторы гармонических колебаний. — Прим. ред.]. Частота сигналов, производимых релаксационным генератором, определяется параметрами активных и реактивных элементов.

Одним из первых генераторов резонансного типа является генератор с обратной связью, построенный по схеме, предложенной Армстронгом (рис. 4.1). Здесь частота генерации определяется резонансной частотой параллельного колебательного контура L_2C_2 . Генерируемые колебания снимаются со вторичной обмотки L_3 трансформатора. Обмотка L_1 , которая также связана с обмоткой L_2 , служит для установления обратной связи между выходным колебательным контуром и входной цепью базы транзистора. При отпирании транзистора и возникновении коллекторного тока, поступающего в колебательный контур L_2C_2 , в элементах последнего появляются составляющие переменного тока и напряжения. Благодаря действию трансформаторной обратной связи в обмотке L_1 возникает переменное напряжение, которое передается на базу транзистора, что вызывает усиление переменной составляющей тока коллектора, поступающего в выходной колебательный контур. Таким образом, благодаря действию положительной обратной связи и колебательным свойствам резонансного контура в нем за сравнительно короткое время устанавливаются непрерывные синусоидальные колебания. Для возбуждения генератора необходимо, чтобы обмотки L_1 и L_2 были правильно сфазированы. Если выводы обмотки L_1 поменять местами, то обратная связь станет отрицательной и генерации не возникнет [Кроме условия баланса фаз, для установления автоколебаний в генераторе должно также выполняться условие баланса амплитуд. — Прим. ред.]. Конденсатор C_3 замыкает переменную составляющую генерируемого тока через цепь эмиттера, развязывая тем самым источник питания по высокой частоте. Катушка индуктивности L_4 — высокочастотный дроссель.

Частота генерации определяется формулой

$$f_p \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_2}},$$

(4.1)

где f_p — резонансная частота колебательного контура, Гц; L — индуктивность контура, Г; C — емкость контура, Ф.

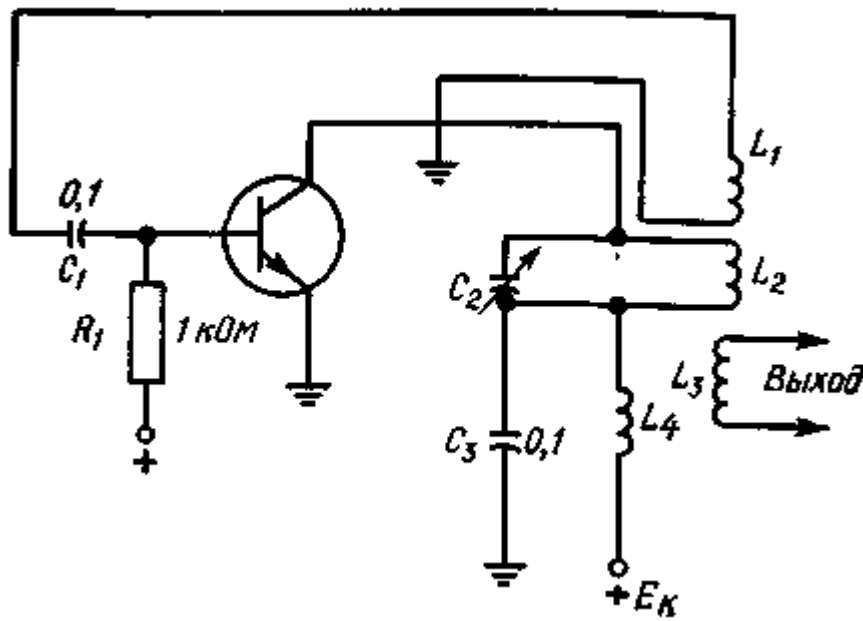


Рис. 4.1. Генератор с обратной связью по схеме Армстронга.

Если C_2 в схеме на рис. 4.1 — конденсатор переменной емкости, то частоту генерации можно менять. При этом диапазон изменения частоты определяется диапазоном изменения емкости $C_2 = C$.

Индуктивность $L = L_2$ и емкость $C = C_2$ — основные частотно-задающие компоненты. Если в схеме имеются паразитные индуктивности и емкости значительной величины, то при вычислении частоты генерации их необходимо учитывать [Следует также принимать во внимание влияние вспомогательных реактивных элементов C_1, C_3, L_1, L_2, L_3 . — Прим. ред.]. Это особенно существенно на высоких частотах, где паразитные емкости и распределенные индуктивности сильно влияют на частоту-генерируемого сигнала.

Если известна емкость контура, то индуктивность, необходимую для генерирования колебаний заданной частоты f , можно найти из формулы

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}. \quad (4.2)$$

Аналогично можно найти нужную величину емкости, если известна величина индуктивности контура.

4.2. Генератор с регулируемой частотой

Генератор, построенный по схеме Армстронга, иногда используется в смесительных каскадах связанных приемников в качестве гетеродина, сигнал которого смешивается с входным сигналом в преобразователе частоты. Так, например, в АМ-приемнике сигнал с несущей частотой 1000 кГц смешивается с сигналом гетеродина частотой 1455 кГц для того, чтобы получить сигнал разностной частоты 455 кГц, который является сигналом промежуточной частоты (ПЧ). Если же частота сигнала равна 600 кГц, то для получения той же разностной частоты 455 кГц необходимо, чтобы гетеродин генерировал сигнал частотой 1055 кГц. Как видно, частота гетеродина должна регулироваться, причем это регулирование должно производиться синхронно с другими селективными цепями настраиваемого приемника.

Одна из схем смесителей такого типа показана на рис. 4.2. В качестве катушки индуктивности L_1 здесь используется встроенная антенна, представляющая собой катушку, намотанную на ферритовый стержень. Эта катушка соединена последовательно с конденсаторами C_1 и C_2 и образует с ними последовательный контур, сигналы с которого поступают на затвор полевого транзистора гетеродина. Вместо полевого транзистора могут быть использованы транзисторы других типов.

Конденсаторы C_2 и C_6 , роторы которых имеют общую ось, для точного сопряжения настроек зашунтированы конденсаторами малой емкости. Таким путем поддерживается требуемая разница частот настройки контуров в рабочем диапазоне частот приемника.

В схеме, показанной на рис. 4.2, часть энергии усиленного сигнала передается из цепи стока полевого транзистора через трансформатор $L_3 L_2$ обратной связи в колебательный контур генератора в цепи истока. Выводы катушки L_3 подключены так, чтобы имела место *положительная* обратная связь. Сигнал гетеродина, генерируемый в контуре, образованном катушкой L_2 и конденсаторами C_4 и C_5 , поступает на вывод истока полевого транзистора через разделительный конденсатор C_3 ; колебательный контур настроен на частоту

гетеродина.

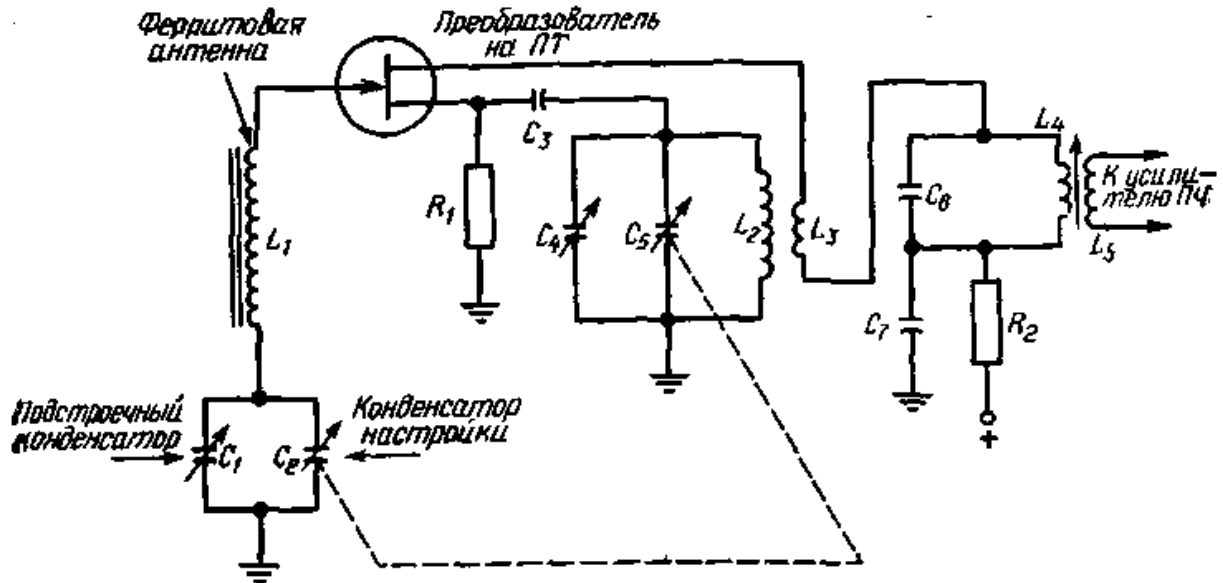


Рис. 4.2. Схема преобразователя частоты.

Полевой транзистор работает как смеситель, так как в нем входной модулированный ВЧ-сигнал, приложенный к затвору, смешивается с сигналом гетеродина, возникающим в колебательном контуре, связанном с цепью истока.

В результате смешивания в цепи истока и через катушку LZ протекают токи разных частот, содержащие также составляющую разностной частоты. Все эти токи протекают через колебательный контур L_4C_6 , настроенный на требуемую разностную (промежуточную) частоту. Поэтому контур отфильтровывает нежелательные сигналы (например, с частотой входного сигнала, с частотой гетеродина, с суммарной частотой и др.). Подстроечный сердечник между индуктивностями L_4 и L_5 используется для подбора оптимальной связи.

4.3. Генератор по схеме Хартли

[Этот тип генератора называют также автогенератором с индуктивной трехточкой или с автотрансформаторной обратной связью. — Прим. ред.]

На рис. 4.3 показана схема другого типа генератора с регулируемой частотой. Отличительной особенностью этого генератора является то, что в нем сигналом обратной связи является напряжение, возбуждаемое на части L_1 индуктивной катушки; вся катушка L_1L_2 вместе с конденсатором переменной емкости C_1 образует колебательный контур генератора. Для подачи сигнала обратной связи в цепь базы используются делительный конденсатор C_2 и отвод от индуктивной катушки. Данная схема выполнена на $n - p - n$ транзисторе, но можно применить и транзистор другого типа, в частности полевой транзистор. Как и для генератора Армстронга, резонансная частота колебательного контура, практически равная частоте генерации, определяется равенством (4.11), в котором следует полагать, что $C = C_1$, а L — суммарная индуктивность катушки.

Отвод от катушки индуктивности делит ее на две части: базово-эмиттерную (L_1) и коллекторно-эмиттерную L_2 . Конденсаторы C_2 и C_3 не пропускают постоянных составляющих тока и напряжения в колебательный контур.

Коллекторно-эмиттерная катушка индуктивности L_2 является выходной индуктивной катушкой каскада. Показанная на рис. 4.3 связь между катушками L_2 и L_1 и между катушкой L_1 и входной цепью транзистора автоматически обеспечивает нужные фазовые соотношения между входной и выходной цепями генератора для возбуждения и поддержания генерируемых колебаний. Выходное напряжение снимается с катушки L_3 , индуктивно связанной с L_2 . Высокочастотный дроссель не пропускает токи высокой частоты в цепь источника питания. При работе на высоких частотах на частоту генерации влияют также паразитные индуктивные и емкостные параметры схемы, такие, как собственные емкости транзистора, индуктивность подводящих проводов и емкость монтажа. Чем выше частота генерации, тем более существенным становится воздействие указанных параметров.

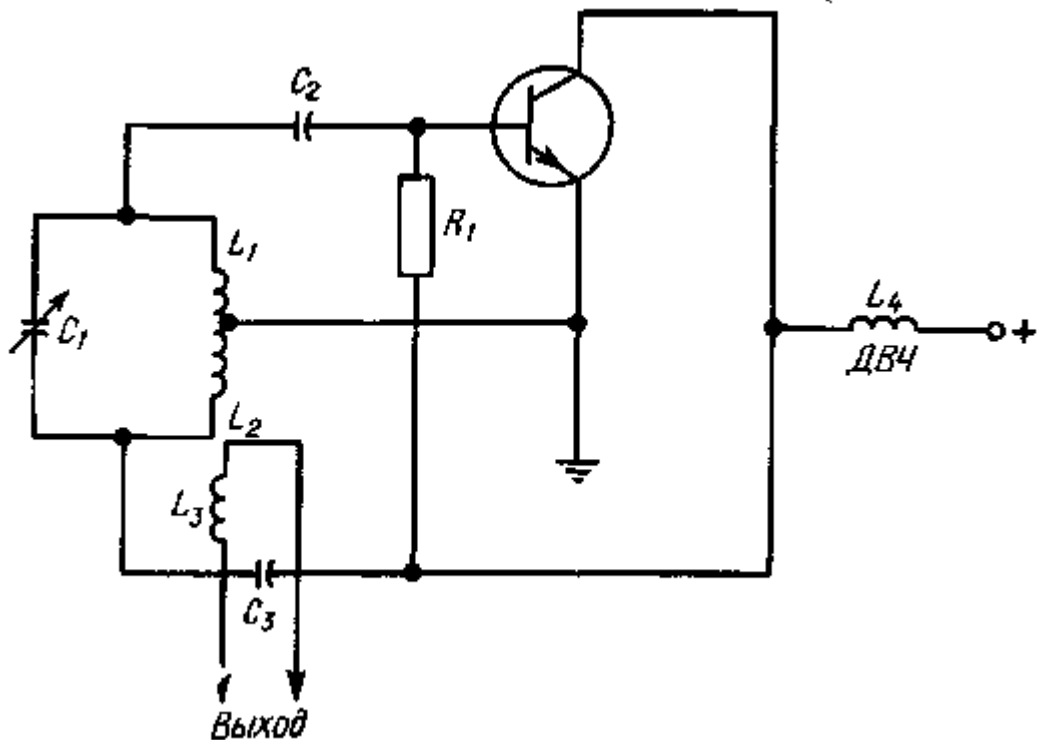


Рис. 4.3. Генератор по схеме Хартли.

4.4. Генератор по схеме Колпитса

[Этот тип генератора называют также автогенератором с емкостной обратной связью. — Прим. ред.]

В генераторе, построенном по схеме Колпитса (рис. 4.4), роль индуктивной катушки с отводом, используемой в генераторе, построенном по схеме Хартли, выполняют два конденсатора переменной емкости, роторы которых объединены и образуют общий вывод. Путем заземления этого вывода колебательный контур генератора подразделяется на две части. В одну часть, обладающую емкостной реактивностью, входит только конденсатор C_3 ; в другую часть контура, обладающего индуктивной реактивностью, входят индуктивная катушка L_1 и конденсатор C_2 , который используется в качестве элемента обратной связи генератора. Благодаря преобладанию в этой части контура индуктивной реактивности над емкостной обеспечивается необходимая для поддержания колебаний фазировка напряжения обратной связи на конденсаторе C_2 , подаваемого на вход транзистора.

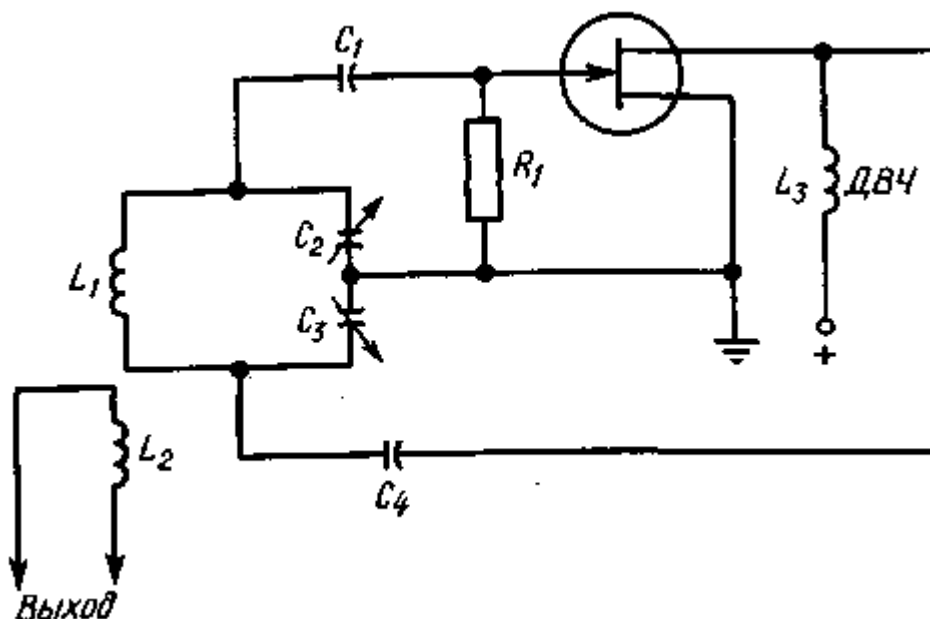


Рис. 4.4. Генератор по схеме Колпитса.

Резонансная частота колебательного контура (с учетом влияния внутренних емкостей транзистора и емкостей разделительных конденсаторов) определяет частоту генерации.

Как обычно в таких схемах, напряжение питания подается через ВЧ-дроссель, который препятствует протеканию тока генерируемой частоты через источник питания. Выходной сигнал для передачи на следующий каскад снимается с катушки L_2 , связанной трансформаторной связью с катушкой L_1 .

4.5. Кварцованный генератор

Для стабилизации частоты генерации, а также для точной настройки требуемой частоты применяют электромеханические преобразователи из пьезоэлектрического кварца, обладающие высокими частотно-стабилизирующими свойствами. Основой кварцевого преобразователя является пластина, вырезанная из кристаллического кварца определенным образом. Для создания возможности включения кварцевой пластины в качестве элемента генераторной цепи две противоположные грани этой пластины металлизуют (методом напыления). Затем пластину закрепляют в кварцедержателе, два вывода которого контактируют с металлизированными гранями пластины.

Если к выводам кварцедержателя с кварцевой пластиной приложить переменное напряжение, то благодаря обратному пьезоэффекту пластина начинает вибрировать с частотой приложенного напряжения, и одновременно вследствие прямого пьезоэффекта через кварцевую пластину протекает переменный ток той же частоты; ток через выводы кварцедержателя поступает в генераторную цепь. Закон изменения этого тока такой же, как и в случае, если бы вместо кварцевой пластины между выводами кварцедержателя был бы включен последовательный резонансный контур чрезвычайно высокой добротности. Благодаря этому свойству частота колебаний кварцованного генератора удерживается в очень малой окрестности резонансной частоты кварца. Чаще всего устанавливается такой режим работы, при котором частота генерации незначительно превышает резонансную частоту кварца.

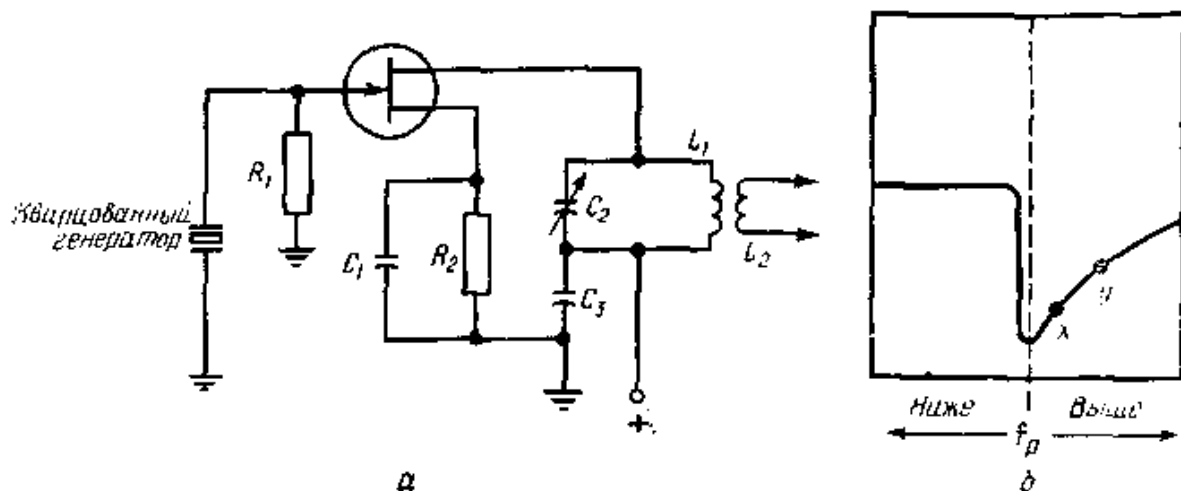


Рис. 4.5. Кварцованный генератор (а) и зависимость импеданса кварца от частоты (б).

Принципиальная схема кварцованного генератора показана на рис. 4.5,а. Благодаря резистору R_1 напряжение смещения на затворе равно нулю (в случае биполярного транзистора под таким же смещением находилась база). Конденсатор C_1 и резистор R_2 образуют обычную цепь стабилизации режима по цепи истока (или эмиттера при использовании биполярного транзистора). Колебательный контур в цепи стока (или коллектора биполярного транзистора) составлен из конденсатора переменной емкости C_2 и катушки индуктивности L_1 . На частоте генерации конденсатор C_3 шунтирует источник питания. Катушки индуктивности L_1 и L_2 образуют выходной трансформатор.

На рис. 4.5,б изображена упрощенная зависимость модуля импеданса кварца от частоты. Обратная связь в этой схеме возникает благодаря паразитной емкости сток — затвор. Поскольку эта емкость связана с выходным колебательным контуром, через нее протекает высокочастотный ток, который создает на кварце падение напряжения. Так как вблизи резонанса импеданс кварца мал по сравнению с импедансом этой емкости, то такой ток имеет емкостную природу и опережает выходное напряжение примерно на 90° . Если при этом кварц на частоте генерации имеет индуктивный импеданс, то падение напряжения на кварце в свою очередь опережает этот ток примерно на 90° , в результате при небольшой индуктивной расстройке выходного контура выполняется условие баланса фаз и при достаточном усилении возникает генерирование колебаний. Наибольшая стабильность кварцевого генератора получается, когда резонансная частота выходного контура находится между точками x и y (рис. 4.5,б), где кварц имеет индуктивный импеданс. Если частота генерации находится вблизи частоты резонанса кварца f_p , то случайное изменение температуры может сместить рабочую

точку ниже этой частоты и импеданс кварца станет емкостным. При этом нарушится условие баланса фаз и генерирование прекратится.

4.6. Генератор поднесущей с ФАПЧ

В цветных телевизионных приемниках при приеме цветных передач необходимо генерировать специальный сигнал несущей взамен аналогового сигнала, подавляемого на телецентре в процессе передачи. На телецентре несущая модулируется сигналами цветности, что приводит к образованию боковых полос. Однако для уменьшения заполнения полосы частот в спектре, занимаемом сигналами цветности [Благодаря этому достигается уменьшение влияния сигналов цветности в приемниках черно-белого изображения, т. е. улучшается совместимость работы черно-белых и цветных телевизоров. — Прим. ред.], в эфир передаются лишь сигналы боковых полос. Поэтому в приемнике необходимо генерировать такую несущую (называемую *цветовой поднесущей*) и добавлять ее к сигналам боковых полос. Восстанавливаемые таким образом колебания демодулируются для получения сигналов цветности.

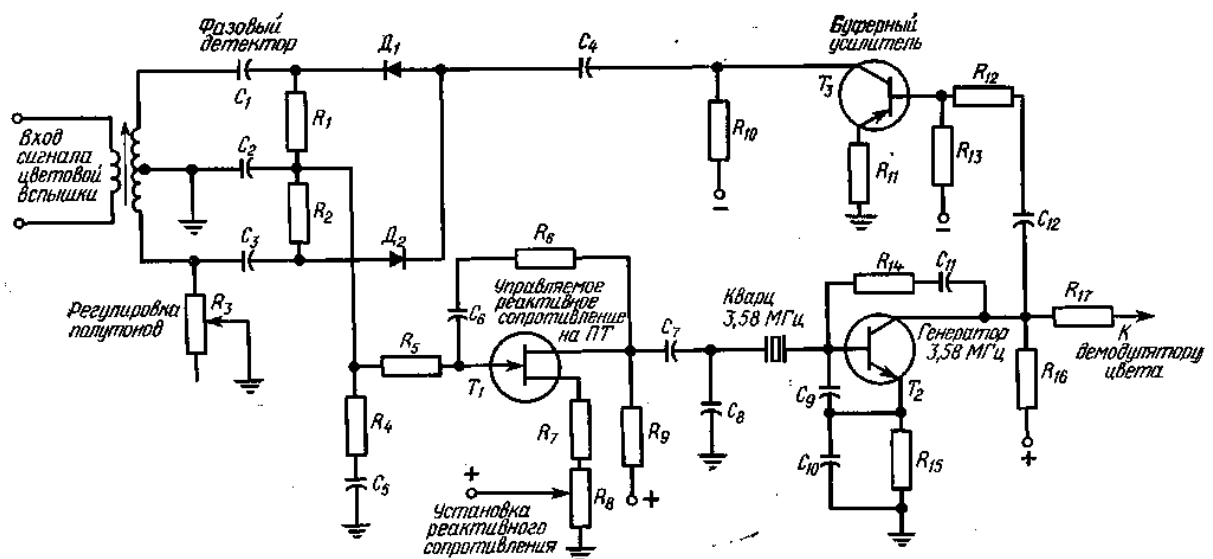


Рис. 4.6. Генератор поднесущей с фазовой автоподстройкой.

На рис. 4.6 показана схема генератора поднесущей, позволяющая в окрестности определенной частоты управлять частотой и фазой генерируемого напряжения. Здесь для стабилизации частоты используется кварцованный генератор. Однако для правильной цветопередачи этот генератор должен быть точно синхронизирован с сигналом цветовой вспышки, который передается вместе со строчным гасящим импульсом.

Генерируемая поднесущая должна иметь не только ту же частоту, что и сигнал цветовой вспышки (3,58 МГц), но и ту же фазу; даже слабый дрейф (связанный с набегом фазы) должен автоматически компенсироваться. Для достижения такого жесткого регулирования управляемого кварцованного генератора его частота при помощи фазового детектора сравнивается с частотой входного сигнала вспышки (см. разд. 9.11). Если генератор дрейфует, то вырабатывается корректирующее напряжение, поступающее на вход схемы управляемого реактивного сопротивления. Благодаря этой схеме осуществляется подстройка частоты генерируемого напряжения поднесущей, что существенно улучшает синхронизацию. Генератор поднесущей и управляемое реактивное сопротивление образуют замкнутый контур регулирования, в котором частота генератора управляется величиной регулируемого реактивного сопротивления. Частота выходного напряжения генератора сравнивается с частотой сигнала цветовой вспышки, и вырабатывается сигнал управления величиной реактивного сопротивления. Вследствие этого реактивное сопротивление меняет частоту кварцованного генератора и улучшает синхронизацию генератора с входным сигналом. Схемы такого типа называются *схемами фазовой автоподстройки частоты* (ФАПЧ).

С транзистора T_2 выходное напряжение генератора поступает на базу буферного усилителя T_3 , на выходе которого получается сигнал с частотой кварцованного генератора. Далее этот сигнал через конденсатор C_4 подается на вход фазового детектора, где частота сигнала сравнивается с частотой сигнала цветовой вспышки. Резистор R_3 служит для регулировки баланса схемы фазового детектора, что оказывает воздействие на цветовой тон (полутона) принимаемого изображения.

В схеме управляемой реактивности используется полевой транзистор T_1 ; для этой же цели можно также использовать биполярные транзисторы и варикапы. В приведенной схеме напряжение, управляющее полевым транзистором, поступает с точки соединения резисторов R_1 и R_2 . В этой схеме ток стока ПТ запаздывает относительно напряжения генератора поднесущей. Поэтому выходной импеданс полевого транзистора, под-

ключенного к кварцованному генератору через конденсатор C_7 , эквивалентен некоторой индуктивности L , обладающей некоторым индуктивным сопротивлением XL . Такое положение обусловлено действием конденсатора C_6 в цепи обратной связи транзистора T_1 : напряжение обратной связи, поступающее на затвор T_1 , отстает относительно выходного напряжения этого транзистора. Поэтому ток стока также запаздывает относительно выходного напряжения T_1 . Следовательно, выходной импеданс этого транзистора эквивалентен индуктивности и характеризуется некоторым индуктивным сопротивлением (см. гл. 12).

Транзистор T_1 включен во входную колебательную цепь генератора, и поэтому его реактивное сопротивление добавляется к эквивалентной последовательной LCR-цепи, представляемой кварцевой пластиной. Любое изменение реактивного сопротивления, подключенного к кварцевой пластинке, будет влиять на частоту генерируемого сигнала. При этом даже в кварцованных генераторах можно получить достаточный диапазон перестройки частоты для прецизионной синхронизации с сигналом цветовой синхронизации частотой 3,58 МГц.

Индуктивное сопротивление цепи равно отношению амплитуды переменного напряжения, поданного на цепь, к амплитуде переменного тока, протекающего через эту цепь. Поэтому изменение тока в цепи исток — сток транзистора T_1 меняет величину индуктивного сопротивления. Аналогично изменение приложенного напряжения смещения на затворе транзистора T_1 меняет индуктивное сопротивление, поскольку в этом случае из-за изменения смещения меняется ток в цепи исток — сток.

Если изменение напряжения смещения на затворе транзистора T_1 приводит к увеличению амплитуды переменного тока через транзистор, то индуктивное сопротивление уменьшается, что эквивалентно уменьшению индуктивности. Уменьшение общей индуктивности резонансной цепи генератора увеличивает частоту генерации. При уменьшении амплитуды переменного тока транзистора T_1 эквивалентная индуктивность увеличивается и частота кварцованного генератора уменьшается.

Как показано на рис. 4.6, кварцевый резонатор на частоту 3,58 МГц включен между выходом устройства управляемой реактивности и базовым входом генераторного транзистора. Емкость конденсатора C_3 должна быть такова, чтобы его реактивное сопротивление было мало для высших гармонических составляющих кварцевого резонатора и велико для его основной резонансной частоты, на которой работает генератор.

Сигнал поднесущей, получающийся на выходе схемы, поступает на демодулятор цвета через резистор R_n .

4.7. Мультивибратор

В мультивибраторах, а также блокинг-генераторах (см. разд. 4.9) не используются резонансные LC-контуры. В мультивибраторе частота генерации определяется постоянными времени RC-цепей. Такие генераторы называют *релаксационными*; они широко используются в телевизорах, контрольно-измерительной аппаратуре и в других устройствах.

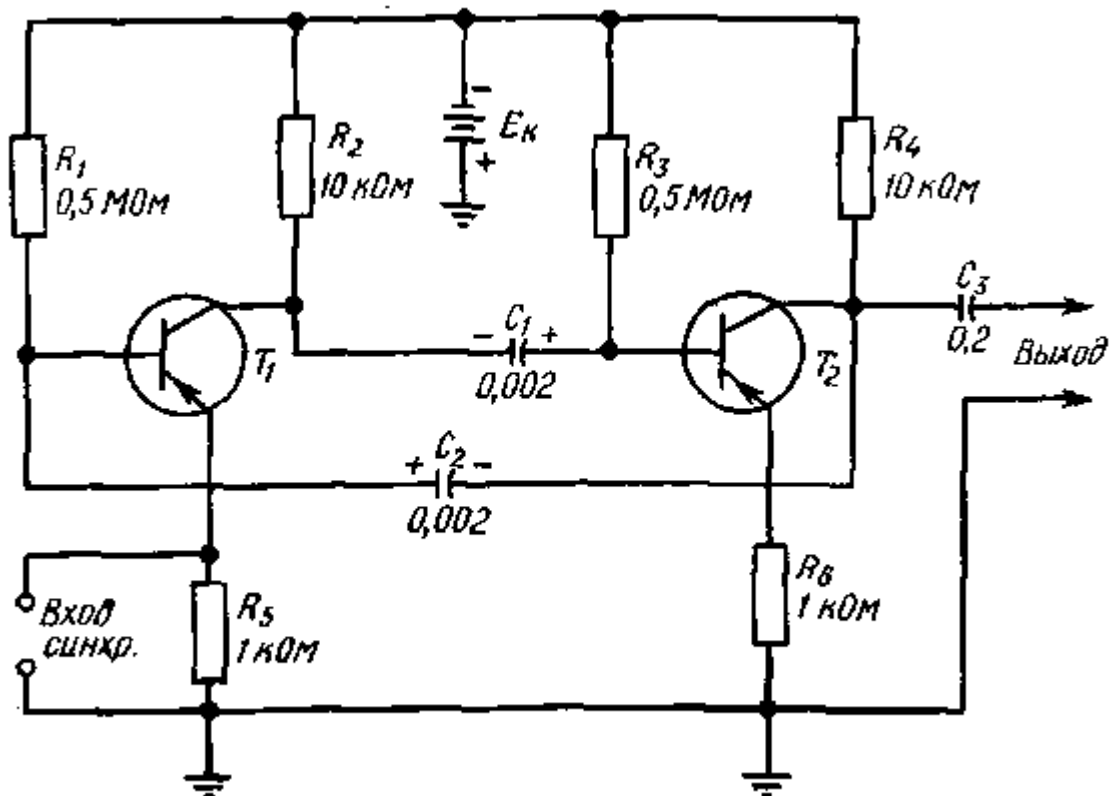


Рис. 4.7. Мультивибратор.

Мультивибратор обычно содержит два взаимно связанных транзисторных усилителя, у которых для возбуждения и поддержания колебаний выход второго усилителя подключен к входу первого, а выход первого — к входу второго. На рис. 4.7 показана типичная схема мультивибратора, построенного на транзисторах $p-n-p$ -типа. Несмотря на симметрию схемы, токи транзисторов не будут одинаковыми. Предположим, что в момент включения источника питания ток транзистора T_1 несколько больше тока транзистора T_2 . Вследствие этого падение напряжения на резисторе R_2 будет больше падения напряжения на резисторе R_4 . Так как напряжение источника коллекторного питания отрицательно, то вследствие изменения падений напряжений на резисторах R_2 и R_4 потенциал коллектора T_1 станет менее отрицательным, а коллектора T_2 — более отрицательным. Эти изменения через конденсаторы связи C_1 и C_2 передаются соответственно на базы транзисторов T_2 и T_1 , что приведет к еще большему возрастанию тока коллектора T_1 и к уменьшению тока коллектора T_2 . Эти изменения коллекторных токов происходят весьма быстро и приводят к насыщению транзистора T_1 и запирающему транзистора T_2 , после чего всякие изменения проводимости транзисторов прекращаются. В результате описанного процесса конденсаторы C_1 и C_2 оказываются заряженными до напряжений, близких к E_k (полярность напряжений указана на рис. 4.7). После прекращения изменений коллекторных токов конденсатор C_1 сравнительно медленно разряжается из-за протекания через него небольшой части тока коллектора T_1 , проходящего через резистор R_3 на источник E_k . В результате этого положительный потенциал базы T_2 уменьшается, затем становится отрицательным и транзистор T_2 отпирается. Это приводит к уменьшению отрицательного потенциала коллектора T_2 и к образованию положительного перепада напряжения на базе T_1 . Этот быстро протекающий процесс длится до тех пор, пока транзистор T_1 не войдет в режим отсечки, а T_2 — в режим насыщения. Таким образом, возникает состояние, противоположное исходному, которое затем в результате протекания процесса, подобного описанному, вновь переходит в исходное. Таким путем поддерживаются колебания в мультивибраторе; их форма существенно отличается от синусоидальной. Частота колебаний определяется постоянными времени R_3C_1 и R_1C_2 .

Для того чтобы засинхронизировать частоту колебаний мультивибратора с частотой управляющего внешнего сигнала, этот сигнал подают на резистор R_5 . Для возможности синхронизации частота управляющего сигнала должна незначительно превышать частоту собственных колебаний мультивибратора. Мультивибратор может также генерировать синхронизированные колебания, частота которых в целое число раз ниже частоты синхронизирующего сигнала.

Выходной сигнал снимается с коллектора T_2 через конденсатор C_3 . Выходной сигнал можно также снимать с коллектора T_1 , если подавать напряжение синхронизации на резистор R_6 .

4.8. Мультивибратор кадровой развертки

Мультивибраторы часто используют в телевизионных приемниках, например, для генерирования синхронизированного напряжения кадровой развертки, которое затем усиливают в выходном каскаде, и производят вертикальное перемещение луча на экране кинескопа. Иногда мультивибратор объединяют с выходным усилителем (схема на рис. 4.8). Здесь каскад на транзисторе T_3 — усилитель напряжения кадровой развертки, выходное напряжение которого поступает на катушки вертикального отклонения. Это же напряжение подается через конденсатор C_4 на сетку кинескопа для гашения луча на время обратного хода кадровой развертки. Цепь обратной связи, состоящая из конденсатора C_1 и последовательно включенного с ним резистора R_3 , связывает коллектор транзистора T_3 с базой транзистора T_1 , как в обычной схеме мультивибратора. Что касается обратной связи между коллектором T_1 и базой T_3 , то она реализуется через эмиттерный повторитель на транзисторе T_2 . Таким образом, в рассматриваемой схеме в отличие от традиционной схемы двухтранзисторного мультивибратора используется дополнительный согласующий транзистор T_2 . Для синхронизации колебаний мультивибратора с частотой кадровой развертки принимаемой станции на вход мультивибратора подаются синхроимпульсы.

Потенциометр R_6 служит для регулировки прямого смещения эмиттерного перехода транзистора T_2 , что позволяет установить требуемый коэффициент усиления каскада. Меняя коэффициент усиления, можно регулировать амплитуду напряжения кадровой развертки. Регулятор линейности на потенциометре R_6 , включенном в цепь формирования пилообразного напряжения, предназначен для регулировки линейности напряжения кадровой развертки.

Потенциометр R_2 в цепи базы T_1 — регулятор частоты кадров. При помощи этой регулировки синхронизируют частоту колебаний мультивибратора с частотой входных синхроимпульсов и добиваются максимальной стабильности частоты кадровой развертки. Как показано на рисунке, положительный вывод источника питания подключен к эмиттерам всех транзисторов, а отрицательный вывод источника заземлен. Таким способом создается нужное обратное смещение коллекторных переходов транзисторов. Выходное напряжение транзистора T_3 формируется на дросселе L_1 и поступает непосредственно на кадровые отклоняющие катушки. При этом, поскольку коллекторная цепь представляет собой малое выходное сопротивление для постоянного тока, обеспечивается хорошее согласование с кадровыми катушками, имеющими малое сопротивление.

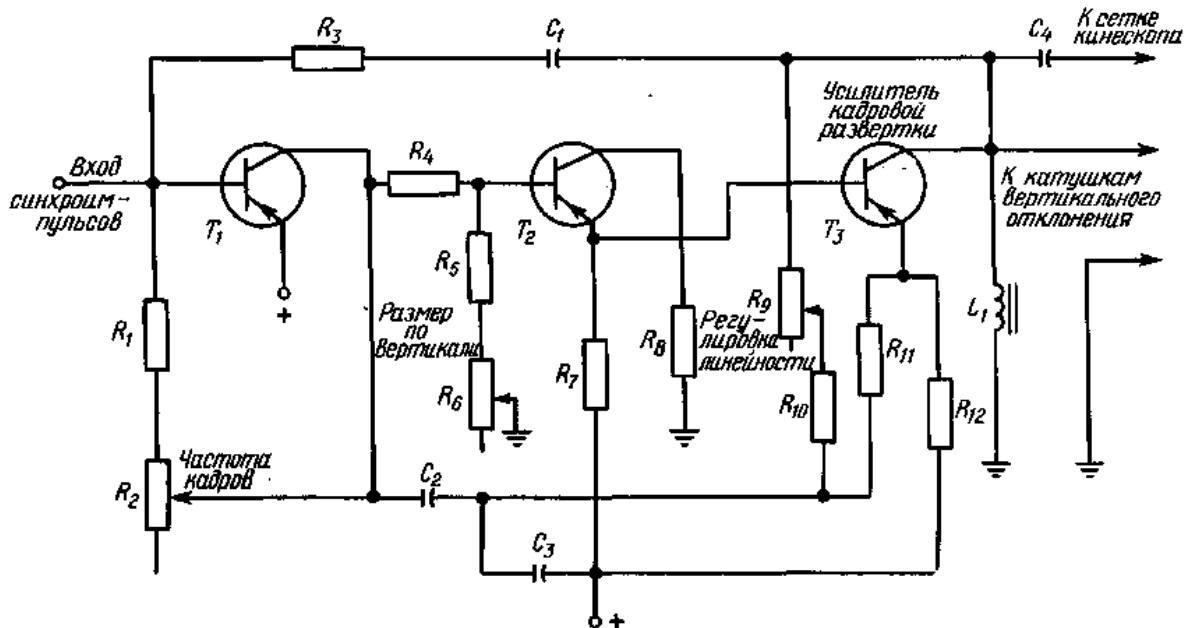


Рис. 4.8. Мультивибратор кадровой развертки.

4.9. Блокинг-генератор

Блокинг-генератор — другой тип релаксационного генератора, который можно синхронизировать внешним сигналом. На рис. 4.9 показана схема блокинг-генератора на $p-n-p$ -транзисторе. В этом генераторе закрытый транзистор периодически на короткий промежуток времени отпирается.

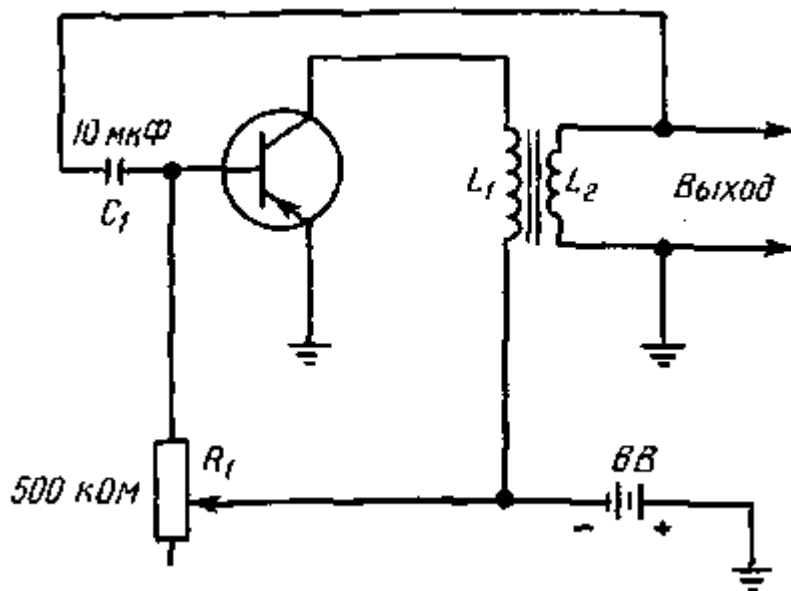


Рис. 4.9. Блокинг-генератор.

В первый момент после включения источника питания коллекторный ток транзистора нарастает. Этот ток протекает через первичную обмотку трансформатора L_1 . Переменное магнитное поле, возникающее в процессе нарастания тока через L_1 , наводит во вторичной обмотке напряжение, которое способствует быстрому нарастанию коллекторного и базового токов транзистора, приводящих к насыщению последнего. Одновременно с этим процессом конденсатор C_1 заряжается током базы, что ограничивает ток базы и приводит к запирающему транзистора. Это состояние сохраняется в течение длительного времени разряда конденсатора C_1 через резистор R_1 до тех пор, пока опять благодаря действию отрицательного напряжения источника питания транзистор снова откроется. Описанный процесс периодически повторяется.

Как и в схеме мультивибратора, показанной на рис. 4.7, частота генерации определяется постоянной

времени цепи разряда конденсатора. Поэтому величину емкости C_1 и сопротивления R_1 выбирают из условия получения нужной частоты генерации. Частота генерации также зависит от параметров трансформатора и характеристик транзистора. Для синхронизации блокинг-генератора внешним сигналом можно последовательно с обмоткой L_1 включить резистор и подавать на него синхронизирующее напряжение.

4.10. Блокинг-генератор кадровой развертки

На рис. 4.10 показано применение блокинг-генератора в схеме кадровой развертки телевизионного приемника. В данной схеме используется трехобмоточный трансформатор. Синхроимпульс подается на обмотку L_1 . В качестве обмоток собственно блокинг-генератора используются обмотки L_2 в цепи коллектора и L_3 в цепи базы. Благодаря трансформаторной связи между L_2 и L_3 в цепь базы передается необходимый для возбуждения сигнал положительной обратной связи. Выходное напряжение развертки снимается с резистора R_2 . Это напряжение далее поступает на предоконечный или оконечный усилитель кадровой развертки.

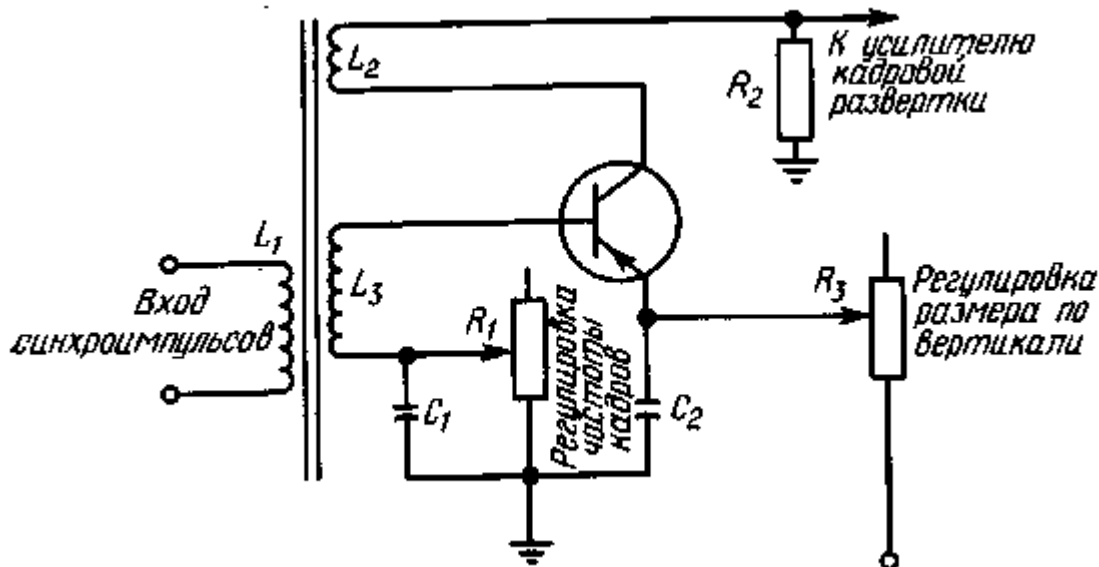


Рис. 4.10. Блокинг-генератор кадровой развертки.

Как и в случае мультивибратора, применяемого в кадровой развертке, для обеспечения надежной синхронизации используется потенциометр R_1 , который позволяет максимально приблизить частоту собственных колебаний блокинг-генератора к частоте внешних синхронизирующих сигналов. Резистор R_1 регулирует обратное смещение базы; поскольку при этом меняется постоянная времени R_1C_1 , меняется также скорость уменьшения обратного смещения после запираания транзистора.

Потенциометр R_3 служит для регулировки напряжения, прикладываемого к эмиттеру, которое влияет на ток коллектора. Таким путем можно управлять амплитудой выходных колебаний и поэтому регулировать по вертикали размер изображения, появляющегося на телевизионном экране.

Недостаток рассматриваемой схемы генерирования сигналов кадровой развертки связан с необходимостью применения трех-обмоточного трансформатора. От этого недостатка свободна схема генерирования на основе мультивибратора, изображенная на рис. 4.8. Единственным недостатком этой схемы является необходимость использования большего числа транзисторов.

Входное сопротивление схемы, приведенное к обмотке L_1 трансформатора, согласуют с выходным сопротивлением источника синхроимпульсов (обычно схемой селектора импульсов синхронизации). Для получения положительной обратной связи обмотки L_2 и L_3 должны быть правильно сфазированы. Напряженность магнитного поля, создаваемого обмоткой L_2 , пропорциональна числу витков этой обмотки и величине тока через нее. Большое значение имеет степень связи между обмотками L_2 и L_3 . Нужное число витков обмоток L_1 , L_2 и L_3 определяется расчетным путем.

4.11. Блокинг-генератор строчной развертки

На рис. 4.11 показан генератор строчной развертки, в котором используется блокинг-генератор. Между базой и землей через конденсатор емкостью 0,01 мкФ включена катушка индуктивности. Эмиттер транзистора T_1 подключен через резистор к отводу катушки, которая делится при этом на две части. В результате между эмиттером и базой образуется цепь автотрансформаторной обратной связи. Перемещая сердечник в катушке индуктивности, изменяют магнитный поток, пронизывающий катушку; таким путем можно регулировать величину индуктивности и частоту генерации. Как и в других генераторах развертки, о которых упоминалось в

этой главе, для получения надежной синхронизации собственную частоту генерации максимально приближают к частоте синхроимпульсов. В телевизионном приемнике генератор строк вырабатывает сигналы, которые перемещают электронный луч по экрану в горизонтальном направлении. Как и в генераторах кадровой развертки, для увеличения сигнала до требуемого уровня перед выходным усилителем строчной развертки иногда используют предварительный усилитель (см. рис. 2.11 и относящийся к нему текст, а также рис. 6.9). Ток, протекающий через нижнюю часть автотрансформаторной катушки, является в основном эмиттерным током транзистора T_1 . Этот ток индуцирует в верхней части катушки напряжение, действующее в цепи базы, которое является напряжением обратной связи. При надлежащем построении автотрансформатора блокинг-генератор работает устойчиво.

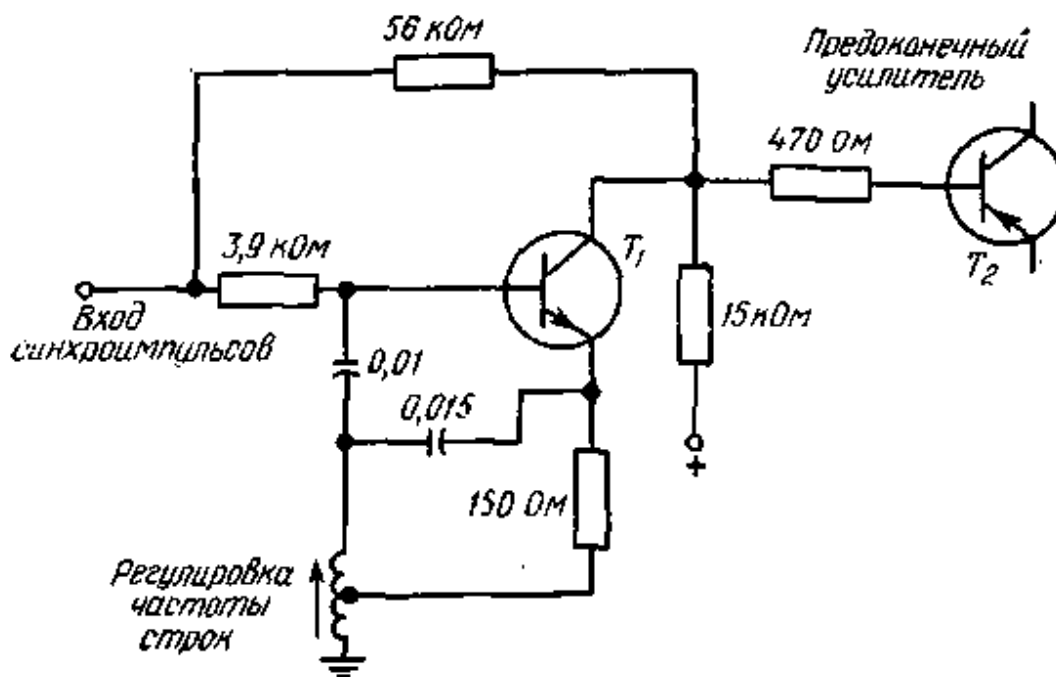


Рис. 4.11. Блокинг-генератор строчной развертки.

Глава 5

ФИЛЬТРЫ И АТТЕНЮАТОРЫ (ОСЛАБИТЕЛИ)

5.1. Общие положения

Фильтры применяются для отфильтровывания некоторых сигналов из других сигналов или для предотвращения подачи определенных сигналов к последующему каскаду. Поэтому фильтры используют для того, чтобы ликвидировать нежелательные сигналы и шумы в системе, а также чтобы обеспечить пропускание одних сигналов и задержку других. Фильтры содержат реактивные L- и C-элементы. В отличие от фильтров аттенюаторы и магазины затухания базируются на резистивных элементах, как переменных, так и постоянных. Их функция заключается в ослаблении сигналов при сохранении согласования импедансов входного и выходного каскадов. Благодаря этому уровни сигналов можно изменять без изменения характеристик каскада; при рассогласовании импедансов характеристики каскада изменились бы. В этой главе рассмотрены основные типы фильтров и магазинов затухания.

5.2. Фильтры нижних частот типа k

Фильтр нижних частот предназначен для пропускания низкочастотных сигналов при ослаблении сигналов более высоких частот. Простейший фильтр нижних частот содержит всего два элемента (рис. 5.1, а): последовательно включенную катушку индуктивности $L1$ и параллельно включенный конденсатор $C1$. Если на вход такого четырехполюсника подать сигналы различных частот, то для сигналов низких частот индуктивное сопротивление катушки $L1$ будет малым, и они пройдут на выход. Для сигналов высоких частот индуктивное

сопротивление велико, вследствие чего их величина на выходе будет уменьшена. В то же время для сигналов низких частот реактивное сопротивление параллельно включенного конденсатора C_1 является высоким, а для сигналов высоких частот шунтирующее действие конденсатора весьма значительно, так что такие сигналы ослабляются.

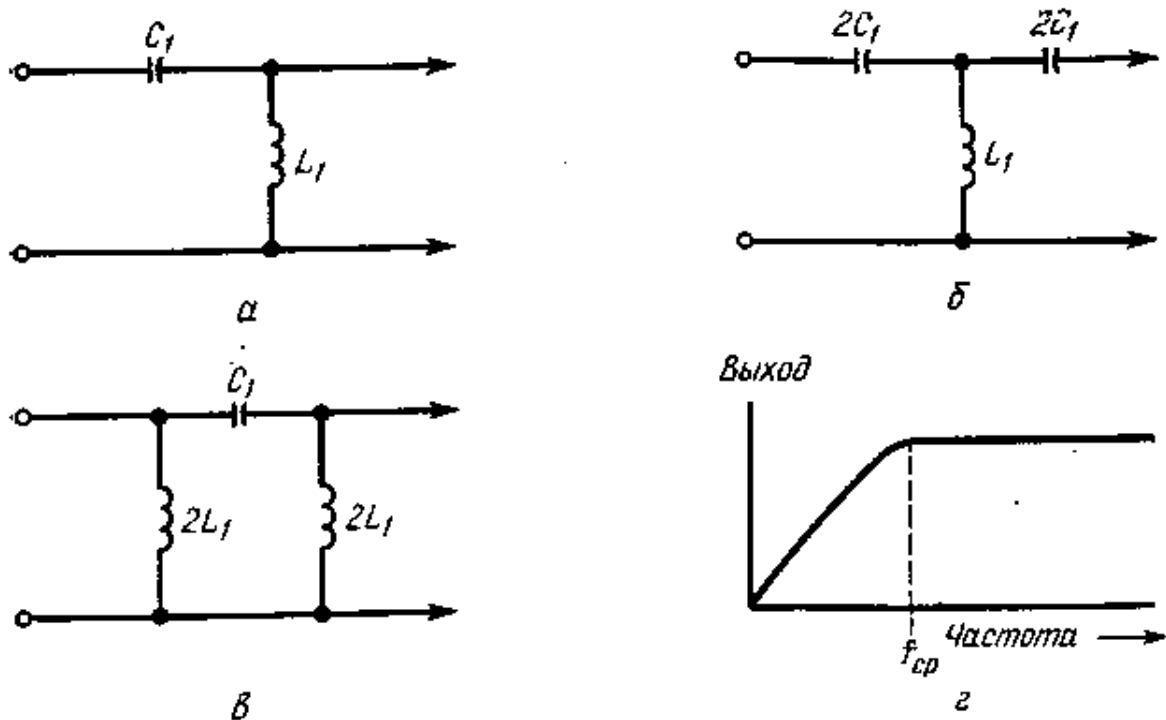


Рис. 5.1. Фильтры нижних частот типа k и их частотная характеристика.

Простейший фильтр, схема которого показана на рис. 5.1, а, называется *полусекцией*. Иногда его называют также *L-образным фильтром*, поскольку сочетание элементов L и C напоминает перевернутую букву L [В отечественной литературе фильтр такой конфигурации известен как Γ -образный. — Прим. ред.]. Более эффективная фильтрация обеспечивается фильтром с двумя катушками индуктивности (рис. 5.1, б). Такой фильтр называют *T-образным*, поскольку конфигурация реактивных элементов напоминает заглавную букву T . Фильтр, показанный на рис. 5.1, в, имеет два шунтирующих конденсатора. Конфигурация его реактивных элементов схожа с греческой буквой π , поэтому такой фильтр называют π - или *Π -образным* фильтром.

Характеристики полосы прозрачности фильтра зависят от числа использованных полусекций, а также от других факторов, о которых будет упомянуто ниже. На рис. 5.1, а показана идеализированная частотная характеристика фильтра нижних частот. Частота среза $f_{ср}$ указывает граничную частоту, выше которой ослабляются сигналы, поступающие на фильтр нижних частот. Сигналы ниже $f_{ср}$ существенно не ослабляются.

Входной импеданс показанных на рис. 5.1 фильтров не зависит от приложенного напряжения и слабо зависит от числа соединенных друг с другом секций или полусекций [Эта зависимость тем слабее, чем больше n . — Прим. ред.]. Предположим, например, что фильтр состоит из бесконечно большого числа соединенных друг с другом идентичных полусекций, показанных на рис. 5.1, а. При отсутствии резистивных компонентов ни катушка индуктивности, ни конденсатор не потребляют электрической энергии, и по мере заряда и разряда конденсаторов через последовательно включенные катушки индуктивности будет протекать ток. Если последовательно с входом фильтра включить амперметр, то можно определить величину входного тока фильтра. Если E — величина приложенного к фильтру напряжения, то отношение $E/I = Z_0$ выражает измеряемый в омах входной импеданс фильтра. Входной импеданс Z_0 называется *характеристическим импедансом системы*. Принято считать, что значение Z_0 не зависит ни от числа секций фильтра, ни от того, из каких показанных на рис. 5.1 секций он собран. Если фильтр, состоящий из одной или нескольких полусекций, нагружен на резистор сопротивлением $R_H = Z_0$, то ток в нагрузке соответствует току в бесконечно длинной линии; поэтому и в этом случае $E/I = Z_0$. Характеристический импеданс (сопротивление) называют также *итеративным* (повторяющимся) импедансом (сопротивлением), а иногда — *волновым*. Передача максимальной энергии сигнала имеет место тогда, когда нагрузочное сопротивление R_H равно характеристическому сопротивлению. Характеристический импеданс определяется следующим выражением:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}. \tag{5.1}$$

Следовательно, для максимальной передачи энергии сигнала сопротивление R_H нагрузки фильтра должно быть согласовано с характеристическим сопротивлением Z_0 фильтра.

Фильтры, показанные на рис. 5.1, характеризуются константой k . Константа k действительна для симметричной системы фильтров, в которой произведение последовательно и параллельно включенных реактивных сопротивлений остается постоянным для всех частот сигнала. Поэтому если последовательное и параллельное сопротивления в схеме на рис. 5.1, а обозначим соответственно Z_1 и Z_2 (любые реактивные и резистивные компоненты), то можно записать

$$Z_1 Z_2 = k^2 \quad (5.2)$$

где k — постоянная, не зависящая от частоты.

Для фильтров нижних частот, показанных на рис. 5.1, полное значение индуктивности можно найти по формуле

$$L_1 = \frac{R_H}{\pi f_{cp}}, \quad (5.3)$$

где R_H — нагрузочное сопротивление, Ом; f_{cp} — частота среза, Гц; L_1 — полная индуктивность секции, Г.

В схеме, показанной на рис. 5.1, б, индуктивность каждого из двух индуктивных элементов равна $L_1/2$, поскольку элементы включены последовательно, а полная индуктивность есть L_1 . Аналогично этому в схеме, приведенной на рис. 5.1, в, емкость каждого конденсатора равна $C_1/2$, поскольку каждый шунтирующий конденсатор составляет половину полной емкости. Полная емкость для схем на рис. 5.1 определяется по формуле

$$C_1 = \frac{1}{\pi f_{cp} R_H}, \quad (5.4)$$

где R_H — нагрузочное сопротивление, Ом; f_{cp} — частота среза, Гц; C_1 — полная емкость, Ф.

Частота среза для фильтра нижних частот с константой k определяется выражением

$$f_{cp} = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}. \quad (5.5)$$

5.3. Фильтры нижних частот типа m

Если требуется более острый и более четко определенный срез частотной характеристики, который не может быть обеспечен фильтром типа k , то используется *фильтр типа m* , производный от фильтра типа k . Фильтр типа m является по существу фильтром типа k с добавлением еще одного элемента, включаемого последовательно или параллельно. Фильтр, показанный на рис. 5.2, а, содержит дополнительную индуктивность L_2 , чем он и отличается от полусекции исходного фильтра нижних частот, изображенного на рис. 5.1, а. Очевидно, что включенная параллельно цепь из последовательно соединенных L_2 и C_1 на определенной частоте является резонансной и шунтирует выходные клеммы, так как импеданс цепи с последовательным резонансом на частоте резонанса минимальный [Фильтры типа m строят также, используя взаимную индукцию между индуктивными элементами фильтра типа k . — Прим. ред.]. Фильтр типа M разрабатывают таким образом, чтобы на определенной частоте, находящейся за частотой среза f_{cp} , обеспечивалось (при чисто реактивных элементах) бесконечно большое ослабление сигнала. Импедансы элементов фильтра связаны между собой постоянной m , зависящей от отношения частоты среза f_{cp} к частоте бесконечно большого ослабления f_{∞} . Значение m находится между нулем и единицей и обычно составляет 0,6. Для более острого среза величину m выбирают вблизи нуля. Для фильтра

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{f_{cp}}{f_{\infty}}\right)^2}. \quad (5.6)$$

На рис. 5.2, б показан эффект воздействия секции типа m на сигналы на частотах $f > f_{cp}$. На рис. 5.2, в изображен Т-образный фильтр типа m , а на рис. 5.2, г — П-образный фильтр типа m . Следует обратить внимание на то, что дополнительным элементом в схеме на рис. 5.2, г является конденсатор, включенный параллельно индуктивности L_2 . При таком включении элементов L_1 и C_2 на определенной частоте возникает параллельный резонанс, и высокий импеданс цепи $L_1 C_2$ на частоте резонанса приводит к сильному ослаблению сигнала.

Для фильтра нижних частот типа m , схема которого показана на рис. 5.2, а, параметры элементов фильтра находят из выражений

$$L_1 = \frac{m R_H}{\pi f_{cp}} \quad (5.7)$$

$$C_1 = \frac{m}{\pi f_{cp} R_H}, \quad (5.8)$$

где R_H — сопротивление активной нагрузки.

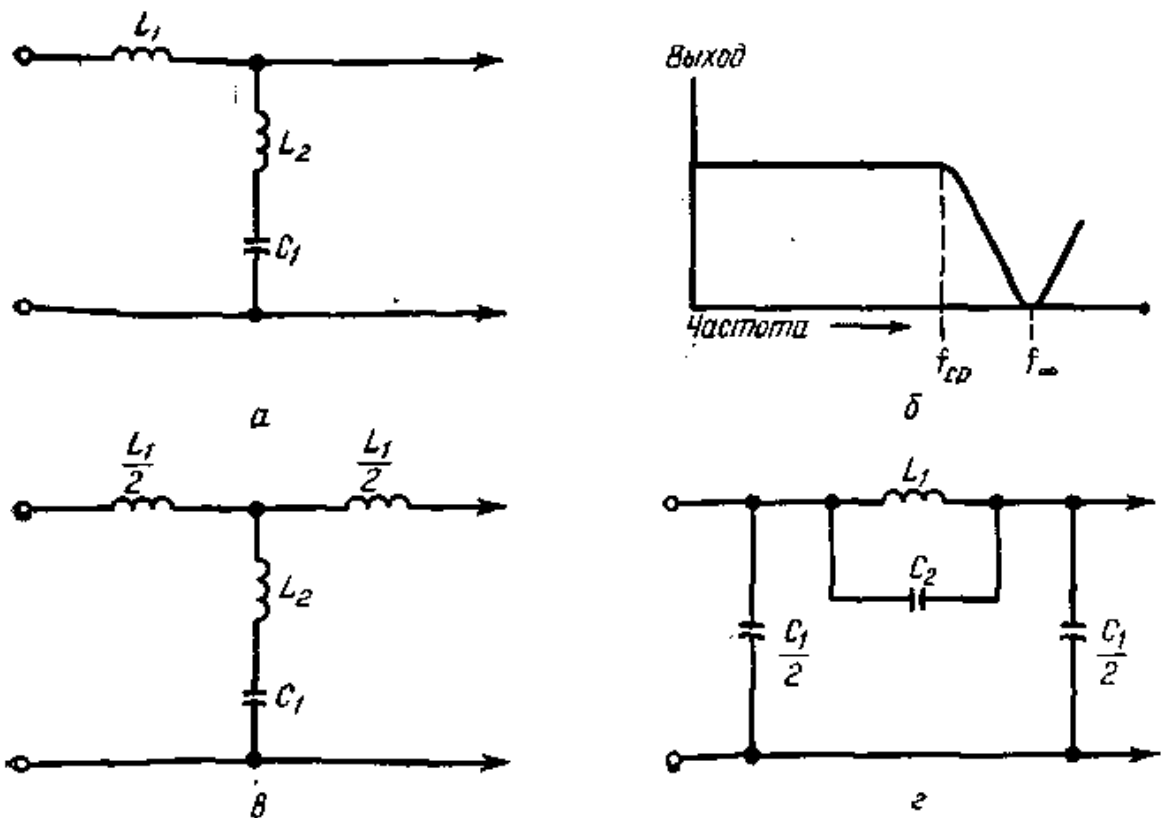


Рис. 5.2. Фильтры нижних частот типа m и их частотная характеристика. Частота среза f_{cp} определяется выражением

Параметры дополнительных элементов фильтра, показанных на рис. 5.2, а и г, определяются из следующих формул:

$$L_2 = \frac{(1 - m^2) R_H}{4\pi f_{cp}} \quad (5.9)$$

$$C_2 = \frac{(1 - m^2)}{4\pi f_{cp} R_H} \quad (5.10)$$

5.4. Фильтры верхних частот типа k

Фильтр верхних частот пропускает высокочастотные и ослабляет низкочастотные составляющие сигнала. Основная схема фильтра верхних частот, показанная на рис. 5.3, а, состоит из последовательно включенного конденсатора C_1 и шунтирующей катушки индуктивности L_1 . При подаче на вход фильтра сигнала с составляющими различных частот для составляющих с постепенно увеличивающимися частотами емкостное сопротивление конденсатора C_1 будет уменьшаться, и они проходят на выход фильтра. Для составляющих сигнала с постепенно понижающимися частотами емкостное сопротивление включенного последовательно конденсатора будет возрастать, поэтому составляющие будут ослабляться. Для низкочастотных составляющих сигнала шунтирующее индуктивное сопротивление L_1 мало, и они сильно ослабляются. Для высокочастотных составляющих шунтирующее воздействие индуктивности уменьшается, и они ослабляются меньше.

Для таких фильтров справедливы утверждения, сделанные в отношении постоянной k , импеданса Z_0 и условия согласования импеданса фильтра с нагрузкой для фильтра нижних частот. По сравнению с полусекцией Г-образного фильтра (рис. 5.3, а) Т-образный фильтр верхних частот (рис. 5.3, б) является более эффективным. На рис. 5.3, в показан П-образный фильтр, а на рис. 5.3, г — частотная характеристика фильтра верхних частот. Частота среза на графике соответствует такой частоте f_{cp} , ниже которой составляющие сигнала ослабляются. Этим частота среза f_{cp} фильтра верхних частот отличается от частоты среза фильтра нижних частот, которая соответствует частоте, выше которой ослабляются составляющие сигналов. Как и в случае фильтра нижних частот, характеристическое сопротивление определяется выражением

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (5.11)$$

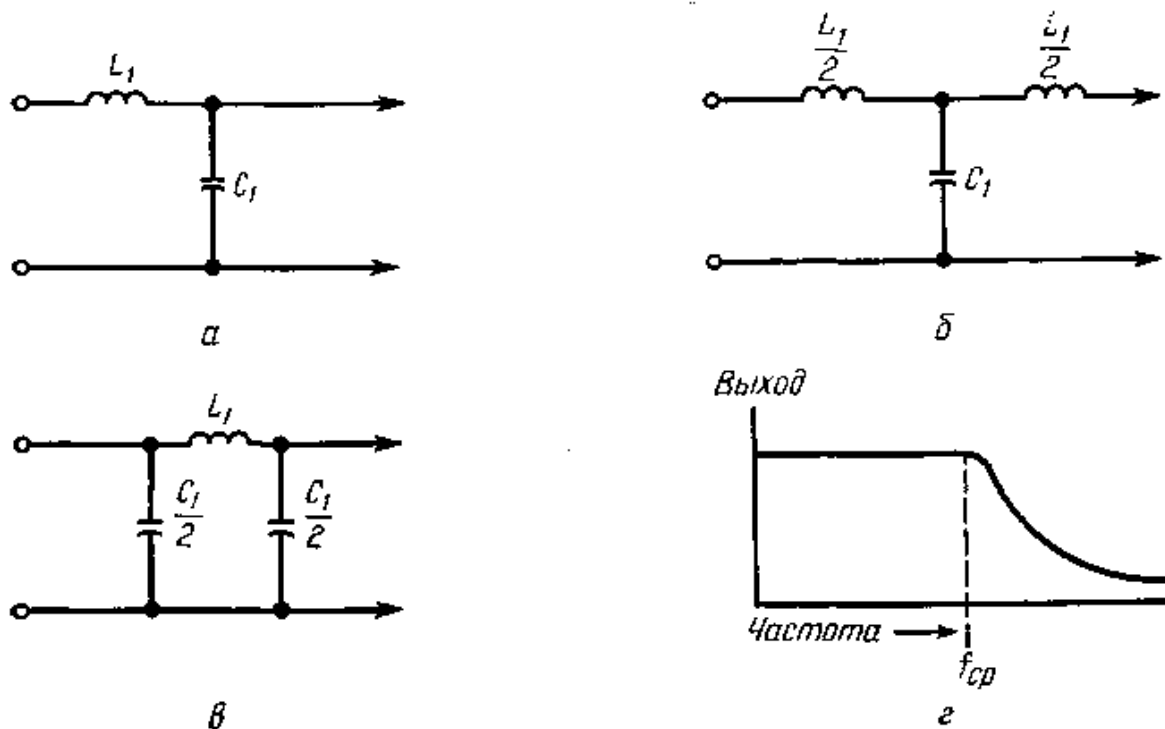


Рис. 5.3. Фильтры верхних частот типа k и их частотная характеристика. Полную индуктивность фильтра можно записать как

$$L_1 = \frac{R_H}{4\pi f_{cp}}. \quad (5.12)$$

Полную емкость фильтра можно рассчитать по формуле

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f_{cp} R_H}. \quad (5.13)$$

Частота среза фильтра верхних частот

$$f_{cp} = \frac{1}{4\pi \sqrt{Z_1 C_1}}. \quad (5.14)$$

5.5. Фильтры верхних частот типа m

При фильтрации высоких частот в случае необходимости получения более острого и четкого среза используют производные фильтры типа m , аналогичные рассмотренным НЧ-фильтрам. Дополнительным элементом основной схемы фильтра верхних частот является конденсатор C_2 (рис. 5.4, а). Цепь последовательного резонанса, образованная L_1 и C_2 , производит сильное шунтирующее действие, приводящее к бесконечно большому затуханию в точке $f = f_{\infty}$, расположенной ниже частоты среза (рис. 5.4, б).

На рис. 5.4, в показан Т-образный фильтр типа m , в котором дополнительным элементом является C_2 . В П-образном фильтре (рис. 5.4, г) дополнительным элементом является индуктивность L_2 , шунтирующая C_1 и образующая цепь параллельного резонанса. При резонансе эта цепь имеет высокое последовательное сопротивление для составляющих сигнала с частотами ниже f_{cp} , т. е. она обеспечивает сильное ослабление этих составляющих.

Для фильтра верхних частот параметр m определяется следующим выражением:

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{f_{\infty}}{f_{cp}}\right)^2}. \quad (5.15)$$

Параметры элементов производного фильтра верхних частот типа m определяются из формул

$$L_1 = \frac{R_H}{4\pi f_{cp} m} \quad (5.16)$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f_{cp} m R_H}. \quad (5.17)$$

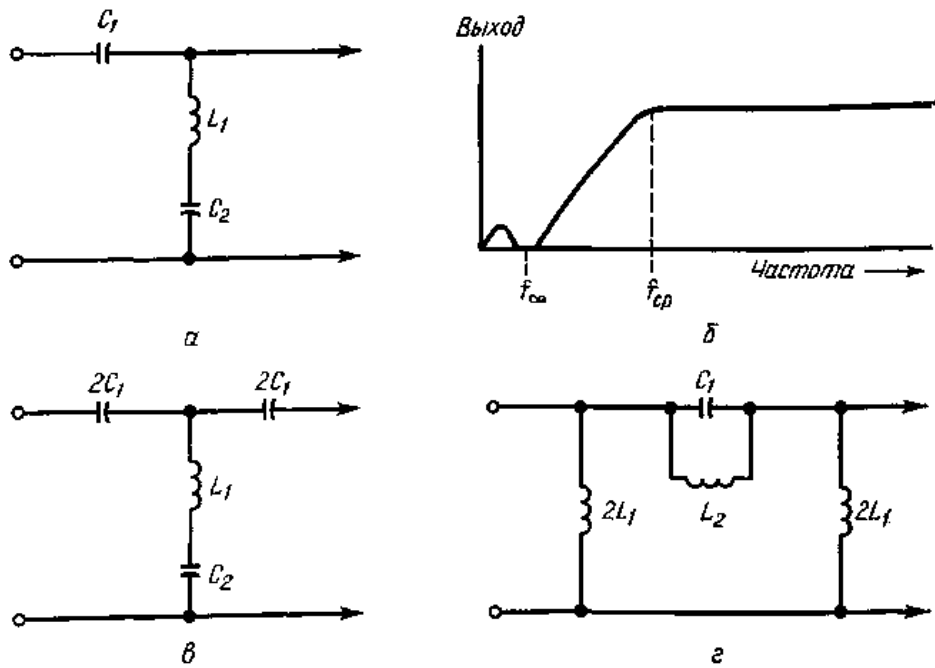


Рис. 5.4. Фильтры верхних частот типа m и их частотная характеристика.

Дополнительный элемент C_2 схемы на рис. 5.4, a и дополнительный элемент L_2 схемы на рис. 5.4, $в$ находят из следующих выражений:

$$C_2 = \frac{m}{(1 - m^2) \pi f_{ср} R_H}, \quad (5.18)$$

$$L_2 = \frac{m R_H}{(1 - m^2) \pi f_{ср}}. \quad (5.19)$$

5.6. Сбалансированные фильтры

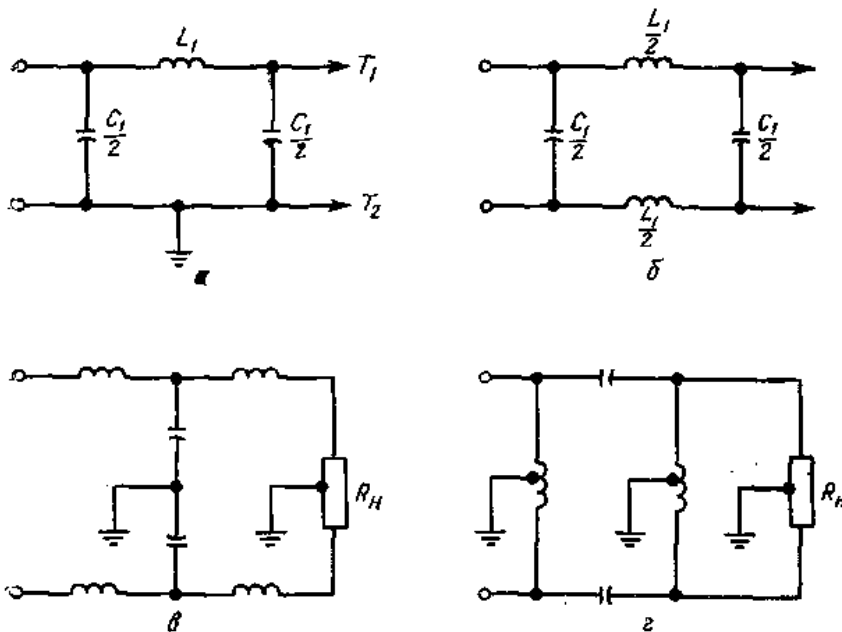


Рис. 5.5. Балансировка фильтров.

Рассмотренные выше фильтры относятся к фильтрам так называемого *несбалансированного* типа, поскольку в них по одной из входных и выходных клемм фильтра, объединенных общей линией, находятся под

потенциалом земли. Это показано на рис. 5.5, а, где линия T_2 П-образного фильтра нижних частот соединена с землей; при этом линия T_1 несбалансирована относительно земли. На рис. 5.5, б изображен тот же фильтр в *сбалансированном* варианте: здесь величина рабочей индуктивности поделена между двумя линиями. Такая схема пригодна для включения между двухпроводными сбалансированными линиями передачи, сбалансированными генераторами, нагрузками и т. п.

На рис. 5.5, в показан фильтр нижних частот, образованный из двух Т-образных полусекций. Такая схема позволяет заземлить центральную часть составного фильтра, причем верхняя и нижняя линии фильтра оказываются сбалансированными по отношению к земле. Аналогичный прием использован в системе» изображенной на рис. 5.5, г, где П-образный фильтр верхних, частот типа k построен по сбалансированной схеме.

5.7. Полосовые фильтры

Полосовой фильтр пропускает сигналы, частоты которых лежат выше и ниже резонансной частоты в установленных пределах. Ширина полосы пропускания определяется избирательностью (добротностью Q) используемых схем. Поэтому составляющие сигнала с частотами выше и ниже полосы пропускания, будут ослабляться, или отфильтровываться, в то время как составляющие с частотами, находящимися в полосе пропускания, проходят с умеренным затуханием.

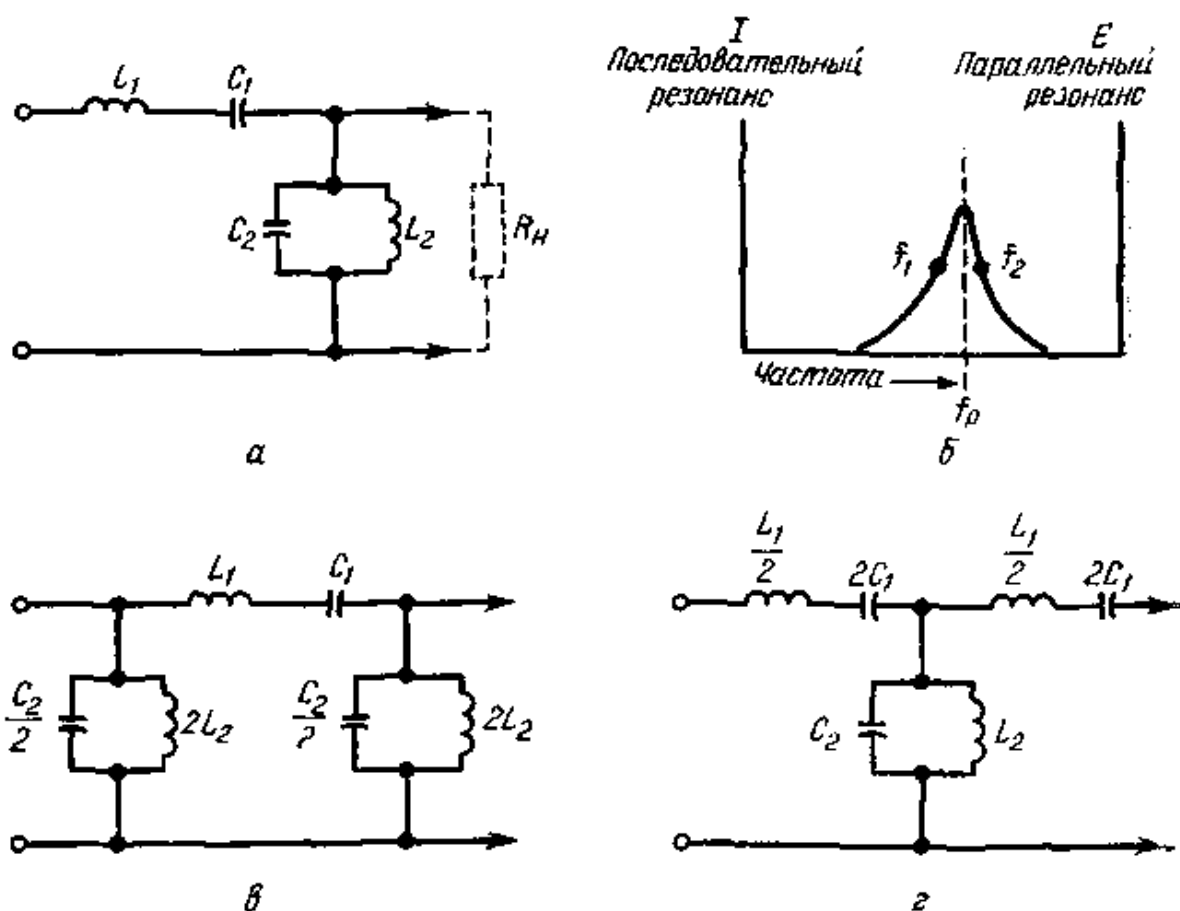


Рис. 5.6. Полосовые фильтры и их частотная характеристика.

На рис. 5.6, а показана схема простейшего Г-образного полосового фильтра типа k . Предположим, что последовательная (L_1 и C_1) и параллельная (C_2 и L_2) резонансные цепи настроены на резонансную частоту, в окрестности которой находится требуемая полоса пропускания. Тогда для составляющих сигнала на частоте резонанса и вблизи нее цепь последовательного резонанса L_1 и C_1 представляет низкий импеданс, поэтому такие составляющие легко проходят на выход фильтра. Для этих составляющих цепь параллельного резонанса C_2 и L_2 имеет высокий импеданс, поэтому затухание, вносимое этой цепью, мало. Для составляющих сигналов с частотами выше или ниже полосы пропускания, определяемой резонансной частотой, последовательная резонансная цепь представляет высокий импеданс. Поэтому амплитуды таких составляющих на выходе очень малы, тем более, что составляющие шунтируются на выходе низким импедансом цепи параллельного резонанса (эта цепь имеет высокий импеданс только для составляющих сигнала с частотами в пределах полосы пропускания).

На рис. 5.6,6 показана частотная характеристика полосового фильтра. Резонансная частота f_p для цепи последовательного или параллельного резонанса определяется выражением

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_2}}, \quad (5.20)$$

где f_p — резонансная частота, Гц; L_1, L_2 — индуктивность, Г; $C_1 > C_2$ — емкость, Ф.

За ширину полосы пропускания фильтра принимают разность таких частот $f_2 - f_1$ (рис. 5.6,6), которым соответствует величина амплитуды на выходе фильтра, равная 0,707 максимального значения амплитуды при частоте $f=f_p$.

Добротность Q фильтра выражается отношением резонансной частоты к ширине полосы пропускания фильтра (рис. 5.6,6):

$$Q = \frac{f_p}{f_2 - f_1}. \quad (5.21)$$

Поскольку добротность контура определяется его активными сопротивлениями, то для контура с последовательным резонансом

$$Q = \frac{X_L}{R}, \quad (5.22)$$

где R — эквивалентное последовательное активное сопротивление; при этом учитываются как активное сопротивление катушки индуктивности (предполагается, что активное сопротивление конденсатора пренебрежимо мало), так и другие активные сопротивления схемы. Для контура с параллельным резонансом добротность находят по формуле

$$Q = \frac{R}{X_L}. \quad (5.23)$$

где R — эквивалентное шунтирующее контур активное сопротивление потерь. Величины отдельных компонентов полосовых фильтров, показанных на рис. 5.6, можно вычислить по формулам

$$L_1 = \frac{R_H}{\pi (f_2 - f_1)}, \quad (5.24)$$

$$L_2 = \frac{(f_2 - f_1) R_H}{4\pi f_1 f_2}, \quad (5.25)$$

$$C_1 = \frac{f_2 - f_1}{4\pi f_1 f_2 R_H}, \quad (5.26)$$

$$C_2 = \frac{1}{\pi (f_2 - f_1) R_H}. \quad (5.27)$$

На рис. 5.6, в изображен П-образный полосовой фильтр, на рис. 5.6, г — Т-образный фильтр.

5.8. Заграждающие фильтры

Заграждающий фильтр пропускает сигналы, частоты которых находятся выше и ниже установленной полосы задерживания. Поэтому фильтр такого типа задерживает составляющие сигнала в окрестности некоторой частоты. Так же, как и в полосовом фильтре, ширина полосы задерживания заграждающего фильтра определяется добротностью Q используемой цепи. Соображения, касающиеся добротности и частоты резонанса полосового фильтра, а также приведенные в разд. 5.7 формулы для этих величин справедливы и для заграждающего фильтра.

На рис. 5.7, а показана основная схема Г-образного заграждающего фильтра типа k . Предположим, что цепи параллельного и последовательного резонансов настроены в резонанс на центральную частоту f_p полосы сигналов, которые необходимо задержать. В таком случае цепь параллельного резонанса $L_1 C_1$ создает высокий импеданс для сигналов на резонансной частоте и поэтому ослабляет их. В то же время прошедшие через параллельный контур сигналы шунтируются на выходе низким импедансом цепи последовательного резонанса $L_2 C_2$. Для составляющих же сигнала с частотами выше и ниже резонансной частоты контур параллельного резонанса $L_1 C_1$ имеет низкий импеданс и незначительно ослабляет эти сигналы.

В то же время составляющие сигнала, частоты которых отличаются от резонансной для цепи $L_2 C_2$, незначительно ослабляются этой цепью из-за большой величины импеданса этой цепи.

На рис. 5.7, б показана частотная характеристика заграждающего фильтра. Частота f_1 соответствует нижней частоте полосы задерживания, а частота f_2 — верхней. Эта характеристика представляет собой перевернутую кривую избирательности, и ширина полосы задерживания определяется здесь аналогично тому, как это было показано для полосы пропускания полосового фильтра.

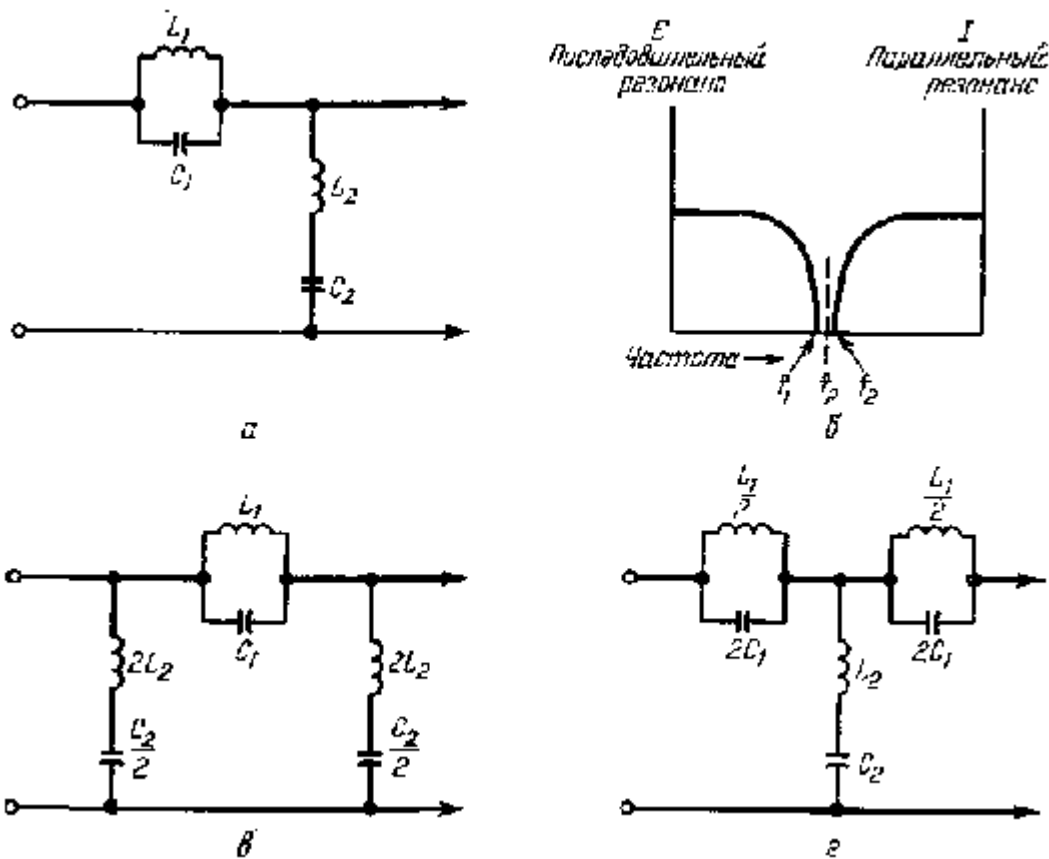


Рис. 5.7. Заграждающие фильтры и их частотная характеристика.

На рис. 5.7, в изображена схема П-образного заграждающего фильтра, а на рис. 5.7, г — схема Т-образного фильтра.

Величины элементов заграждающего фильтра находят по формулам

$$L_1 = \frac{(f_2 - f_1) R_H}{\pi f_1 f_2}, \quad (5.28)$$

$$L_2 = \frac{R_H}{4\pi (f_1 - f_2)}, \quad (5.29)$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi (f_2 - f_1) R_H}, \quad (5.30)$$

$$C_2 = \frac{f_2 - f_1}{\pi R_H f_1 f_2}. \quad (5.31)$$

В этих формулах R_H , как и раньше, является активным сопротивлением нагрузочного элемента заграждающего фильтра.

5.9. Атенюаторы (ослабители)

Терминами «аттенюатор» и «ослабитель» называют резистивные схемы, предназначенные для выполнения одной или обеих из следующих функций: согласование различных импедансов и понижение уровня сигнала. Термины «аттенюатор» и «ослабитель» используются как синонимы.

Иногда аттенюатор применяют для уменьшения амплитуды сигнала без согласования импедансов соответствующих схем. В других случаях аттенюатор выполняет обе функции. При согласовании импедансов не обязательно требуется ослабление сигнала. Однако, поскольку в качестве аттенюаторов используются резистивные цепи, с некоторым понижением уровня сигнала приходится мириться. Многие устройства нормально работают при амплитудах сигналов, меньших, чем максимально достижимые амплитуды сигналов, вырабатываемых для работы с этими устройствами. Поэтому уровень вырабатываемых сигналов можно регулировать так, чтобы скомпенсировать понижение амплитуды сигнала, вызванное использованием ослабителей для согласования импедансов.

5.10. Типы переменных аттенюаторов

Обычный регулятор уровня громкости на одном потенциометре является своего рода аттенуатором. Он обладает способностью понижать амплитуду сигнала относительно того максимального уровня, который система в состоянии воспроизвести. Однако регулятор уровня на одном потенциометре не сохраняет постоянным выходной импеданс источника. Из схемы на рис. 5.8, а следует, что при установке движка потенциометра в среднее положение входная цепь транзистора шунтирует лишь нижнюю часть потенциометра. При максимальном же уровне громкости, когда движок потенциометра занимает верхнее положение, входная цепь транзистора находится под наивысшим потенциалом потенциометра. При нулевом уровне громкости, когда движок потенциометра имеет потенциал, равный потенциалу земли, вход транзистора также находится под потенциалом земли.

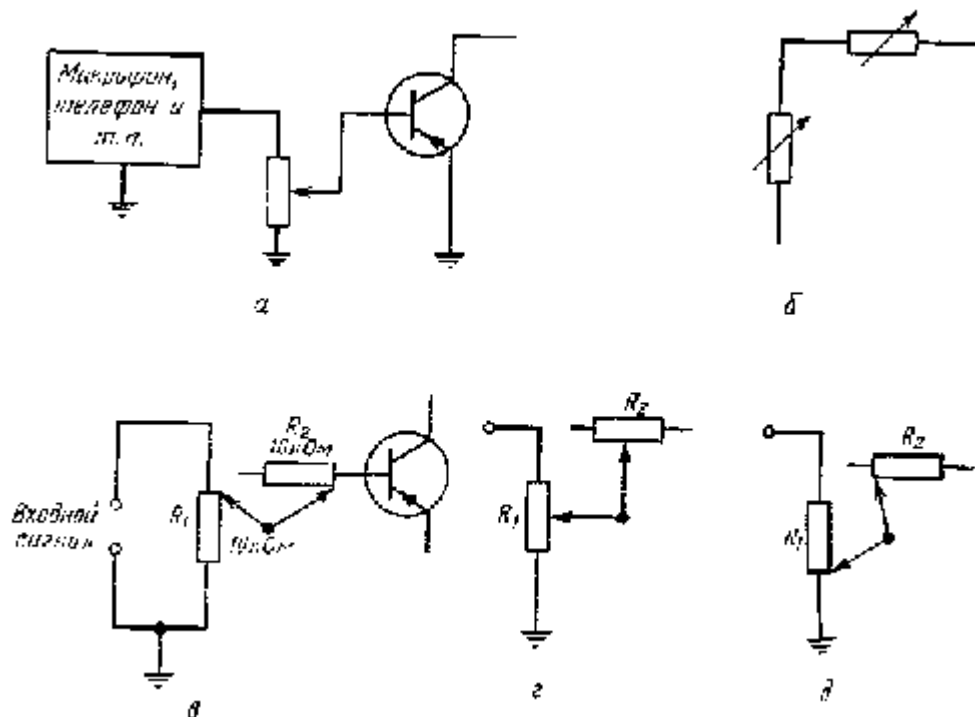


Рис. 5.8. Г-образный аттенуатор.

Более удовлетворительные результаты получаются при использовании Г-образных аттенуаторов, символическое обозначение которых показано на рис. 5.8, б. Два переменных резистора соединяют таким образом, что они функционируют, как показано на рис. 5.8, в. Предположим, что номинал каждого из двух переменных резисторов составляет 10 кОм. Для передачи максимальной энергии источника сигнала на базу транзисторного усилителя движки переменных резисторов должны находиться в положении, показанном на рис. 5.8, в. При этом источник входного сигнала нагружен на сопротивление 10 кОм, шунтированное входным импедансом транзистора. С другой стороны, входная базовая цепь транзистора также шунтируется сопротивлением 10 кОм переменного резистора, а также испытывает шунтирующее действие самого источника входного сигнала.

Когда движки обоих переменных резисторов находятся в среднем положении (рис. 5.8, г), то как источник входного сигнала, так и вход транзистора шунтированы сопротивлением 10 кОм (вход транзистора шунтирован половиной сопротивления резистора R_2 , соединенного последовательно с половиной сопротивления резистора R_1 , поэтому общее сопротивление составляет 10 кОм). В этом случае выходное сопротивление преобразователя между преобразователем входного сигнала и входом транзистора равно 10 кОм. Для положения, соответствующего минимальному, или нулевому, уровню сигнала (рис. 5.8, д), источник шунтируется полным сопротивлением резистора R_1 , а транзистор — сопротивлением резистора R_2 , равным 10 кОм. Поэтому при всех установках движков переменных резисторов выходное сопротивление преобразователя продолжает оставаться равным 10 кОм [Эти рассуждения справедливы при условии, что внутреннее сопротивление источника входных сигналов $R_n > R_1$. — Прим. ред.].

Можно применять также различные Т-образные аттенуаторы. На рис. 5.9, а показано их символическое обозначение. Три переменных резистора соединяют таким образом, как показано на рис. 5.9, б — г. В схеме на рис. 5.9, б, соответствующей максимальному уровню сигнала, источник входного сигнала непосредственно связан с входом транзистора. При этом как источник, так и транзистор шунтируются резистором R_3 . На рис. 5.9, в движки переменных резисторов находятся в средних положениях. В этом случае источник входного сигнала также шунтируется сопротивлением 10 кОм, поскольку здесь используются половина резистора R_1 и половина резистора R_3 . Вход транзистора шунтирован сопротивлением того же значения, так как он соединен с землей через половину резистора R_2 и половину резистора R_3 . При установке движков в средние положения между источником входного сигнала и базой транзистора включено последовательное сопротивление 10 кОм.

Для установки минимального уровня громкости движки переменных резисторов должны находиться в положениях, показанных на рис. 5.9, *з*. В этом случае между источником входного сигнала и базой транзистора включено сопротивление 20 кОм, источник входного сигнала шунтирован резистором R_1 , а база транзистора — резистором R_2 ; поэтому шунтирующее сопротивление источника и входа транзистора продолжает оставаться равным 10 кОм.

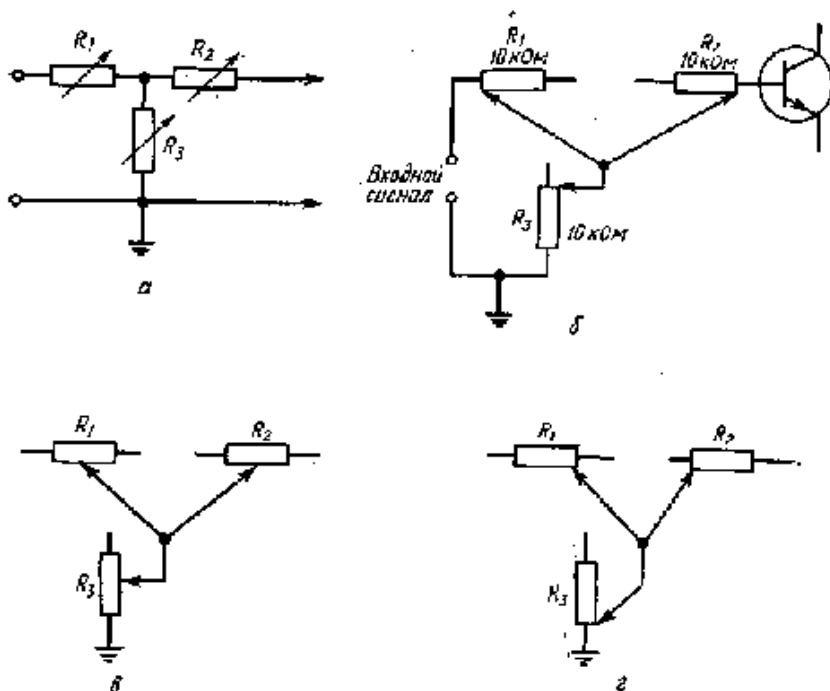


Рис. 5.9. Т-образный аттенюатор.

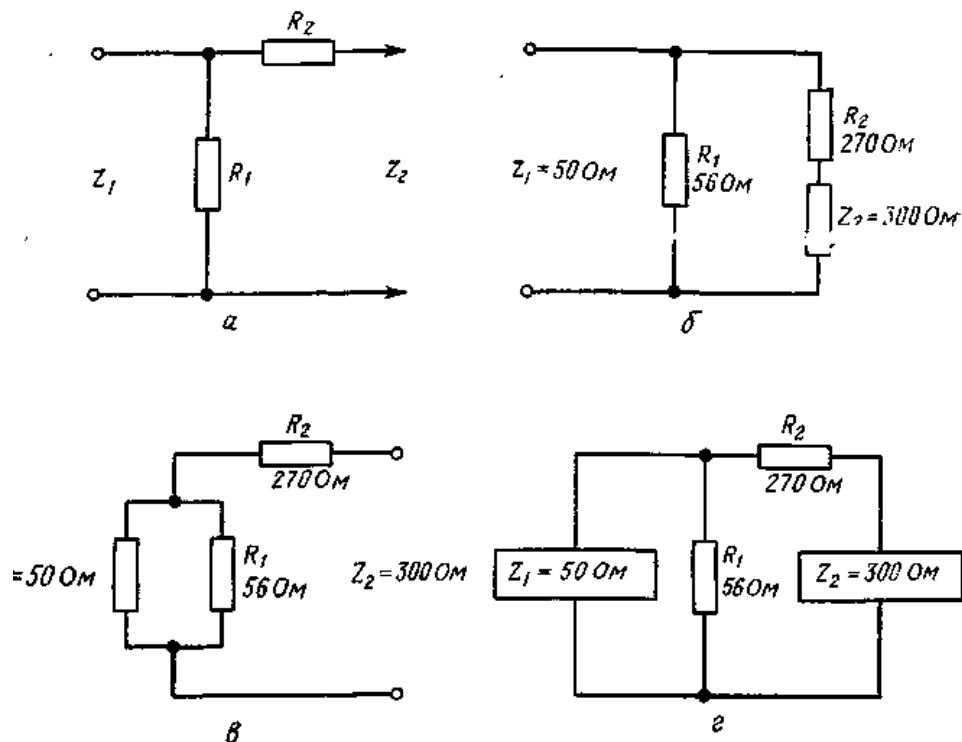


Рис. 5.10. Согласование импедансов при помощи Г-образного аттенюатора.

5.11. Типы постоянных аттенюаторов

В постоянных, или фиксированных, аттенюаторах используются постоянные (нерегулируемые) резисторы. Такие аттенюаторы бывают двух типов: асимметричные и симметричные. У асимметричных постоянных аттенюаторов импедансы на входе и выходе разной величины. Поэтому их используют для целей согласования

импедансов, а также для создания некоторого ослабления сигналов. Симметричные постоянные аттенюаторы имеют одинаковые импедансы на входе и выходе и включаются между двумя устройствами с равными импедансами. Асимметричный и симметричный аттенюаторы могут быть несбалансированными (одна линия заземлена, а другая — нет) или сбалансированными (обе линии не заземлены) (см. рис. 5.5 и относящийся к нему текст).

5.12. Г-образный постоянный аттенюатор

На рис. 5.10, а показана исходная схема Г-образного постоянного аттенюатора. Такой асимметричный аттенюатор используется для согласования импеданса источника сигналов с импедансом нагрузочного элемента. Аттенюатор этого типа известен также как аттенюатор с минимальными потерями, поскольку он при выполнении функции согласования импедансов вносит минимум потерь.

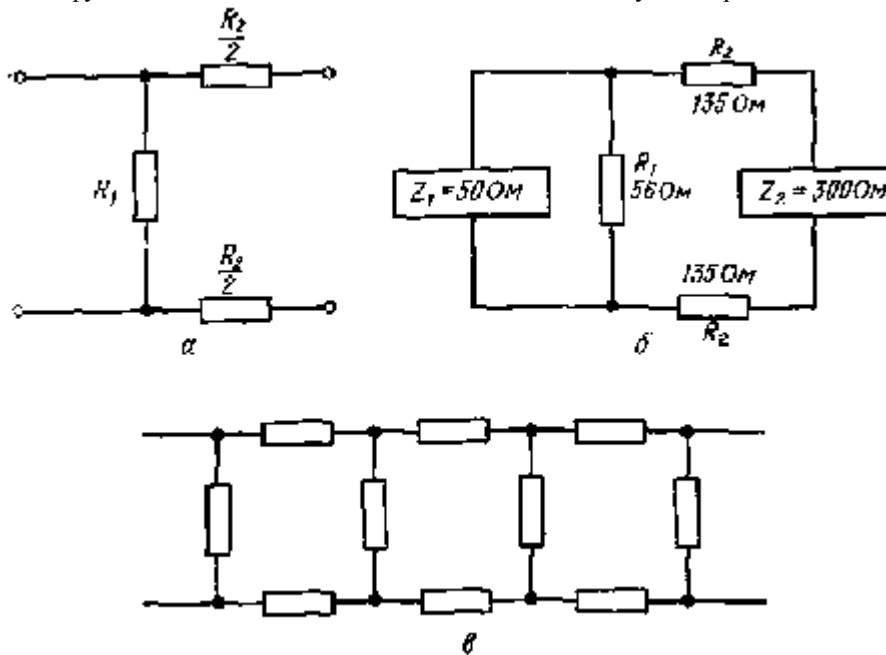


Рис. 5.11. Сбалансированный аттенюатор с минимальными потерями и многосекционный аттенюатор.

При соответствующем выборе номиналов резисторов R_1 и R_2 выходной импеданс Z_1 будет согласован с импедансом подключаемой к нему цепи. Аналогично входной импеданс Z_2 окажется согласованным с эквивалентным сопротивлением питающего источника. Предположим, что источник с выходным импедансом $Z_1 = 50 \text{ Ohm}$ должен быть согласован с устройством, импеданс которого $Z_2 = 300 \text{ Ohm}$. Примерные номиналы резисторов R_1 и R_2 должны быть такими, как указано на рис. 5.10, б. При таком условии источник с выходным импедансом $Z_1 = 50 \text{ Ohm}$ «питает» шунтирующий резистор $R_1 = 56 \text{ Ohm}$, параллельно которому включены последовательно соединенные $R_2 = 270 \text{ Ohm}$ и $Z_2 = 300 \text{ Ohm}$.

По закону Кирхгофа сопротивление $R_1 \parallel (R_2 + Z_2) = Z_1 = 50 \text{ Ohm}$, благодаря чему обеспечивается удовлетворительное согласование импеданса Z_1 с сопротивлением подключаемой цепи. В то же время относительно входного импеданса $Z_2 = 300 \text{ Ohm}$ включена цепь, состоящая из резистора $R_2 = 270 \text{ Ohm}$, последовательно с которым соединена параллельная ветвь из сопротивления $Z_1 = 50 \text{ Ohm}$ и резистора $R_1 = 56 \text{ Ohm}$ (рис. 5.10, в). Общее сопротивление этой цепи составит приблизительно 295 Ohm, что достаточно близко к значению $Z_2 = 300 \text{ Ohm}$ для соответствующего согласования импедансов (при использовании резисторов стандартных номиналов). Полная схема согласования импедансов показана на рис. 5.10, г.

Между резисторами аттенюатора и импедансами Z_1 и Z_2 устройств, изображенными на рис. 5.10, выполняются соотношения

$$R_1 = \frac{Z_1}{\sqrt{1 - Z_1/Z_2}}, \quad (5.32)$$

$$R_2 = Z_2 \sqrt{1 - Z_1/Z_2}, \quad (5.33)$$

$$R_1 R_2 = Z_1 Z_2. \quad (5.34)$$

Если Z_1 меньше Z_2 , то из (5.32) и (5.33) получаем

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{Z_2}{Z_1} - 1. \quad (5.35)$$

Если величина R_1 известна, то легко находится R_2 :

$$R_2 = \left(\frac{Z_2}{Z_1} - 1 \right) R_1. \quad (5.36)$$

Если же R_1 и R_2 неизвестны, их значения можно найти из формул (5.32) и (5.33).

На практике в качестве R_1 и R_2 используются резисторы стандартных номиналов, наиболее близких к расчетным значениям.

На рис. 5.11 изображена сбалансированная схема Г-образного аттенюатора. Схему такой конфигурации часто называют U-образным аттенюатором. В этой схеме номинал каждого последовательного резистора составляет половину значения резистора в схеме на рис. 5.10, а. Поэтому в качестве сбалансированного варианта схемы, изображенной на рис. 5.10, г, используется схема, показанная на рис. 5.11, б. Если аттенюаторы соединены последовательно (рис. 5.11, в), то полученную систему часто называют *многосекционным (многозвенным)* аттенюатором. Затухание, обеспечиваемое аттенюатором, увеличивается пропорционально числу используемых полусекций.

5.13. Т- и П-образные аттенюаторы

На рис. 5.12, а показан Т-образный аттенюатор. Это симметричный аттенюатор, в котором импеданс устройства на входе совпадает с импедансом устройства на выходе. Единственное назначение такого аттенюатора — ослабление сигнала. Поскольку согласования импедансов не требуется, номиналы резисторов R_1 идентичны, а номиналы R_1 и R_2 выбирают из условия обеспечения требуемой степени ослабления. Аттенюатор, показанный на рис. 5.12, а, является несбалансированным, а сбалансированный вариант Т-образного аттенюатора приведен на рис. 5.12, б. В сбалансированном аттенюаторе вместо резисторов R_1 используются резисторы $R_1/2$.

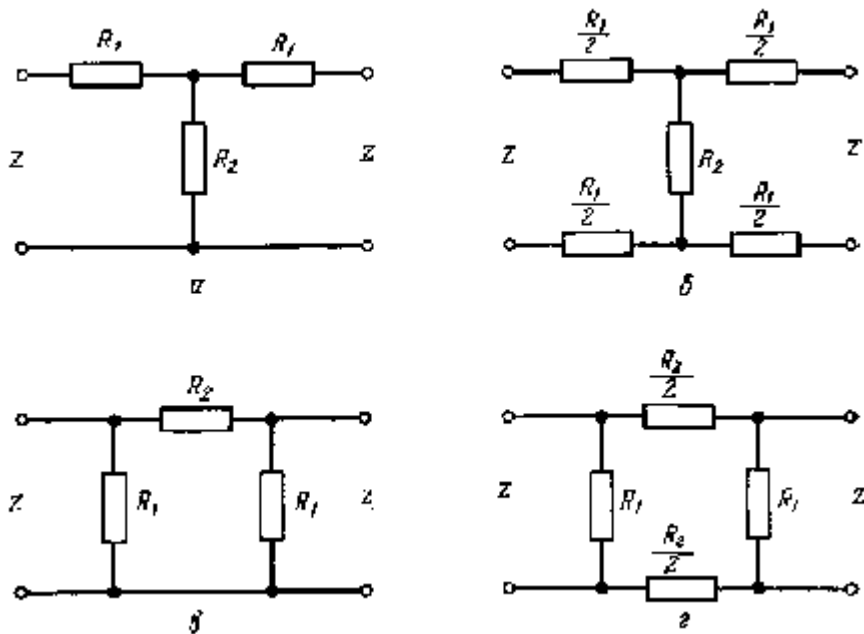


Рис. 5.12. Симметричные Т-, П-, П- и О-образные аттенюаторы.

Для нахождения величин R_1 и R_2 следует соотнести их с требуемой степенью ослабления напряжения или тока сигнала. Поэтому уравнения, используемые для определения R_1 и R_2 , включают отношение напряжений v между входом и выходом аттенюатора, выражающее требуемое ослабление. Коэффициент v может быть также получен на основе отношения токов сигналов.

Если сигнал с амплитудой напряжения 100 В необходимо ослабить для получения выходного сигнала напряжением 10 В, то отношение напряжений v будет равно 10. В этом случае для Т-образного аттенюатора, показанного на рис. 5.12, справедливы следующие соотношения:

$$R_1 = Z \left(\frac{v-1}{v+1} \right) \quad (5.37)$$

$$R_2 = Z \left[\frac{2v}{(v+1)(v-1)} \right]. \quad (5.38)$$

5.14. П- и О-образные аттенюаторы

На рис. 5.12, в показан П-образный симметричный несбалансированный аттенюатор. Сбалансированный вариант аттенюатора изображен на рис. 5.12, г; поскольку полученная конфигурация схожа с буквой О, такой аттенюатор часто называют О-образным. Так как импедансы на входе и выходе аттенюатора одинаковы, величины резисторов служат не для согласования импедансов, а для обеспечения требуемой степени ослабления сигналов. Как и в случае Т-образных аттенюаторов, уравнения для нахождения значений резисторов выражаются через величину v требуемого отношения напряжений:

$$R_1 = Z \left(\frac{v+1}{v-1} \right), \quad (5.39)$$

$$R_2 = Z \left(\frac{v^2-1}{2v} \right). \quad (5.40)$$

5.15. Мостовые Т- и Н-образные аттенюаторы

Иногда параллельно последовательным резисторам Т- и Н-образных аттенюаторов включают дополнительный резистор; в этом случае образуется *мостовой* аттенюатор. Схемы мостовых Т- и Н-образных аттенюаторов показаны соответственно на рис. 5.13, а и б. В этих схемах значения R_1 и R_2 равны импедансу Z :

$$R_1 = R_2 = Z. \quad (5.41)$$

Вследствие выбора значений R_1 и R_2 равными омической величине импеданса Z необходимо рассчитывать лишь номиналы резисторов R_3 и R_4 . Соответствующие формулы для их расчета имеют вид

$$R_3 = \frac{Z}{v-1} \quad (5.42)$$

$$R_4 = Z(v-1), \quad (5.43)$$

где смысл и тот же, что и в разд. 5.13.

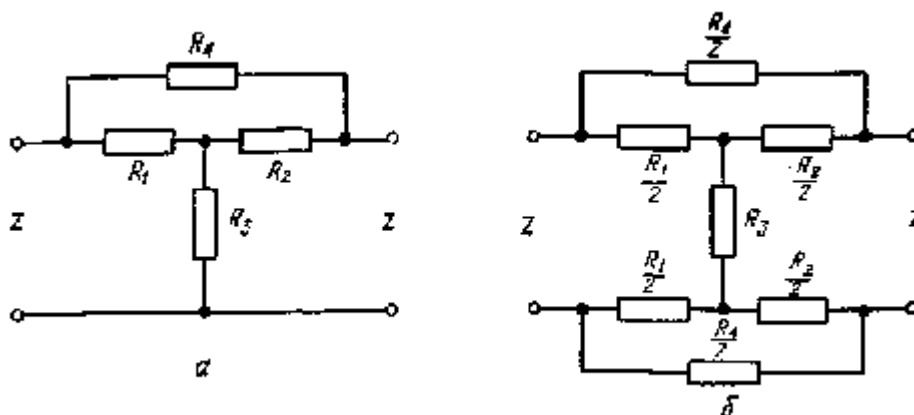


Рис. 5.13. Мостовые Т- и Н-образные аттенюаторы.

5.16. Фильтр частичного подавления одной боковой полосы

В телевидении для воспроизведения мелких деталей используется полоса модулирующих сигналов до 4 МГц. При амплитудной модуляции каждому модулирующему сигналу соответствуют две боковые полосы, причем эти полосы отстоят от несущей на частоту, равную частоте модулирующего сигнала. Поэтому если телевизионную несущую модулирует сигнал частотой 4 МГц, одна боковая полоса будет находиться на 4 МГц выше, а другая — на 4 МГц ниже несущей частоты. Требуемая общая полоса составит 8 МГц; кроме того, необходима некоторая дополнительная полоса для размещения ЧМ-несущей. Такое использование спектра нерационально; поэтому в передатчике подавляется большая часть нижней боковой полосы, так что общая полоса излучения телевизионной станции имеет вид, показанный на рис. 5.14, а.

Поскольку нежелательно обострять срез частотной характеристики в области НЧ-сигналов, что привело бы к необходимости использования дополнительной схемы и критичности получаемой при этом характеристики, часть нижней боковой полосы остается неподвленной и называется *частично подавленной*. Поэтому несущая изображения отстоит на 1,25 МГц относительно НЧ-границы отведенного спектра, а несущая звукового сопровождения размещена на 0,25 МГц ниже верхней границы отведенного для данной станции спектра частот. Как будет показано в разд. 9.12, фильтр подавления боковой полосы устанавливают на выходе промодулированной несущей изображения перед антенной системой. Схема такого фильтра боковой полосы представлена на рис. 5.14, б. Фильтр состоит из фильтров верхних и нижних частот, описанных ранее в этой главе (см. также разд. 15.8 и рис. 15.9).

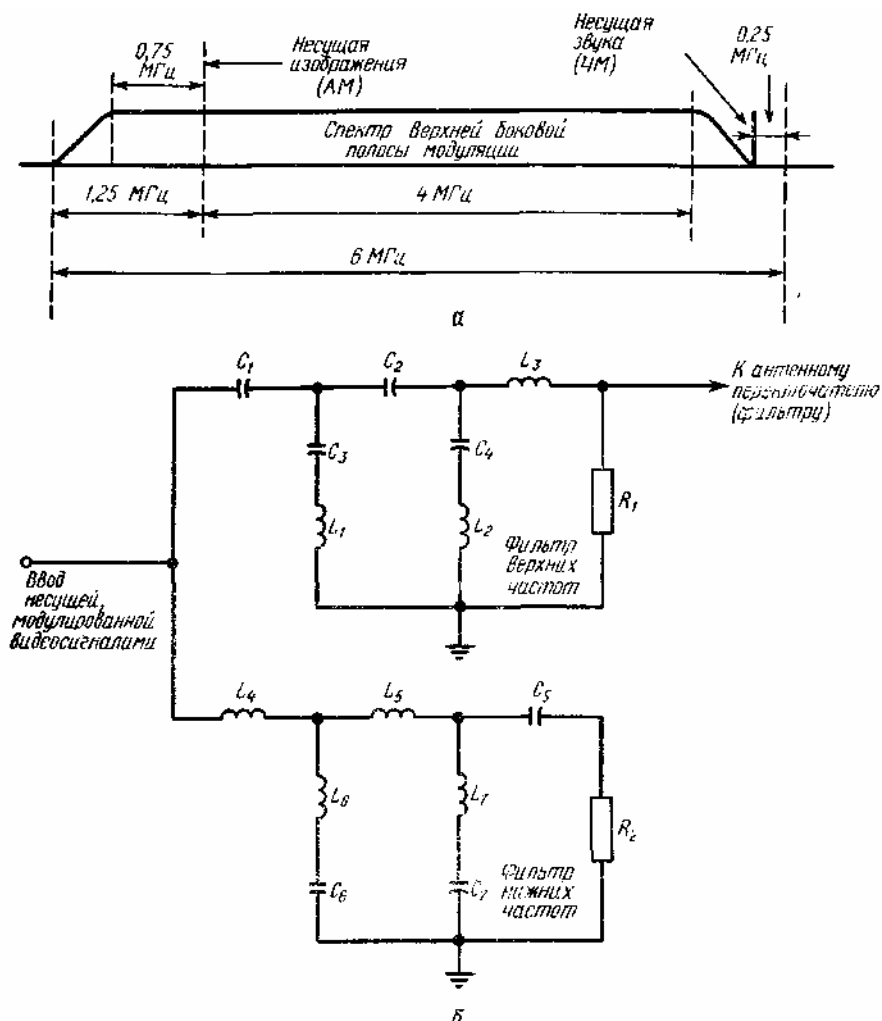


Рис. 5.14. Полоса частот телевизионной станции и фильтр частичного подавления одной боковой полосы.

В фильтре частичного подавления боковой полосы, изображенном на рис. 5.14, для нежелательных сигналов нижней боковой полосы катушки индуктивности L_4 и L_5 представляют малое реактивное сопротивление. Эти сигналы шунтируются цепями последовательного резонанса C_6 и L_6 , а также C_7 и L_7 . К фильтру нижних частот подключена концевая корректирующая секция C_5R_2 , что необходимо, поскольку такие фильтры часто составляют из секций линий из коаксиального кабеля и этот резистор сводит к минимуму отражения в кабеле.

Для полезных сигналов верхней боковой полосы реактивные сопротивления конденсаторов C_1 и C_2 малы, так что сигналы поступают на фильтр верхних частот. Конденсатор C_3 и индуктивность L_1 , а также конденсатор C_4 и индуктивность L_2 имеют низкое шунтирующее полное сопротивление для сигналов, частоты которых примерно на 1,25 МГц ниже несущей частоты изображения. Поэтому такие сигналы ослабляются. Совместное действие фильтра верхних частот с фильтром нижних частот приводит к подавлению и ослаблению соответствующей части нижней боковой полосы сигнала (рис. 5.14, а). Для сведения к минимуму отражений секция фильтра верхних частот типа m нагружена на резистор R_1 .

Глава 6

МОДУЛЯЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА

6.1. Основные виды модуляции

Модуляция по существу является процессом изменения сигнала радиочастотной несущей таким образом, чтобы стала возможной передача некоторой информации. Такая необходимость возникает, например, в радиовещании, которое служит для передачи низкочастотных звуковых сигналов, содержащих информацию в виде речи и музыки с полосой от 30 Гц до 20 кГц. Сигналы указанной полосы частот не могут быть переданы электрическим способом на сколько-нибудь значительные расстояния. Поэтому должны быть использованы

радиочастотные сигналы, способные распространяться на большие расстояния.

Так как радиочастотные сигналы могут быть переданы на требуемые расстояния, это свойство и используется для передачи звуковой информации. Аналогично этому сигналы изображения (видеосигналы) модулируют радиочастотные колебания *несущей*, так что последняя «переносит» информацию о изображении (см. разд. 15.1 — 15.4).

Радиочастотная несущая модулируется путем изменения формы ее колебаний в соответствии с модулирующими сигналами. Известны несколько способов достижения такого изменения, к ним относятся *амплитудная* (АМ), *частотная* (ЧМ) и *фазовая модуляции* (ФМ). Во всех трех случаях появляются сигналы боковых полос, которые вместе с несущей образуют составной модулированный передаваемый сигнал. Наряду с описанием усилителя и других устройств в данной книге представлены сведения и о специальных модулирующих устройствах.

6.2. Режим однотоктной АМ

При амплитудной модуляции амплитуда колебаний несущей частоты изменяется звуковыми или видеосигналами, что вызывает появление сигналов боковых частот или боковых полос. Более подробно это описано в следующих разделах данной главы. Сигналы боковых полос и несущая образуют составное колебание, амплитуда которого изменяется в соответствии с модулирующим сигналом.

В случае транзисторных цепей для амплитудной модуляции колебаний несущей могут быть использованы несколько способов. Один из них состоит в модуляции напряжения смещения транзистора. В этом случае рабочая точка, соответствующая немодулированному напряжению смещения, находится за пределами отсечки и амплитуда колебаний несущей устанавливается таким образом, чтобы немодулированные пики оказались посреди области между состояниями насыщения и отсечки. Модулирующее напряжение включается последовательно с постоянным напряжением смещения, приложенным к базе. Поэтому результирующее напряжение смещения будет изменяться в соответствии с модулирующими сигналами, в результате чего выходной сигнал окажется модулированным. В биполярных транзисторах, таким образом, необходимо изменять ток базы. В случае же канальных приборов вследствие их очень высокого входного сопротивления можно было бы просто изменять входное напряжение. Аналогично этому при достаточно большом сопротивлении, включенном в цепь базы, вторичную обмотку модулирующего трансформатора можно было бы включить последовательно с эмиттером для изменения смещения в соответствии с модулирующим сигналом. При любом способе модуляции путем изменения смещения может произойти перегрузка модуляционного каскада, так что необходимо следить за тем, чтобы удерживать модулирующий сигнал, в пределах границ, определяемых пределами возможного размаха тока коллектора (от нуля до тока насыщения).

Широко используется схема модуляции в цепи коллектора (или в цепи стока в случае полевого транзистора). Однотоктная схема такого способа модуляции показана на рис. 6.1. Модулирующий сигнал вводится последовательно в цепь питания коллектора транзистора T_1 оконечного каскада усилителя несущей, работающего в режиме класса С. Для этой цели используется вторичная обмотка L_5 выходного звукового (или видео-) трансформатора, называемого *модулирующим трансформатором*.

Для получения несущей применяется генератор с кварцевой стабилизацией частоты, сигнал которого усиливается до требуемого уровня при помощи нескольких последовательно включенных каскадов усиления класса С (см. разд. 15.1 и рис. 15.1). Перед модулятором на транзисторе T_2 также обычно используется несколько каскадов усиления звуковых сигналов. На первый из этих каскадов поступает сигнал от микрофона или другого источника (телефона, магнитофона и т. д.).

В схеме, показанной на рис. 6.1, колебания несущей на выходе резонансного контура в отсутствие модуляции имеют постоянную амплитуду. Поскольку ток коллектора транзистора T_1 усилителя класса С протекает через вторичную обмотку модулирующего трансформатора, любое падение напряжения на этой вторичной обмотке будет складываться или вычитаться из напряжения, прикладываемого к коллектору. (Ссылка на напряжение используется для пояснения процесса, поскольку любое изменение приложенного напряжения в режиме класса С вызывает изменение коллекторного тока. Поэтому в процессе модуляции изменяются также и уровни мощности.)

Функционально модулятор является обычной высококачественной системой усиления звуковых сигналов. Когда на микрофон (или другой звуковой преобразователь) воздействует звук, на выходе L_4 появляется отображающий его сигнал. В случае-положительного полупериода звукового колебания на выходе-верхний конец обмотки L_5 находится под положительным потенциалом, а нижний — под отрицательным. При этом условии напряжение звуковой частоты эффективно увеличивает напряжение, приложенное к усилителю класса С, поскольку полярность звукового колебания совпадает с полярностью положительного напряжения источника коллекторного питания +17. В этом случае (рис. 6.1) амплитуда колебаний несущей увеличивается на величину, равную амплитуде звукового модулирующего сигнала. При отрицательном выходном звуковом модулирующем сигнале верхний конец обмотки L_5 будет находиться под отрицательным потенциалом, а нижний — под положительным. Это напряжение в данном случае имеет полярность, обратную полярности напряжения источника питания +U, и общее напряжение, приложенное к усилителю класса С, уменьшается. В этом случае, как показано на рис. 6.1, амплитуда колебаний несущей уменьшается. Если к модулятору больше

не прикладываются: звуковые сигналы, амплитуда несущей опять принимает свое первоначальное значение, соответствующее номинальной мощности несущей.

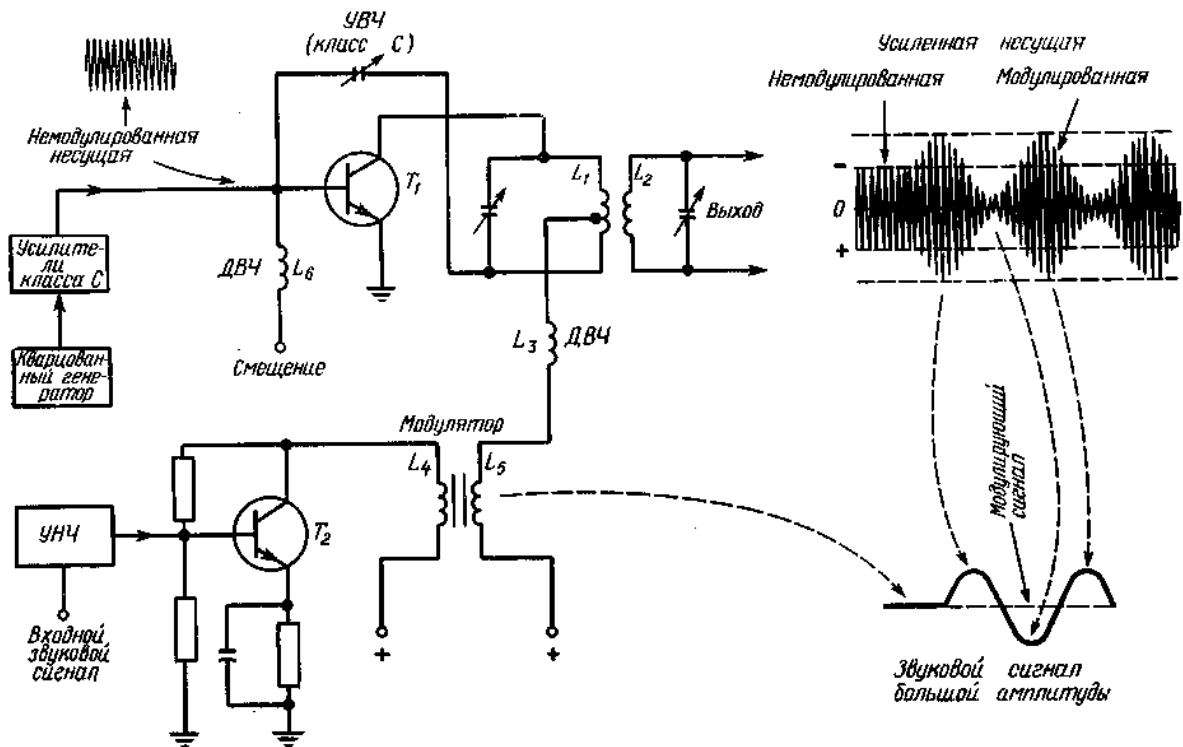


Рис. 6.1. Однотактная схема амплитудной модуляции.

Если эквивалентное активное сопротивление колебательного контура имеет постоянное значение, то мощность несущей изменяется пропорционально квадрату напряжения. Поэтому при полном размахе модуляции пиковая выходная мощность колебания несущей усилителя класса С достигает величины, в четыре раза превышающей уровень мощности немодулированной несущей. В соответствии с этим при полной (100%-ной) модуляции амплитуда колебаний несущей изменяется от нуля до удвоенной амплитуды немодулированной несущей.

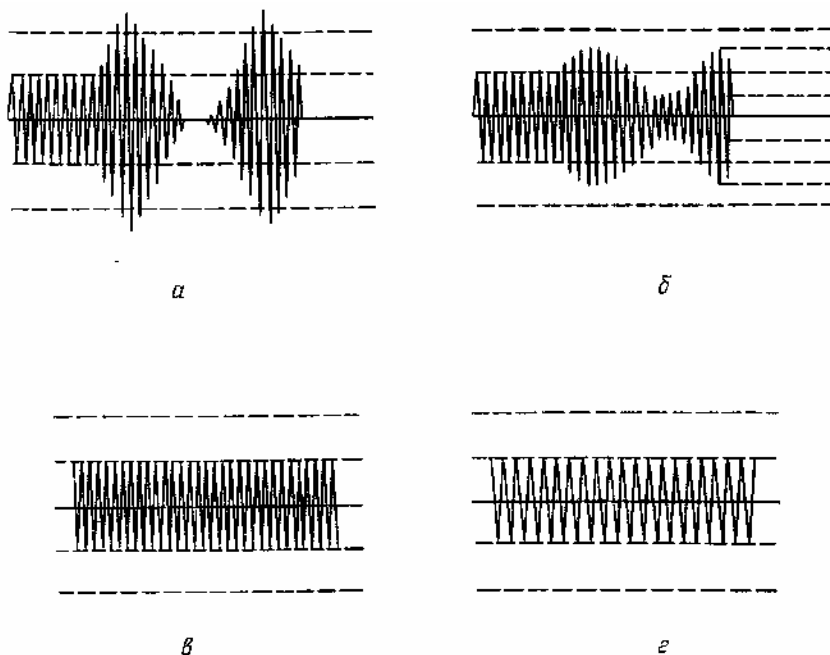


Рис. 62. а — перемодуляция; б — 50%-ная модуляция; в — частота верхней боковой полосы модуляции; г — частота нижней боковой полосы модуляции.

В процессе модуляции *средний* ток коллектора, поступающий к усилителю класса С от источника питания, не изменяется, поскольку последовательные увеличения тока коллектора, вызываемые модулятором, уравновешиваются аналогичными: уменьшениями тока коллектора. При 100%-ной модуляции выходная мощность модулятора должна быть равна половине входной мощности усилителя класса С. В этом определении под входной мощностью усилителя класса С понимается произведение постоянного напряжения коллектора усилителя класса С на постоянный ток коллектора. Во время передачи звуковых, музыкальных или видеосигналов глубина модуляции постоянно изменяется вследствие изменений амплитуды, которые имеют место для различных уровней громкости, прикладываемых к входу модулятора. Глубина модуляции определяется отношением мощности модулирующего сигнала к половине входной мощности усилителя несущей.

Если амплитуда модулирующего сигнала слишком велика, это может привести к перемодуляции (рис. 6.2, а). При перемодуляции в течение короткого интервала времени амплитуда несущей падает до нуля, вследствие чего возникают искажения. Поэтому необходимо следить за тем, чтобы пики звукового модулирующего сигнала не приводили к глубине модуляции, превышающей 100%. Если уменьшить глубину модуляции, то (рис. 6.2, б) изменение амплитуды составного сигнала несущей становится менее отчетливым.

Как показано на рис. 6.2, в и г, в процессе амплитудной модуляции для каждой частоты модулирующего сигнала образуются две боковые частоты модуляции радиочастотных сигналов. Поэтому, если несущая имеет частоту 1000 кГц и модулирована сигналом частотой 400 Гц, частота сигнала одной боковой полосы будет на 400 Гц больше частоты несущей, т. е. будет равна 1000,4 кГц, а частота сигнала другой боковой полосы будет на 400 Гц меньше частоты несущей, т. е. 999,6 кГц. Если бы несущая была модулирована сигналом частотой 1000 Гц, сигнал верхней боковой полосы имел бы частоту 1001 кГц, а сигнал нижней боковой полосы — 999 кГц. При наличии в модулирующем сигнале колебаний нескольких частот образуется несколько боковых частот модулированных колебаний.

Изменения амплитуды модулированных колебаний, показанных на рис. 6.1, свидетельствуют об изменении мощности составного сигнала, включающего составляющие боковых полос. В процессе амплитудной модуляции амплитуда колебаний собственно несущей частоты не изменяется, однако мощности сигналов боковых полос изменяются пропорционально уровням амплитуды модулирующего сигнала. В случае модуляции в цепи коллектора мощность сигнала боковой полосы определяется модулятором. Поэтому сигнал, показанный на рис. 6.1, представляет собой сумму несущей и составляющих боковых полос. Если составное колебание с изменениями амплитуды подвергнуть процессу фильтрации для удаления составляющих верхней и нижней боковых полос модуляции, останется сигнал несущей постоянной амплитуды.

В схеме, показанной на рис. 6.1, коэффициент трансформации модулирующего трансформатора выбирается таким образом, чтобы обеспечить согласование выходного импеданса трансформатора с импедансом усилителя класса С. Модулированная несущая прикладывается к параллельному резонансному контуру и передается на вторичную обмотку L_2 , с которой колебания снимаются для подачи в антенную систему (в случае модуляции при высоком уровне сигнала) или на вход линейного усилителя класса В (при низком уровне сигнала).

6.3. Режим двухтактной АМ

На рис. 6.3 показана схема выходного усилителя несущей класса С и модулятора, работающих в режиме двухтактной модуляции. Процесс модуляции идентичен ранее описанному, за исключением того, что двухтактная схема является симметричной, обеспечивает большую выходную мощность и меньшие гармонические искажения радиочастотного и звукового (или видео-) сигналов.

Обратите внимание на то, что линия подачи питания через включенную последовательно вторичную обмотку модулирующего трансформатора соединена со средним отводом индуктивности резонансного контура. Благодаря этому обеспечивается симметрия двухтактной схемы. К верхнему и нижнему отводам катушки индуктивности схемы параллельного резонанса подключены конденсаторы для перекрестной нейтрализации (гл. 3).

Для улучшения симметрии такой схемы и обеспечения возможности заземления ротора хорошо подходят переменные конденсаторы с разрезными статорами. Заземление ротора уменьшает опасность поражения электрическим током при настройке каскадов усиления мощности класса С. Как обычно, в радиочастотной передающей схеме ДВЧ служит для развязки радиочастотного сигнала. При отсутствии дросселя некоторая часть сигнала попадала бы в схему модулятора и в источник питания, что приводило бы к уменьшению общего уровня мощности радиочастотного сигнала, обеспечиваемого данной системой.

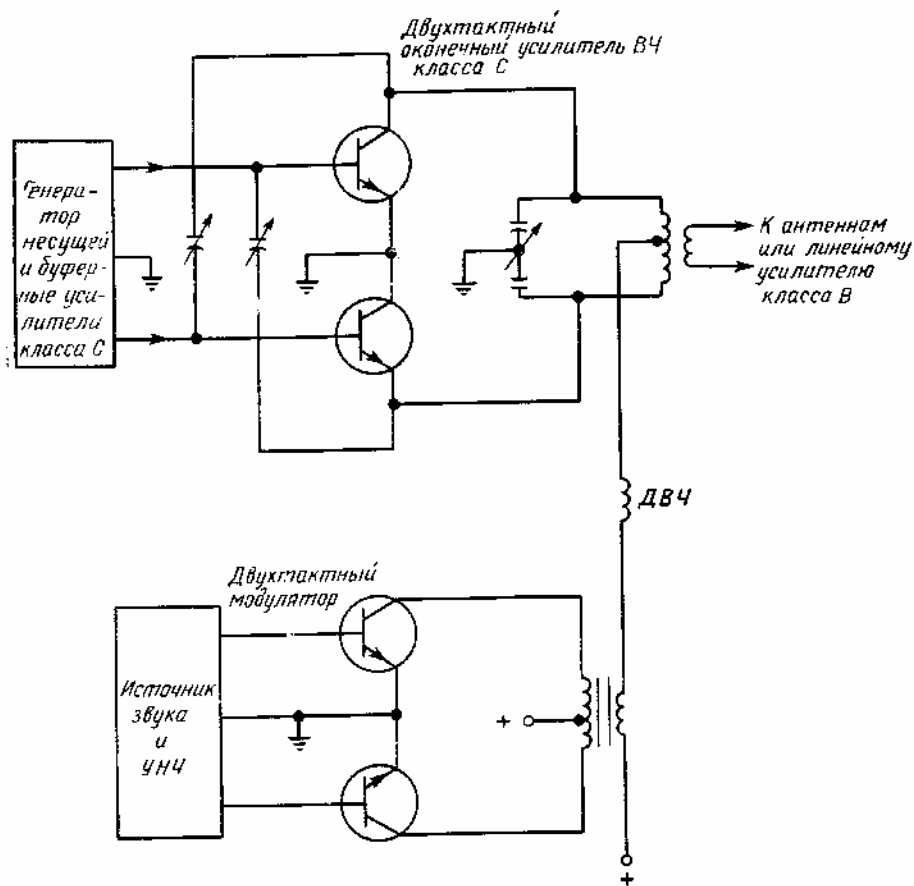


Рис. 6.3. Двухтактная схема амплитудной модуляции.

6.4. Ширина полосы ЧМ

В процессе частотной модуляции звуковой модулирующий сигнал вызывает смещение частоты несущей вверх и вниз относительно ее обычной резонансной частоты (называемой также *средней частотой*) со скоростью, определяемой частотой модулирующего сигнала (см. разд. 15.2). Поэтому при звуковом частотномодулирующем сигнале частотой 500 Гц частота несущей отклоняется вверх и вниз от средней частоты 500 раз в секунду. Величина отклонения зависит от амплитуды модулирующего сигнала. Например, если в случае звукового сигнала 500 Гц несущая отклоняется выше и ниже средней частоты на 15 кГц, то увеличение амплитуды звукового сигнала может увеличить девиацию до 20 кГц по каждую сторону от средней частоты при той же частоте модулирующего сигнала 500 Гц. При еще большем увеличении амплитуды звукового сигнала частота несущей может отклониться на 30 кГц по каждую сторону от средней частоты (при той же частоте модулирующего сигнала). В случае модулирующего сигнала частотой 1000 Гц частота несущей отклоняется выше и ниже средней частоты 1000 раз в секунду, а величина отклонения будет определяться амплитудой модулирующего сигнала частотой 1000 Гц.

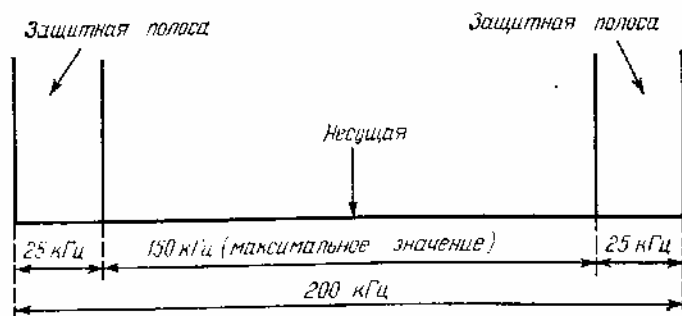


Рис. 6.4 Ширина спектра излучения радиопередающей станции с частотной модуляцией сигналов.

В случае стандартного ЧМ-радиовещания (88 — 108 МГц) максимально допустимая девиация, установленная Федеральной комиссией связи (США), составляет 75 кГц по каждую сторону от средней

частоты. Поэтому максимальная девиация частоты равна 150 кГц. Выше и ниже этой максимальной девиации отводятся две боковые полосы по 25 кГц, служащие для защиты от паразитного проникновения сигналов соседних по частоте станций, которые могут создать помехи данной станции. На рис. 6.4 показан спектр полосы частот одной станции с частотной модуляцией. ЧМ-канал звукового сопровождения в телевещании имеет гораздо меньшую ширину полосы (50 кГц) при максимальной девиации 25 кГц по каждую сторону от средней частоты.

6.5. Коэффициенты частотной модуляции

На рис. 6.5 показаны временные диаграммы ЧМ-колебаний несущей и колебаний звукового модулирующего сигнала одной частоты. В моменты, когда величина звукового модулирующего сигнала принимает нулевое значение, частота ЧМ-несущей равна средней частоте.

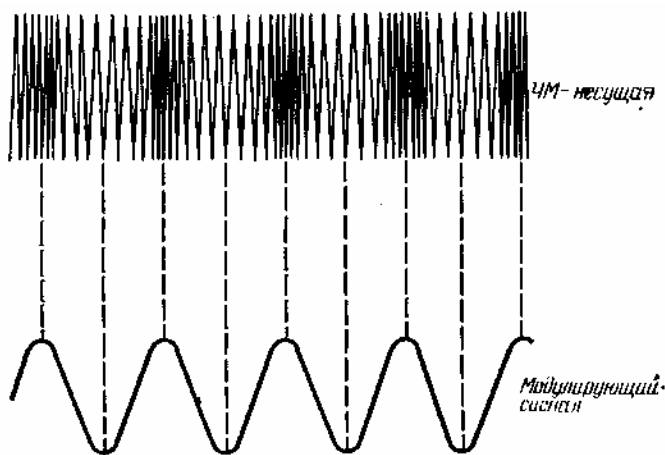


Рис. 6.5. ЧМ-несущая и модулирующий сигнал.

Как и в процессе амплитудной модуляции, при частотной модуляции образуются боковые полосы. Однако если при АМ частота каждой составляющей звукового модулирующего сигнала вызывает появление двух боковых частот, то при ЧМ частоте каждой составляющей звукового модулирующего сигнала соответствует ряд боковых частот. Боковые частоты отстоят друг от друга на частоту, равную частоте модулирующего сигнала. Поэтому, если для модуляции используется сигнал частотой 1 кГц, первые две боковые частоты отстоят от несущей на 1 кГц, причем одна боковая частота находится выше, а другая — ниже несущей. Следующая пара боковых частот будет отстоять от соседних с ними еще на 1 кГц. Боковые частоты, ближайšie к несущей частоте, имеют наибольшую амплитуду, поэтому для последующего процесса детектирования в приемнике имеет значение только несколько боковых частот по каждую сторону от несущей. В стандартном ЧМ-радиовещании следует учитывать до восьми боковых частот, образованных в процессе модуляции. Это основывается на отношении девиации несущей к уровню звукового сигнала.

Для частотной модуляции отношение отклонения (девиации) частоты несущей к частоте модулирующего сигнала, вызывающего девиацию частоты несущей, называется *индексом модуляции* (не путать с коэффициентом девиации, речь о котором пойдет ниже). Индекс модуляции m_f определяется отношением

$$m_f = \frac{\Delta f_H}{f_m}, \quad (6.1)$$

где Δf_H — девиация частоты несущей и f_m — частота модулирующего сигнала.

В отличие от индекса модуляции *коэффициент девиации* определяется максимальными значениями девиации частоты и частоты модулирующего сигнала:

$$\begin{aligned} \text{Коэффициент девиации} &= \\ &= \frac{\text{Максимальная девиация частоты несущей}}{\text{Наивысшая частота модулирующего сигнала}}. \end{aligned} \quad (6.2)$$

Для любого индекса модуляции от 1 до 10 число имеющих значение боковых полос может быть найдено из следующей таблицы:

Индекс модуляции	Число боковых полос по каждую сторону от несущей
1	2
2	4
3	6

4	7
5	8
6	9
7	10
8	12
9	13
10	14

Мощность боковой полосы при ЧМ представляется несущей, поэтому во время процесса модуляции амплитуда несущей несколько изменяется. Когда изображается составной сигнал несущей (с составляющими боковых полос), амплитуда колебания кажется постоянной (рис. 6.5), причем очевидными представляются лишь изменения частоты выше и ниже средней частоты.

6.6. Обеспечение стабильности частоты несущей при ЧМ

Как будет показано в гл. 15, частотная модуляция может быть реализована двумя методами: *прямым и косвенным*. В системе прямой модуляции необходимо стабилизировать частоту несущей. Для осуществления этого используется фазовый детектор, вырабатывающий корректирующее напряжение, которое подается на реактансный каскад, обеспечивающий стабильность частоты несущей. Один из вариантов функциональной связи фазового детектора (дискриминатора) с остальными элементами устройства управления частотой ЧМ-колебаний, а также принципиальная схема дискриминатора изображены на рис. 6.6.

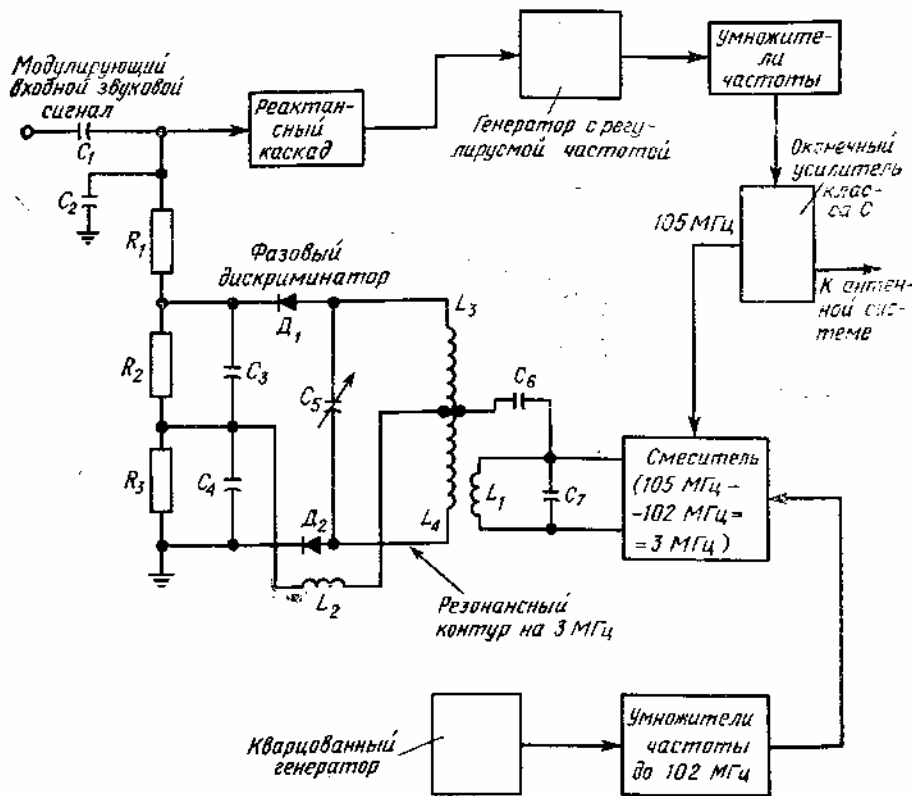


Рис. 6.6. Схема обеспечения стабильности частоты несущей.

Устройство автоматической регулировки частоты называется *дискриминатором*. Он используется для поддержания частоты ЧМ-генератора в окрестности отведенной средней частоты несущей. В то же время дискриминатор должен позволять частоте генератора смещаться в соответствии с модулирующими сигналами. Приведенные на схеме рис. 6.6 генераторы, усилители класса С и другие устройства аналогичны уже рассмотренным ранее.

В фазовом дискриминаторе на катушку индуктивности L_2 через конденсатор связи C_6 подается опорное напряжение, которое образуется в резонансном контуре L_1C_7 смесителя. В то же время благодаря трансформаторной связи между катушкой L_1 и катушками L_3 и L_4 выходное напряжение смесителя поступает на два плеча дискриминатора с соблюдением фазовых соотношений, описываемых в гл. 7.

Фазовый дискриминатор формирует выходной корректирующий сигнал, прикладываемый к реактансному каскаду, который в свою очередь управляет частотой генератора с регулируемой частотой (гл. 12).

Генератор с кварцевой стабилизацией вырабатывает колебания стабильной опорной частоты; обычно эта

частота значительно ниже частоты требуемой ЧМ-несущей, поскольку генератор более низких частот работает более стабильно. Поэтому, если, например, частота колебаний генератора с кварцевой стабилизацией равна 4,25 МГц, то, используя ряд удвоителей и утроителей частоты, повышают эту частоту до тех пор, пока она не окажется близкой к частоте сигнала, вырабатываемого оконечным радиочастотным усилителем класса С. В данном конкретном ЧМ-передатчике частота несущей равна 105 МГц и находится в пределах стандартного диапазона частот, отведенного для ЧМ-радиовещания (от 88 до 108 МГц). Этот сигнал частотой 105 МГц получен умножением частоты ЧМ-генератора, которая также выбирается ниже частоты несущей. Малая девиация на такой низкой частоте в этой модулирующей системе повышается до требуемой для вещания величины при помощи схем умножения частоты, которые не только повышают частоту генератора, но одновременно повышают и величину отклонения частоты несущей. Поэтому девиация частоты, получаемая при помощи реактансного каскада, может составлять всего несколько килогерц, но затем она повышается до требуемого значения путем последовательного умножения частоты модулированной несущей.

Так, например, пусть генератор с регулируемой частотой предназначен для работы на средней частоте 5,833 МГц, а ряд последовательно включенных удвоителей и утроителей для данной радиостанции повышает несущую частоту в 18 раз, т. е. до ~105 МГц. Если девиация частоты равна 4 кГц, то в процессе умножения частоты это значение будет утроено, удвоено и вновь утроено и достигнет значения 72 кГц, что близко к максимально разрешенной девиации в этой полосе частот, отведенной для ЧМ-радиовещания.

Сигнал, получаемый на выходе оконечного радиочастотного усилителя класса С, а также сигнал с выхода оконечного усилителя кварцованного генератора поступают в смеситель. В случае схемы, показанной на рис. 6.6, эти сигналы имеют частоты 105 и 102 МГц, и на выходе смесителя образуется разностная частота 3 МГц. Разностный сигнал частотой 3 МГц подается на фазовый дискриминатор, настроенный на эту частоту. Если сигналы на входе смесителя не изменяются, то частота выходного сигнала смесителя остается равной 3 МГц и напряжение на выходе фазового дискриминатора (на R_2 и R_5) равно нулю. В этом случае к реактансному каскаду не прикладывается никакого корректирующего напряжения и средняя частота генератора с регулируемой частотой не меняется.

Фазовый дискриминатор не вырабатывает выходного сигнала при постоянстве частот подаваемых на него сигналов вследствие того, что падения напряжений на R_2 и R_5 , равны по величине, но противоположны по знаку и поэтому компенсируют друг друга; более подробно это объясняется при описании работы дискриминатора ЧМ-сигналов в гл. 7. Если же средняя частота генератора с регулируемой частотой уходит от требуемого значения, то в процессе смешивания частот получается сигнал, отличный от сигнала частотой 3 МГц. В этом случае один диод дискриминатора проводит лучше другого и на выходных резисторах R_2 и R_5 образуются различные падения напряжений. В результате этого возникает напряжение корректировки, которое прикладывается к реактансному каскаду, который в свою очередь корректирует частоту генератора с регулируемой частотой до требуемого значения 105 МГц.

Увеличение или уменьшение относительно 3 МГц частоты сигнала на выходе смесителя определяет знак потенциала на выходе дискриминатора относительно земли. В свою очередь знак этого потенциала определяет, будет ли реактансный каскад увеличивать или уменьшать частоту генератора с регулируемой частотой (см. гл. 12).

Конденсатор C_2 на входе реактансного каскада оказывает низкое реактивное сопротивление для радиочастотных сигналов и поэтому отфильтровывает их, предотвращая поступление на вход реактансного каскада. Таким образом, составляющие частотной модуляции, имеющиеся в фазовом дискриминаторе, не влияют на работу реактансного каскада. Реактивное сопротивление C_2 достаточно мало для сигналов радиочастоты, но не оказывает шунтирующего действия на постоянную составляющую напряжения, вырабатываемого дискриминатором. Поэтому конденсатор C_2 не влияет на поступление корректирующего сигнала на реактансный каскад. В обычных условиях работы частота генератора с регулируемой частотой быстро не меняется. Вследствие этого медленный дрейф частоты этого генератора обуславливает появление напряжения корректировки, а быстрые изменения, вызванные процессом модуляции, эффективно отфильтровываются цепью из конденсатора C_2 и резистора R_i .

6.7. Балансный модулятор

В гл. 15 описываются балансные модуляторы (рис. 15.3), выполняющие двойную функцию: модуляции несущей для получения боковых полос и подавления этой несущей с тем, чтобы на выходе присутствовали только сигналы боковых полос. На рис. 6.7 показана схема балансного модулятора такого типа на двух $p-n-p$ транзисторах. Обратите внимание на то, что сигнал радиочастотной несущей прикладывается к обмотке L_4 трансформатора, обеспечивающего передачу сигнала на обмотку L_3 . Последняя обмотка включена последовательно с источником напряжения питания. Поэтому радиочастотный входной сигнал прикладывается в фазе к обеим базам транзисторов T_1 и T_4 . Следовательно, любой полупериод радиочастотного сигнала создает на обеих базах одинаковое изменение прямого смещения. Поэтому если, например, полярность напряжения на L_3 обратна прямому (отрицательному) смещению, действующему между базой и эмиттером, то уменьшение этого смещения уменьшает ток *обоих* коллекторов. Поскольку коллекторы транзисторов T_1 и T_2 включены по двухтактной схеме, их коллекторные токи проходят в направлениях, показанных на рис. 6.7 стрелками.

Изменения токов в L_5 и L_6 равны и противоположны по знаку, вследствие чего изменения токов, представляющих радиочастотные сигналы, взаимно уничтожаются (предполагается, что схема сбалансирована, а транзисторы и конденсаторы C_3 и C_4 являются идентичными).

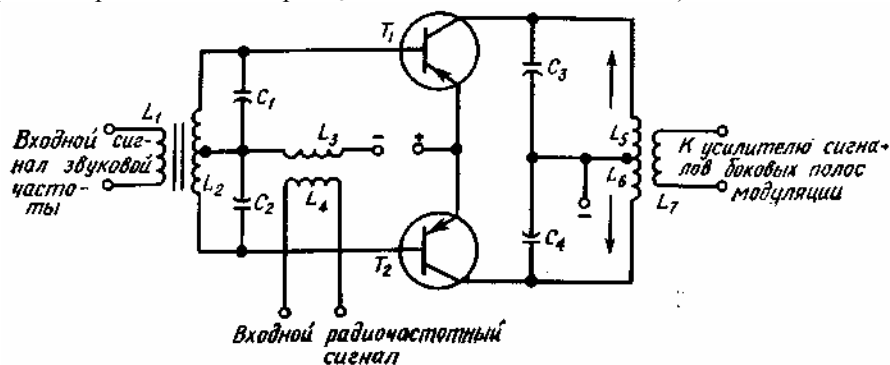


Рис. 6.7. Балансный модулятор.

Вторичная обмотка L_2 входного трансформатора, через который подаются сигналы звуковых частот, имеет центральный отвод, поэтому к базам транзисторов прикладываются напряжения, сдвинутые по фазе относительно друг друга на 180° , что свойственно двухтактной схеме.

Вследствие того что сигналы звуковых частот вызывают в транзисторах T_1 и T_2 изменения коллекторных токов, токи несущей частоты в каждом транзисторе модулируются. При этом возникают боковые частоты модуляции, резонансными схемами для которых являются контуры, образованные C_3L_5 и C_4L_6 . Такие резонансные схемы имеют низкий импеданс для звуковых сигналов, поскольку частоты последних далеки от резонансных частот этих контуров, поэтому звуковые сигналы на выходе ослабляются. Вследствие подавления несущей на выходе системы балансного модулятора действуют только сигналы боковых полос модуляции.

Конденсаторы C_1 и C_2 на входе представляют низкое реактивное сопротивление для радиочастотных сигналов, и поэтому через них осуществляется подача радиочастотных сигналов к базам транзисторов. Однако для сигналов звуковых частот, появляющихся на обмотке L_2 , эти конденсаторы обладают очень высоким реактивным сопротивлением, и поэтому сигналы не шунтируются.

6.8. Предварительная коррекция

При частотной модуляции схема предварительной коррекции повышает отношение сигнал/шум для звуковых сигналов более высоких частот. Эта схема компенсирует шумы, вызываемые элементами схемы, причем такие нежелательные шумы заметнее при более широком диапазоне сигналов звуковых частот. Поскольку при ЧМ частотная характеристика в области звуковых частот простирается до 15 кГц, схема предварительной коррекции увеличивает усиление сигналов более высоких частот, поднимая их уровень выше уровня амплитуды шумового сигнала. Такая схема удобна для использования на практике и функционально оправдана, поскольку шумовые сигналы имеют фиксированную амплитуду по отношению к сигналам на данной частоте.

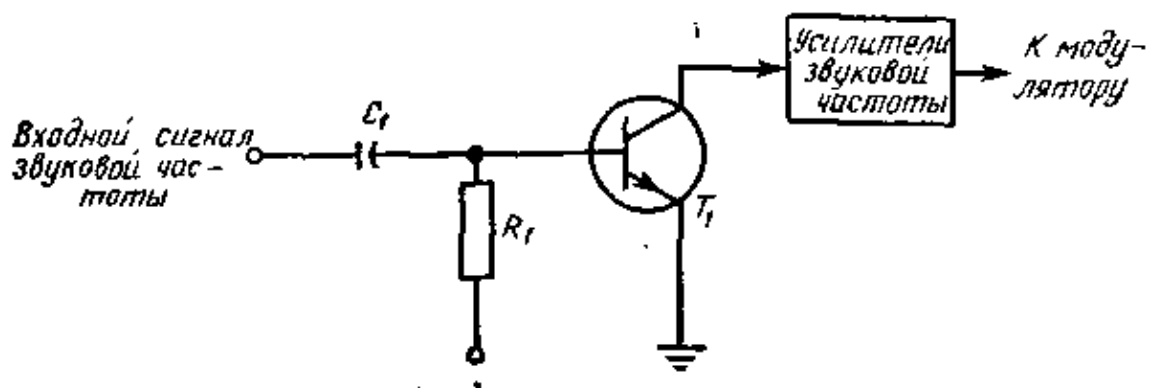


Рис. 6.8. Схема предварительной коррекции.

В соответствии с правилами, установленными Федеральной комиссией связи, коррекция начинается на частоте ~ 400 Гц, на частоте 1,5 кГц увеличение усиления достигает 2 дБ, на частоте 2 кГц — 3 дБ. На частоте 2,5 кГц усиление увеличивается на 5 дБ, причем начиная с этой частоты нарастание усиления носит

практически линейный характер, достигая 70 дБ на частоте 15 кГц.

Как показано на рис. 6.8, основную схему предварительной коррекции образует комбинация из резистора и конденсатора. Конденсатор C_1 является конденсатором связи, однако его величина выбирается такой, чтобы он имел относительно высокое реактивное сопротивление для сигналов более низких частот и очень низкое сопротивление для сигналов более высоких частот. Поэтому номинал C_1 меньше номинала обычного конденсатора связи. Постоянная времени $R_1C_1 = 75$ мкс и выбирается из соображений обеспечения наибольшего отношения сигнал/шум, но без чрезмерного увеличения девиации ЧМ-несущей вследствие увеличения амплитуды сигнала более высокой частоты. Необычно большие уровни сигнала в процессе модуляции могут привести к девиации несущей за пределы отведенной полосы пропускания.

При использовании в передатчике схемы предварительной коррекции сигналов в приемнике должна применяться схема компенсации для устранения эффекта повышения амплитуды звуковых сигналов более высоких частот. Эффект, обратный получаемому при помощи схемы предварительной коррекции, достигается схемой компенсации, более подробно описанной в гл. 7. Такая схема для стереофонического радиовещания рассматривается в гл. 15 (рис. 15.8); схему предварительной коррекции не следует путать с корректирующей схемой (цепью) (рис. 15.3).

6.9. Ввод импульсов синхронизации в состав телевизионного сигнала

В телевидении для передачи видеоинформации используется амплитудная модуляция, а для звукового сопровождения — частотная модуляция. Передача видеоинформации отличается от обычного АМ-радиовещания необходимостью излучения служебных импульсов различного типа с целью обеспечения синхронизации схем развертки в приемнике в соответствии с хронированием передатчика. В строго определенные моменты времени должны быть переданы импульсы кадровой и строчной разверток.

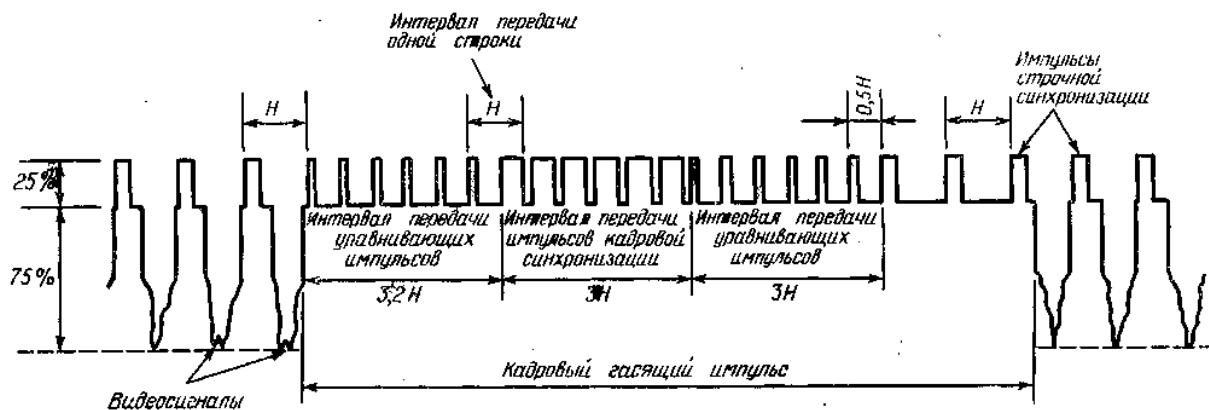


Рис. 6.9. Телевизионные синхронизирующие сигналы.

В черно-белом телевидении стандартная развертка состоит из 525 горизонтальных линий, т. е. строк, составляющих кадр, которые повторяются 30 раз в секунду. В итоге скорость развертки равна 15750 строка/с, что определяет частоту генератора строчной (горизонтальной) развертки как на передающей станции, так и в приемнике. Генератор кадровой развертки формирует сигнал, повторяющийся с частотой 60 Гц и содержащий гасящий импульс. Длительность такого сигнала составляет ~ 850 мкс (он повторяется дважды в течение каждого кадра), а интервал обратного хода соответствует примерно времени развертки 30 строк. Поэтому для воспроизведения изображения остается ~ 480 строк.

Под действием напряжения вертикальной развертки электронный луч, двигаясь по горизонтали (строке), постепенно смещается вниз. При этом 262,5 строки образуют поле (*field*); два таких поля, чередуясь благодаря чересстрочной развертке (строки второго поля находятся между строк первого поля), составляют полный кадр с 525 строками. Этот процесс схож с использованием в кинопроекторе обтюлятора для мгновенного гашения изображения с тем, чтобы оно для уменьшения мерцаний проецировалось на экран во время передачи каждого кадра дважды.

На рис. 6.9 проиллюстрированы различные телевизионные синхросигналы. Строчные синхросигналы находятся на строчных гасящих импульсах, благодаря чему линий обратного хода не видно. Видеоинформация передается в интервалы времени между строчными гасящими импульсами. При передаче кадровых синхросигналов также необходимо гасить экран, но уже на более длительное время, чем при передаче строчных синхросигналов. Однако в течение времени записывания трубки кадровым гасящим импульсом необходимо осуществлять синхронизацию генератора строчной развертки, так как иначе по окончании действия кадрового гасящего импульса невозможно засинхронизовать генератор строчной развертки. Поэтому в начале кадрового гасящего импульса вводят серию коротких импульсов (называемых *уровняющими импульсами*). Уравнивающие импульсы имеют слишком малую длительность, чтобы запустить генератор

кадровой развертки, однако они обеспечивают синхронизацию генератора строчной развертки.

Импульс кадровой (полевой) синхронизации состоит как бы из серии импульсов. Такие импульсы, более подробно рассматриваемые в гл. 14, подаются на интегратор для формирования сигнала нужной амплитуды с целью обеспечения запуска генератора кадровой развертки. «Врезки» между импульсами предназначаются для обеспечения синхронизации генератора строчной развертки. После импульса кадровой развертки следуют дополнительные уравнивающие импульсы, предназначенные для обеспечения синхронизации генератора строчной развертки. Частота повторения уравнивающих импульсов составляет 31,5 кГц, т. е. в два раза превышает частоту строчной развертки, равную 15750 Гц.

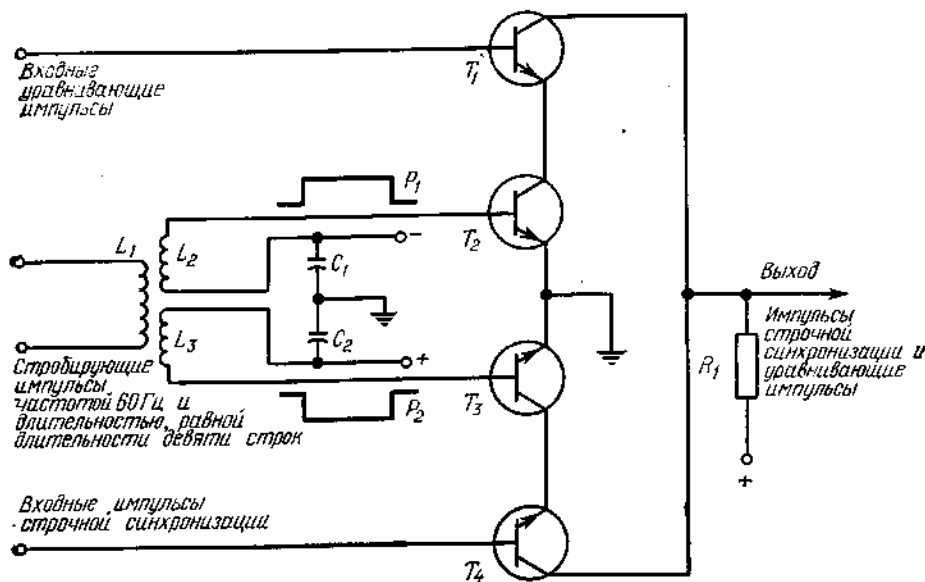


Рис. 6.10. Схема ввода в видеосигнал уравнивающих импульсов.

Для ввода уравнивающих импульсов в полный видеосигнал передатчика применяется несколько схем. На рис. 6.10 показана одна из таких схем, используемая для ввода 18 уравнивающих импульсов в полный видеосигнал во время периода передачи кадрового гасящего импульса. Во время ввода уравнивающих импульсов сигналы строчной синхронизации не передаются. Требуемый стробирующий сигнал состоит из импульса, длительность которого равна длительности девяти строк, а частота повторения 60 Гц. Такой стробирующий импульс прикладывается к первичной обмотке L_1 входного трансформатора и передается во вторичные обмотки L_2 и L_3 . Конденсаторы C_1 и C_2 включены между линиями питания положительным и отрицательным напряжениями и землей. Поэтому вторичные обмотки L_2 и L_3 аналогичны вторичной обмотке с центральным отводом, обеспечивающей реверсирование фаз сигналов, как и в случае двухтактной схемы: сигнал на базе транзистора T_2 находится в противофазе с сигналом на базе транзистора T_3 . Вследствие использования $n - p - n$ -транзисторов положительный сигнал на базе складывается с прямым смещением и увеличивает проводимость, в то время как отрицательный сигнал уменьшает прямое смещение и уменьшает проводимость или совсем запирает транзистор.

Вначале предположим, что стробирующего импульса нет. Смещение, приложенное между базой и эмиттером транзистора T_2 , имеет обратное направление, поэтому этот транзистор заперт. Поскольку транзистор T_2 включен последовательно с транзистором T_1 , то и последний заперт, хотя к базе транзистора T_1 прикладывается последовательность уравнивающих импульсов; поэтому на выходе схемы импульсов нет. К транзистору же T_3 прикладывается прямое смещение, и поэтому он открыт. Следовательно, сигналы строчной синхронизации, поступающие на базу транзистора T_4 , усиливаются и выделяются на выходном резисторе R_1 .

В течение интервала времени, отводимого для ввода уравнивающих импульсов в полный видеосигнал, к базам T_2 и T_3 прикладывается стробирующий импульс. Амплитуда положительного импульса, прикладываемого к базе транзистора T_2 , превышает уровень отрицательного обратного смещения, и транзистор T_2 начинает проводить ток. Одновременно и транзистор T_1 также начинает работать, и так как к его базе прикладываются уравнивающие импульсы, то они выделяются на резисторе R_1 . Стробирующий импульс, прикладываемый к транзистору T_3 , представляет для этого транзистора отрицательное смещение, запирающее его. В этом случае в течение интервала длительности стробирующего импульса, равного девяти строкам, импульсы строчной синхронизации на выход не передаются, поскольку T_4 включен последовательно с транзистором T_3 и поэтому также заперт. Таким образом, импульсы строчной синхронизации не проходят на выход в течение времени следования уравнивающих импульсов, и выходная последовательность сигналов состоит из импульсов строчной синхронизации с 18 уравнивающими импульсами, вводимыми во время передачи импульса кадровой синхронизации.

6.10. Ввод кадровых синхроимпульсов

Как было показано на рис. 6.9, за шестью уравнивающими импульсами следует шесть кадровых синхроимпульсов. Для ввода требуемого числа кадровых синхроимпульсов используется другая схема стробирования (рис. 6.11). В этой схеме к транзистору T_3 прикладывается стробирующий импульс, длительность которого равна длительности трех строк. Этот импульс задерживается на время, равное длительности трех строк, относительно стробирующего сигнала длительностью девять строк с тем, чтобы ввести импульсы кадровой синхронизации после ввода первых шести уравнивающих импульсов.

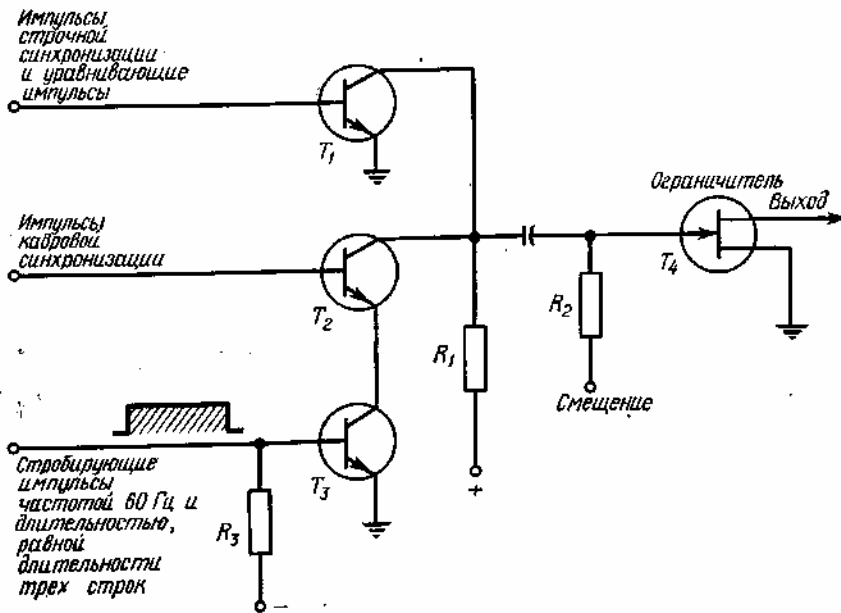


Рис. 6.11. Схема ввода в видеосигнал импульсов кадровой синхронизации.

Как показано на рис. 6.11, объединенные ранее импульсы строчной синхронизации и уравнивающие импульсы прикладываются к базе транзистора T_1 и выделяются на выходном резисторе R_1 независимо от работы схемы стробирования. Однако транзисторы T_2 и T_3 включены последовательно, причем их совместной нагрузкой также является резистор R_1 . Поскольку через резистор R_3 к базе транзистора T_3 прикладывается отрицательное напряжение, то при отсутствии стробирующего импульса транзистор T_2 заперт, и тем самым цепь проводимости транзистора T_2 разорвана. Следовательно, при воздействии на базу транзистора T_2 непрерывной последовательности импульсов кадровой синхронизации на выход схемы эти импульсы не проходят. Когда же на вход базы транзистора T_3 поступает стробирующий импульс длительностью три строки, причем положительный потенциал импульса достаточно велик, то транзистор T_3 отпирается, вследствие чего начинает проводить и транзистор T_2 . В этом случае кадровые синхроимпульсы усиливаются транзистором T_2 ; они выделяются на выходном резисторе R_1 и занимают место над шестью центральными уравнивающими импульсами. Такое объединение импульсов двух типов увеличивает крутизну передних фронтов импульсов кадровой синхронизации вследствие малого времени нарастания уравнивающих импульсов. Поскольку при объединении двух импульсов их амплитуды складываются, за схемой стробирования помещена схема ограничения, устраняющая любые выбросы амплитуды сигналов. Как показано на схеме, в ограничителе используется полевой транзистор T_4 с напряжением смещения, устанавливаемым таким образом, чтобы срезание пиков сигналов производилось на требуемом уровне. Одновременно схема ограничения инвертирует сигналы, поэтому на ее выходе они имеют полярность, соответствующую полярности импульсов на входах трех транзисторов.

6.11. Схемы объединения сигналов

После формирования различных сигналов синхронизации строчной и кадровой разверток необходимо их объединить с информативными сигналами изображения для получения полного видеосигнала, используемого для модуляции несущей. На рис. 6.12 показана типичная схема объединения сигналов. Полный сигнал синхронизации (строк и кадров) поступает на базу транзистора T_1 , причем усиленному сигналу на выходном резисторе импульсы стробирования помех не создают.

На базы транзисторов T_2 , T_3 и T_4 подается отрицательное напряжение смещения. Поэтому при поступлении видеосигнала на базу транзистора T_2 этот сигнал усиливается и выделяется на выходном нагрузочном резисторе. Однако при подаче на базу транзистора T_4 сигнала гашения с полярностью, противоположной

прямому (отрицательному) смещению, транзистор T_4 запирается. Поскольку транзисторы T_2 , T_3 и T_4 включены последовательно, запираение любого из них приводит к запираению двух других. По этой причине при подаче сигнала изображения на базу T_2 выходной сигнал отсутствует (этот сигнал нежелателен во время интервалов передачи импульсов гашения и синхронизации). Запираение транзистора T_4 и двух других, включенных с ним последовательно, приводит к появлению на выходном резисторе импульса гашения.

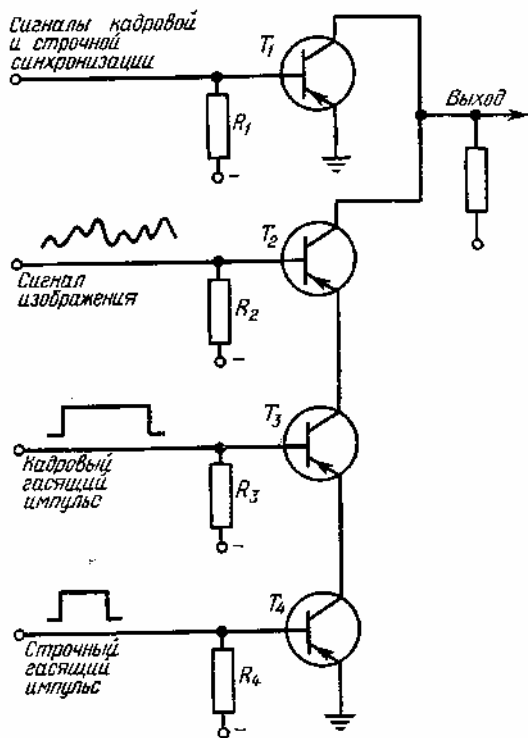


Рис. 6.12. Схема объединения синхронизирующих импульсов и сигнала изображения.

Аналогично этому при подаче кадрового гасящего импульса на базу транзистора T_3 прямое смещение этого транзистора уменьшается, и он запирается. И в этом случае имеет место разрыв цепи для последовательно включенных трех транзисторов, и на выходе схемы видеосигналы отсутствуют. Резкое уменьшение амплитуды на выходном резисторе соответствует кадровому гасящему импульсу.

Если на выходном резисторе появляются синхроимпульсы; строк или кадров, то они размещаются на гасящих импульсах, аналогично тому, как уравнивающие импульсы размещаются, на кадровом гасящем импульсе (см. рис. 6.9). Видеосигналы передаются между гасящими импульсами, поэтому в этой схеме осуществляется объединение полного видеосигнала. Обычно за схемой объединения следуют дополнительные усилители с тем, чтобы поднять напряжение полного видеосигнала до уровня, необходимого для модуляции несущей изображения.

Глава 7

ДЕМОДУЛЯТОРЫ И СХЕМЫ АРГ, АРУ И ДРУГИЕ

7.1. Детектор АМ-сигналов

В связных радиоприемных устройствах для выделения звуковых составляющих из амплитудно-модулированной ВЧ-несущей широко используется диодный детектор (демодулятор). Общий вид такой схемы приведен на рис. 7.1. Эта же схема используется для детектирования видеосигналов в телевидении, а также для получения напряжений автоматической регулировки громкости (АРГ) или автоматической регулировки усиления (АРУ).

Как показано на рис. 7.1, АМ-несущая с выхода резонансного контура подается через трансформатор на резонансную L_2C_1 -цепь детектора с высоким импедансом. Модулированная несущая представляет собой составной сигнал, содержащий несущую и боковые полосы (см. гл. 6 и 15). Твердотельный диод пропускает только положительные полуволны (импульсы) модулированных колебаний, и эти пульсирующие импульсы поступают на фильтрующую R_1C_2 -цепь (рис. 7.1). Далее изменения амплитуды пульсирующих импульсов преобразуются в низкочастотное напряжение, повторяющее звуковой или видеосигнал, который использовался

для модуляции несущей. Такие звуковые сигналы выделяются на резисторе R_1 и при помощи ползунка реостата (регулирующего громкость) через конденсатор C_3 подаются на усилитель. Разделительный конденсатор C_3 пропускает звуковые или НЧ-сигналы, а постоянная составляющая сигнала выделяется на этом конденсаторе.

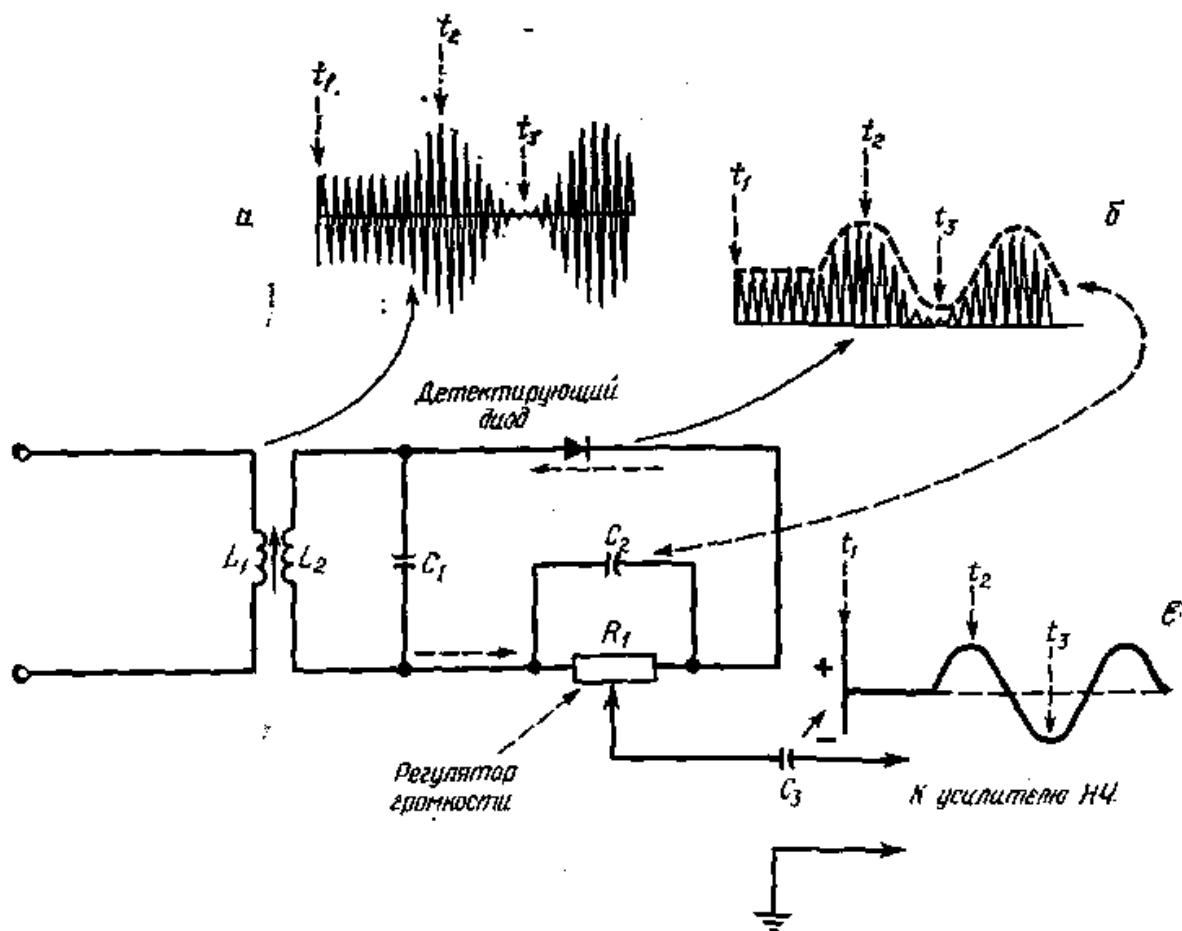


Рис. 7.1. Диодный детектор АМ-сигналов. а — модулированный радиочастотный сигнал от предшествующего ПЧ-усилителя; б — выпрямляющее действие диода; в — формирование огибающей фильтрующим конденсатором.

При немодулированной несущей сигналы, подаваемые на детектор, имеют неизменную амплитуду; в этом случае средний уровень напряжений пульсаций имеет неизменную величину, и на R_1 будет выделяться постоянное напряжение, что соответствует отсутствию звукового сигнала на выходе детектора. Если же амплитуда составного сигнала изменяется (рис. 7.1,а), то на выходе детектора появляются звуковые сигналы. Любой полуцикл входного сигнала положительной полярности соответствует полуциклу напряжения положительной полярности на обмотке L_2 , действующего от верхнего зажима обмотки к ее нижнему зажиму. Под воздействием этого напряжения диод отпирается и конденсатор C_2 заряжается до максимального значения амплитуды напряжения данной полуволны. Во время отрицательной полуволны входного сигнала диод закрыт и конденсатор начинает разряжаться через резистор R_1 . Однако постоянная времени $R_1 C_2$ устанавливается настолько большой, что до начала действия следующей положительной полуволны сигнала конденсатор разрядится не очень значительно. В случае если колебание второго положительного полупериода имеет более высокую амплитуду, то конденсатор зарядится до этого нового максимального значения амплитуды. Если же амплитуда поступающего сигнала уменьшается, то конденсатор заряжается до этого меньшего значения амплитуды полуволны. Поэтому C_2 ведет себя как конденсатор фильтра и преобразует радиочастотное пульсирующее колебание в низкочастотное колебание, амплитуда которого изменяется в соответствии с изменением амплитуды звукового сигнала (даже наивысшая составляющая частоты такого колебания много ниже частоты радиочастотного колебания несущей). Пульсирующее радиочастотное колебание показано на рис. 7.1,б, а выделяемое на резисторе R_1 колебание звуковой частоты — на рис. 7.1, в.

Детектор, схема которого приведена на рис. 7.1, может работать в качестве приемника без каких-либо дополнительных схем, если выводы антенны соединить с выводами обмотки L_2 , а резистор R_1 заменить головным телефоном. Однако без предварительного усиления АМ-несущей или дополнительного усиления звуковых сигналов принимаемые сигналы довольно слабые, причем избирательность и усиление оказываются минимальными. Тем не менее сигналы местных (близких) станций могут прослушиваться в телефоне с

достаточной громкостью.

7.2. Регенеративный детектор

В схеме регенеративного детектора применяется катушка обратной связи для передачи части усиленного сигнала на вход схемы; здесь используется положительная (регенеративная) обратная связь. Регенеративный детектор находит применение в основном в радилюбительских и портативных коротковолновых приемниках. Он обеспечивает хорошую избирательность и высокую чувствительность и по своим характеристикам сопоставим с диодным детектором вместе с каскадом радиочастотного усилителя. К недостаткам регенеративного детектора относятся неустойчивость режима усиления, если регенерация происходит слишком близко к точке генерации. Кроме того, при работе в режиме свободных колебаний имеет место излучение сигнала. Это излучение приводит к появлению в близко расположенных приемниках нежелательных шумов.

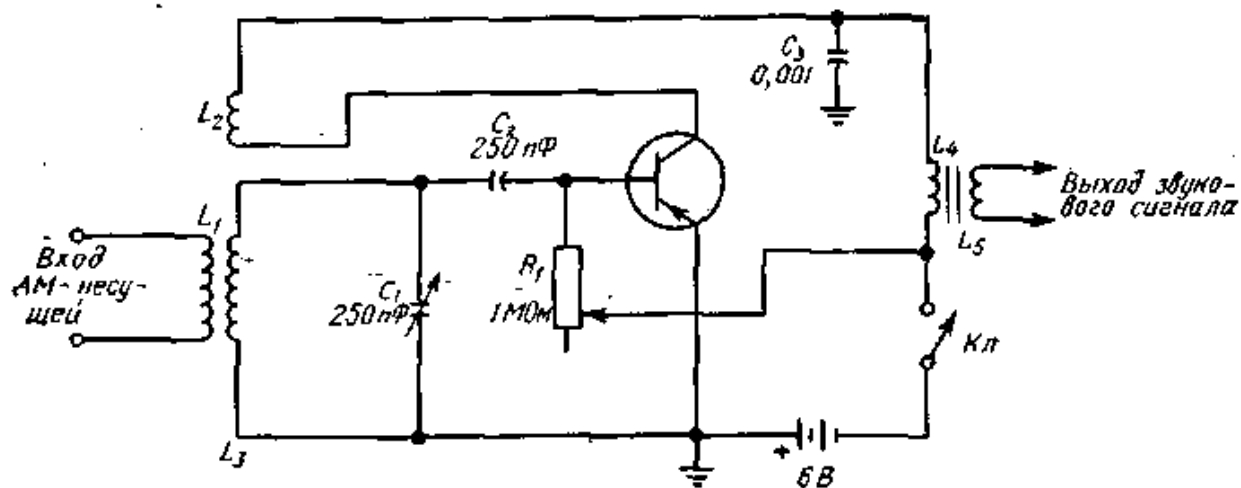


Рис. 7.2. Регенеративный детектор.

На рис. 7.2 показана схема регенеративного детектора на транзисторе. Поступающий АМ-сигнал подается на резонансный контур через трансформатор, образованный обмотками L_1 и L_3 . Транзистор включен по обычной схеме с заземленным эмиттером, и детектирование (выпрямление) осуществляется на участке база — эмиттер, который ведет себя подобно обычному детектирующему диоду. Изменяющийся базовый ток транзистора оказывает соответствующее воздействие на ток коллектора, поскольку транзистор работает в режиме усиления.

Звуковой сигнал выделяется на обмотке L_4 , а при помощи обмотки L_5 он подается на каскад усиления сигналов звуковой частоты. Составляющие радиочастотного сигнала, действующие в цепи коллектора, отфильтровываются конденсатором C_3 , оказывающим очень низкое емкостное сопротивление радиочастотным сигналам. Часть энергии радиочастотных сигналов благодаря трансформаторной связи между обмотками L_2 и L_3 передается во входной резонансный контур. Фазировка обмотки L_1 устанавливается такой, чтобы сигнал обратной связи находился в фазе с напряжением входного сигнала, поступающего во входной резонансный контур. При выполнении этого условия сигналы обратной связи усиливают входные сигналы и коэффициент усиления схемы увеличивается.

Катушку индуктивности L_2 обычно называют катушкой обратной связи. Коэффициент связи между L_2 и L_3 можно изменять для регулировки степени обратной связи. Возможно также зафиксировать положение катушки L_2 , а коэффициент обратной связи регулировать переменным резистором R_1 . Как и в случае диодного детектора, рассмотренного ранее, на вход регенеративного детектора могут подаваться сигналы от каскада предварительного усиления радиочастотных сигналов или непосредственно от резонансной цепи антенны. Вместо L_4 может использоваться телефон.

Если при помощи резистора R_1 постепенно увеличивать положительную обратную связь, то можно достигнуть точки максимальной эффективности, которая находится чуть ниже точки самовозбуждения приемника, который переходит в режим работы с незатухающими колебаниями. Если это происходит, то приемник генерирует свой собственный сигнал, искажающий радиоприем.

Однако режим автоколебаний используется для приема телеграфных сигналов типа кода Морзе, которые являются немодулированными (точнее, колебания немодулированной несущей периодически прерываются для представления точек и тире кода). При приеме таких сигналов регенеративным детектором возникает процесс гетеродинирования: вследствие биений входящих сигналов с генерируемыми сигналами образуется новое колебание, имеющее разностную частоту. При нулевом биении, когда входящий и генерируемый сигналы имеют одну и ту же частоту, разностного сигнала не образуется. При увеличении разности частот двух сигналов частота звукового сигнала также увеличивается. Поэтому если частота входящего сигнала 3000

кГц, а частота генерируемого сигнала 3000,5 кГц, то образуется звуковой тон разностной частоты 500 Гц.

Детектор, работающий в режиме незатухающих колебаний, называется *автодинным детектором*. Если используются диоды-или другие детекторы, в которых для возбуждения автоколебаний обратная связь не применяется, то для приема непрерывных немодулированных кодовых сигналов необходимо применять отдельный генератор для подачи генерируемых им сигналов на детектор.

7.3. Фазовый детектор

Схему фазового детектора, показанную на рис. 7.3, нельзя отнести к схемам типа демодулятора, как две предыдущие схемы. Эта схема детектирует разность фаз двух сигналов, так что при наличии разности фаз могут быть приняты определенные меры по корректированию (см. разд. 4.6, 6.6, 6.7, 15.2 и 15.3). Фазовый детектор часто называют также *фазовым дискриминатором* или *частотным компаратором*. Схема фазового детектора, показанная на рис. 7.3, близка к схеме дискриминатора (демодулятора) ЧМ-сигналов, изображенного на рис. 7.5, а их основные рабочие характеристики практически идентичны. Поэтому анализ схемы, данный в этом разделе, применим и к схеме, показанной на рис. 7.5. В демодулирующей системе (рис. 7.5) индуктивность L_4 связана с L_5 т. е. она не является вторичной обмоткой трансформатора L_4L_5 , как это имеет место в схеме, изображенной на рис. 7.3.

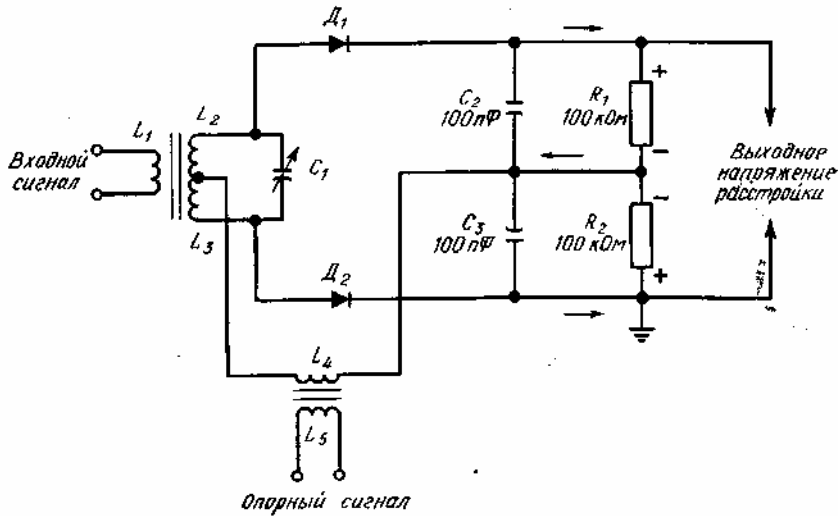


Рис. 7.3. Фазовый детектор.

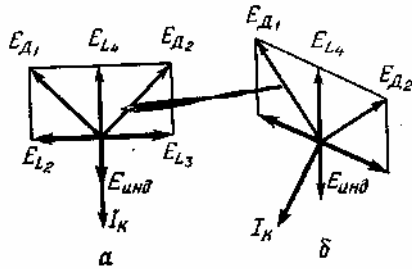


Рис. 7.4. Векторные диаграммы фазового детектора.

Подлежащий анализу сигнал прикладывается к входной обмотке L_1 и трансформируется во вторичную обмотку, состоящую из $L_2 - L_3$. Вторичная обмотка шунтируется конденсатором переменной емкости C_1 , благодаря чему образуется параллельный резонансный контур, настроенный на частоту контрольного (опорного) сигнала, который прикладывается к первичной обмотке L_5 трансформатора и наводится на L_4 .

Если оба сигнала имеют одинаковые частоты, то при хорошей балансировке системы прикладываемые к диодам сигналы одинаковы. В этом случае токи диодов протекают в направлениях, показанных на рис. 7.3 стрелками, создавая выпрямленный сигнал. Каждый диод проводит через полупериод, вследствие чего через диоды протекают пульсирующие токи. Однако пульсации напряжения на резисторах R_1 и R_2 сводятся к минимуму благодаря фильтрующему действию конденсаторов C_2 и C_3 , так что через R_1 и R_2 протекают практически постоянные токи. Вследствие использования центрального отвода в обмотке $L_2 - L_3$ и равенства резисторов R_1 и R_2 падения напряжений на этих выходных резисторах равны и противоположны по знаку; поэтому при равенстве частот сигналов выходное напряжение равно нулю.

Работу схемы легче всего понять из анализа фазовых соотношений в рассматриваемом компараторе. На векторной диаграмме, приведенной на рис. 7.4, а, показаны соотношения фаз напряжений при равенстве частот обоих входных сигналов, когда входной колебательный контур находится в состоянии резонанса. В этом случае действующая в контуре индуцированная э. д. с. $E_{инд}$ изменяется в фазе с током I_K , протекающим через элементы

(активные и реактивные) контура. Такое положение обусловлено тем, что при резонансе реактивное емкостное сопротивление контура равно по величине и обратно по знаку индуктивному реактивному сопротивлению контура; эти сопротивления компенсируются, так что контур имеет лишь активное сопротивление. Поэтому между э. д. с., действующей в контуре, и током контура нет ни опережения, ни отставания.

Напряжение опорного сигнала $E_{L\pm}$ на вторичной обмотке L_4 сдвинуто по фазе на 180° относительно индуцированной э. д. с. $E_{инд}$. Поэтому E_{L4} показано на рис. 7.4, а в виде вектора, направленного противоположно вектору $E_{инд}$.

Поскольку катушка L_4 связана с входом и выходом системы, каждый диод подвержен воздействию двух сигналов: опорного и входного. Однако общее напряжение на каждом диоде является не арифметической, а векторной суммой напряжений сигналов. Это объясняется тем, что падение напряжения E_L на нижней половине вторичной обмотки, отсчитываемое от средней точки этой обмотки, опережает на 90° ток I_K , протекающий через эту часть обмотки, по этой же причине падение напряжения E_{L2} на верхней половине вторичной обмотки, также отсчитываемое от средней точки этой обмотки, должно отставать от вектора I_K на 90° ; таким образом, при резонансе напряжение E_{D1} на диоде D_1 равно векторной сумме E_{L4} и E_{L2} , а напряжение E_{D2} на диоде D_2 равно векторной сумме E_{L4} и E_{L3} . Напряжения E_{D1} и E_{D2} показаны на рис. 7.4, а в виде диагоналей параллелограммов.

Если входной сигнал на L_1 отличается от опорного сигнала на L_5 , то фазовые соотношения сигналов в рассматриваемом компараторе изменяются, в результате чего один из диодов проводит лучше другого. Поэтому падение напряжения на одном из выходных резисторов становится больше падения напряжения на другом резисторе и их суммарное падение напряжение перестает быть равным нулю, причем его величина и полярность зависят от разности этих падений напряжений.

При изменении частоты входного сигнала колебательный контур $(L_2 - L_3)C_1$ выходит из резонанса и ток I_K во вторичной обмотке не изменяется в фазе с э. д. с. $E_{инд}$. Это объясняется тем, что колебательный контур на частоте выше или ниже резонанса имеет индуктивное или емкостное сопротивление. Если ток отстает от э. д. с. $E_{инд}$, то векторная диаграмма принимает вид, показанный на рис. 7.4,б. Но между I_K и E_{L2} или E_{L3} сохраняется разность фаз, равная 90° . В результате этого напряжение на диоде D_1 увеличивается, а на диоде D_2 уменьшается. В этом случае диоды проводят неодинаково, и на выходе компаратора появляется напряжение.

Изменение частоты входного сигнала в другом направлении приводит к увеличению E_{D2} и уменьшению E_{D1} . Появляется выходное напряжение, полярность которого противоположна полярности напряжения, образующегося в предыдущем случае.

7.4. Дискриминатор ЧМ-сигналов

Одним из наиболее ранних типов детектора частотно-модулированных сигналов является *дискриминатор*, схема которого показана на рис. 7.5. Его все еще можно встретить в некоторых приемниках, хотя для демодуляции ЧМ-сигналов чаще используется детектор отношений (ratio detector). Описание этого детектора дается в разд. 7.5.

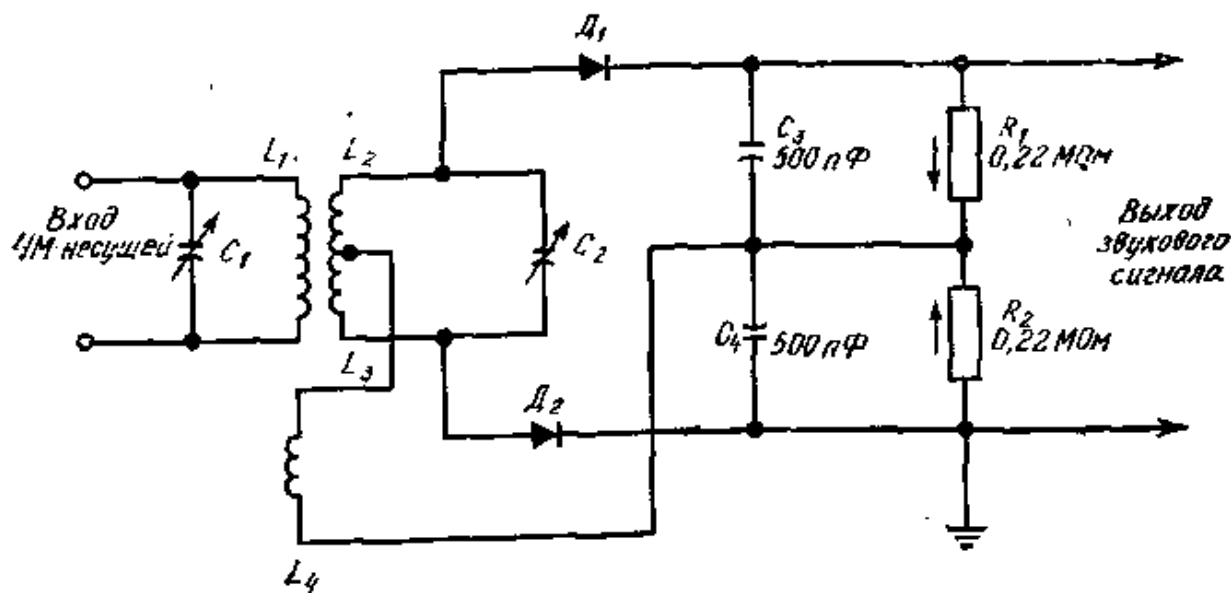


Рис. 7.5. Дискриминатор ЧМ-сигналов.

В схеме, изображенной на рис. 7.5, ЧМ-несущая (от каскадов усиления ПЧ) поступает на L_1 и наводит напряжение во вторичной обмотке L_4 . Часть входного сигнала при помощи обмотки L_5 подается на выход

схемы дискриминатора. Другой способ отвода части сигнала предполагает отказ от L_4 и связь с L_1 через последовательно включенный конденсатор.

Если поступающая на вход несущая не модулирована, схема является симметричной и через каждый диод проходит ток одинаковой величины. Диоды проводят по очереди, т. е. D_1 проводит в тот полупериод, когда сигнал на верхнем выводе обмотки L_2 положительный, а на нижнем выводе обмотки L_3 отрицательный. Диод D_2 проводит в другой полупериод сигнала. Вследствие этого токи поочередно (в зависимости от частоты: сигнала несущей) протекают через резисторы R_1 и R_2 в направлениях, показанных стрелками. Конденсаторы C_3 и C_4 разряжаются через резисторы и благодаря этому обеспечивают фильтрацию радиочастотных составляющих. Результатом этого является преобразование пульсирующих колебаний в постоянные напряжения на резисторах.

Поскольку полярности напряжений на R_1 и R_2 противоположны, то при равенстве падений напряжений на резисторах напряжение на выходных зажимах равно нулю. Если частота ЧМ-несущей изменяется, то вследствие нарушения баланса схемы один из диодов проводит лучше другого. Если, например, диод D_1 проводит сильнее диода D_2 , то падение напряжения на R_1 увеличивается и на выходе схемы появляется напряжение, причем верхний зажим находится под положительным потенциалом, а нижний — под отрицательным. Если частота несущей изменилась в противоположном направлении, то диод D_2 проводит сильнее диода D_1 падение напряжения на R_2 увеличивается, а на R_1 уменьшается. В этом случае результирующая разность потенциалов на выходных зажимах имеет обратную полярность. Поэтому, если модулированная частота несущей отклоняется вверх или вниз относительно номинального (среднего) значения, то детектор формирует на выходе низкочастотный сигнал, положительный и отрицательный полупериоды которого представляют один период звуковой частоты. При ЧМ частота несущей отклоняется выше и ниже средней частоты со скоростью, пропорциональной частоте звукового сигнала. Величина отклонения определяется амплитудой звукового модулирующего сигнала. Поэтому на выходе детектора образуется звуковая составляющая ЧМ-сигнала несущей.

Разбаланс схемы, вызванный девиацией частоты ЧМ-несущей, является результатом изменений фаз между поступающими сигналами и сигналами, наводимыми на L_4 . Векторные диаграммы для таких разностей фаз рассматривались в разд. 7.3, где аналогичная схема используется для целей контроля и коррекции по частоте и фазе радиочастотной несущей. ЧМ-детектор типа дискриминатора чувствителен также и к изменениям амплитуды и поэтому будет детектировать АМ-сигналы (такие, как шумы) на ЧМ-несущей. Следовательно, перед подачей на дискриминатор сигналы ЧМ-несущей необходимо ограничивать. Это осуществляется при помощи ограничителей напряжения, которые срезают амплитуду сигнала выше определенного уровня (см. гл. 11).

7.5. Детектор отношений ЧМ-сигналов

Детектор отношений частотно-модулированных сигналов (рис. 7.6) имеет преимущество перед дискриминатором: перед детектором не требуется устанавливать каскад ограничения, поскольку детектор отношений нечувствителен к амплитудной модуляции. По сравнению со схемой дискриминатора (рис. 7.5) диоды детектора отношений включены в одном направлении. Токи через резисторы R_1 и R_2 не разветвляются в средней точке, а имеют одинаковое направление, показанное стрелками. Поэтому при наличии немодулированной несущей оба диода проводят во время отрицательной полуволны напряжения на вторичной обмотке, получаемого при подаче входного сигнала на L_1 (если бы оба диода были включены в обратном направлении, функции схемы были теми же, за исключением того что диоды проводили бы во время положительной полуволны напряжения на вторичной обмотке). Когда оба диода находятся в состоянии проводимости, на резисторах R_1 и R_2 образуется почти постоянное выходное напряжение, так как в моменты запирания диодов конденсаторы C_3 и C_4 разряжаются через резисторы, обеспечивая фильтрацию переменных составляющих пульсаций постоянного напряжения, образуемых из-за периодического отпираания и запираания диодов.

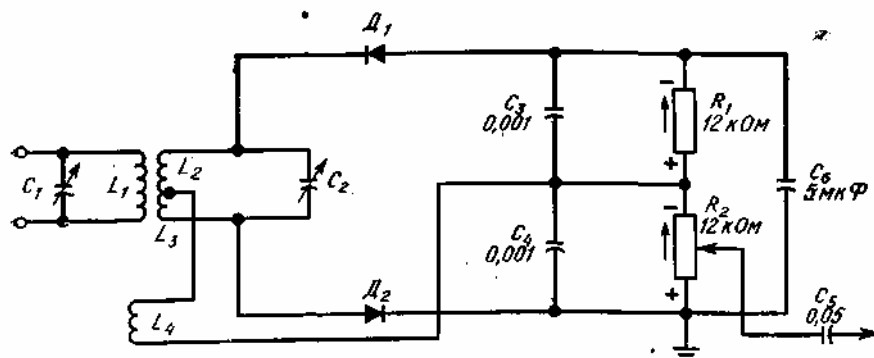


Рис. 7.6. Детектор отношений ЧМ-сигналов.

Если поступающая несущая модулирована по частоте, вследствие чего ее частота отклонена от средней

частоты, один диод будет проводить сильнее другого, как это описано в разд. 7.3 и 7.4 для схем фазового детектора и дискриминатора.

Предположим, например, что немодулированная несущая вызывает падение напряжения на каждом выходном резисторе, равное 2 В. Тогда напряжение на двух резисторах, включенных последовательно, равно 4 В. Предположим также, что частота несущей отклоняется от средней частоты так, что диод D_1 проводит слабее диода D_2 , в результате чего напряжение на R_1 может уменьшиться до 1 В, а на R_2 — увеличиться до 3 В. Общее падение напряжения на двух резисторах останется равным 4 В, в то время как напряжение на каждом резисторе изменяется. Аналогично при отклонении частоты в другом направлении диод D_2 проводит слабее D_1 и падение напряжения на R_2 уменьшается до 1 В, а на R_1 увеличивается до 3 В. И в этом случае общее напряжение остается равным 4 В, однако напряжение на каждом резисторе изменяется. Это означает, что изменяется соотношение напряжений, причем сигнал звуковой частоты можно снимать с любого резистора, а не с обоих, как в случае дискриминатора.

Емкость шунтирующего конденсатора C_6 гораздо больше емкости конденсатора C_3 или C_4 . Поэтому конденсатор C_6 , заряженный до полного напряжения, падающего на последовательно включенных резисторах, противодействует любому неожиданному изменению напряжения. Вследствие таких характеристик заряда конденсатор C_6 эффективно ослабляет резкие выбросы напряжения, а также другие АМ-сигналы, наложенные на ЧМ-несущую.

7.6. Схема ослабления звуковых сигналов более высоких частот

Для компенсации действия схемы предварительной коррекции, введенной в процессе модуляции (см. разд. 6.8), между демодулятором и усилителем сигналов звуковой частоты в приемниках ЧМ-сигналов устанавливают специальную схему, компенсирующую постепенный подъем уровня звуковых сигналов более высоких частот с тем, чтобы они стали пропорциональными уровням сигналов, поступающих на микрофон передающей станции.

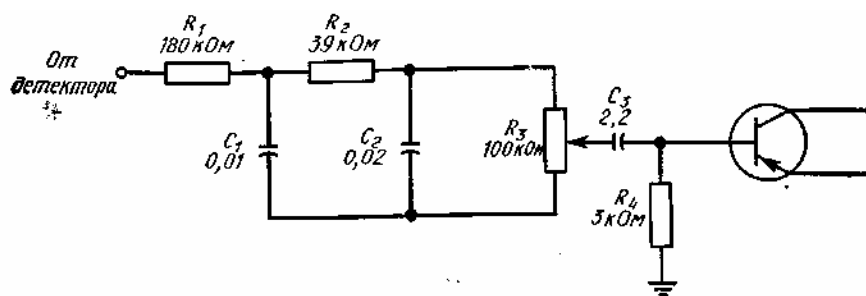


Рис. 7.7. Схема ослабления звуковых сигналов более высоких частот.

На рис. 7.7 приведена схема компенсации такого подъема амплитуд. По существу схема ведет себя как фильтр нижних частот, поскольку шунтирующее действие конденсаторов C_1 и C_2 возрастает для более высокочастотных составляющих сигнала. Последовательно включенные резисторы R_1 и R_2 вместе с шунтирующими конденсаторами имеют постоянную времени, соответствующую постоянной времени схемы предварительной коррекции, используемой в процессе модуляции. Конденсатор C_3 является обычным конденсатором связи, а резистор R_3 — регулятором громкости.

Схема, показанная на рис. 7.7, может быть упрощена путем исключения элементов R_2 и C_2 и изменения значений R_1 и C_1 таким образом, чтобы они имели требуемую постоянную времени. Однако для получения более плавного линейного перехода предпочтительнее схема, показанная на рис. 7.7.

7.7. Видеодетектор

На рис. 7.8 показана типичная схема диодного видеодетектора, используемая в черно-белых телевизионных приемниках. В этой схеме полный видеосигнал с выхода последнего каскада усилителя промежуточной частоты (УПЧ) поступает на первичную обмотку L_1 трансформатора. Индуктивность этой обмотки вместе с емкостью схемы составляет резонансную цепь на промежуточной частоте сигнала. Емкость, необходимая для получения резонанса, может быть образована из емкостей монтажа, внутренних емкостей между выводами транзистора и других паразитных емкостей. (Сигналы ПЧ находятся в области частот около 40 МГц и имеют характеристики, аналогичные характеристикам других ВЧ-сигналов.)

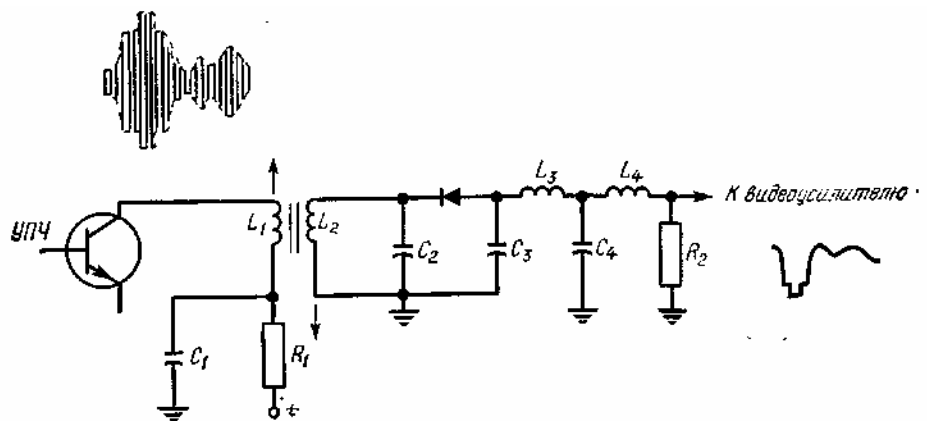


Рис. 7.8. Видеодетектор.

Сигнал ПЧ через трансформатор L_1L_2 прикладывается к диодному детектору. В течение полупериода ПЧ, соответствующего положительному потенциалу верхнего вывода обмотки L_2 , диод заперт, так как в это время к нему прикладывается напряжение обратной полярности. Однако при отрицательной полярности напряжения ПЧ, когда верхний вывод обмотки L_2 находится под отрицательным потенциалом, диод оказывается в проводящем состоянии.

При открытом диоде электроны проходят через диод и нагрузочный резистор R_2 и замыкаются через землю на нижний вывод обмотки L_2 . Поэтому на резисторе R_2 имеет место падение напряжения, т. е. (см. рис. 7.8) начинается формирование детектированного видеосигнала. Падение напряжения на R_2 пропорционально амплитуде поступающего полного видеосигнала, который выпрямляется во время процесса детектирования. Емкостная цепь, шунтирующая резистор R_2 , фильтрует пульсирующее напряжение, получающееся в процессе выпрямления, и огибающая этих пульсаций сигнала образует детектированный видеосигнал. Емкость этой цепи достаточна для фильтрации пульсирующего радиочастотного сигнала, но слишком мала для сглаживания изменений напряжения на частотах ниже 5 МГц.

В дополнение к процессу детектирования в этой схеме происходит также процесс гетеродинирования (смешения). Если, например, ПЧ звукового сигнала составляет 41,25 МГц, а ПЧ сигнала изображения 45,75 МГц, то в результате смешения получается сигнал *разностной частоты* 4,5 МГц. Этот сигнал затем подается на отдельный канал ПЧ звука и демодулируется детектором ЧМ-сигналов (таким, как детектор отношений, описанный в разд. 7.5). Катушки индуктивности L_3 и L_4 способствуют подавлению сигналов частот существенно выше 4,5 МГц, хотя часто они рассчитаны так, чтобы пропускать сигналы верхнего участка видеочастотного диапазона (для подъема частотной характеристики на этом участке с целью обеспечения воспроизведения мелких деталей на экране кинескопа).

Настройка связи между катушками L_1 и L_2 часто упрощается применением регулируемых сердечников (на рис. 7.8 регулировка обозначена стрелками, расположенными около этих катушек). Такие сердечники позволяют осуществлять настройку на частоты, обеспечивающие оптимальную полосу пропускания. Конденсатор C_1 и резистор R_1 образуют цепь развязки сигнала от источника питания. Величина сопротивления резистора R_1 выбирается с учетом получения нужного коллекторного напряжения транзистора УПЧ. Конденсатор C_1 , шунтирующий источник питания, одновременно замыкает цепь сигнала через эмиттерную цепь транзистора УПЧ. Как показано в разд. 1.6, такое блокирование питающего источника применяется в усилителях любого типа.

На рис. 7.9 приведена схема демодулирующей системы для цветных телевизионных приемников. Сигналы ПЧ с коллектора последнего каскада УПЧ подаются на диодный детектор сигналов звукового сопровождения частотой 4,5 МГц, а также на видеодетектор. Поскольку в схеме имеются заграждающие фильтры, предназначенные для сведения к минимуму помех на экране кинескопа, сигналы звукового сопровождения также ослабляются, поэтому здесь используют отдельную схему детектора звука (см. гл. 3 и 5). В детекторе сигналов звукового сопровождения ПЧ-сигналы изображения и звука смешиваются для получения нового ПЧ-сигнала частотой 4,5 МГц (в черно-белом приемнике этот сигнал частотой 4,5 МГц получается в видеодетекторе).

Сигналы, направляемые на диодный видеодетектор, демодулируются, так что выделяются видеосигналы, используя которые получают телевизионное изображение. Перед видеодетектором находится заграждающий фильтр на промежуточную частоту сигналов звукового сопровождения 41,25 МГц, предназначенный для сведения к минимуму помех, которые могли бы вызвать эти сигналы при их попадании на кинескоп. Конденсатор C_6 и катушка L_2 образуют последовательную резонансную цепь на частоте 41,25 МГц; вследствие низкого полного сопротивления этой цепи на резонансной частоте сигналы этой частоты шунтируются. Конденсатор связи C_2 блокирует источник напряжения, питающий коллектор через резистор R_3 , а индуктивный элемент является обычной последовательно включенной корректирующей катушкой каскада усиления видеосигналов (см. рис. 1.12 и соответствующие пояснения).

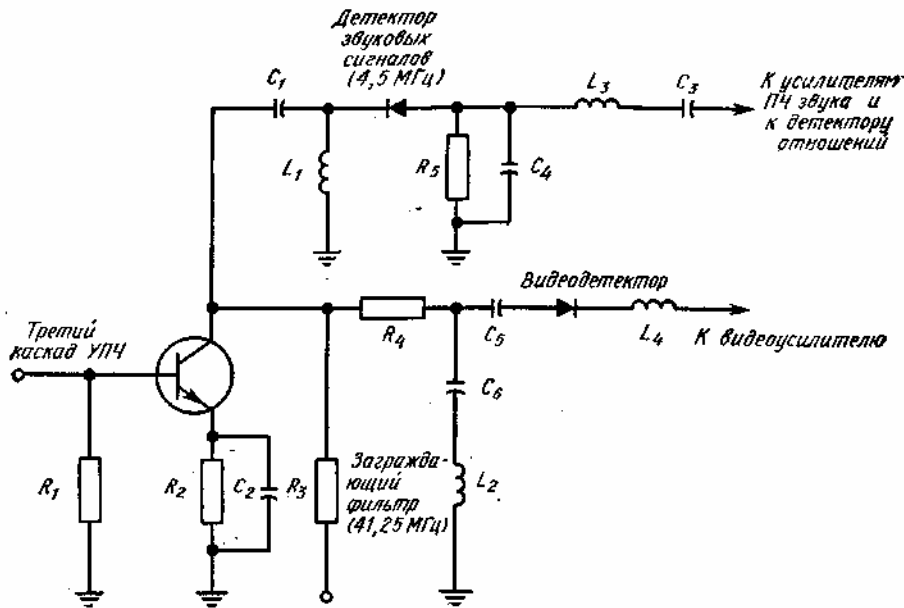


Рис. 7.9. Демодулятор цветного телевизионного приемника.

7.8. Автоматическая регулировка громкости

Схема автоматической регулировки громкости (АРГ) широко используется в радио- и других связанных приемниках для обеспечения относительно постоянного уровня громкости на выходе независимо от уровня принимаемого сигнала. Выходной уровень громкости, поддерживаемый системой АРГ, устанавливается регулятором громкости. Когда приемник перестраивают со станции с высоким уровнем сигнала на удаленную станцию с низким уровнем сигнала, разность амплитуд поступающих сигналов будет автоматически выравниваться, так же, впрочем, как и в случае, если имеет место явление замирания сигнала. Системы АРГ работают в широком диапазоне изменений уровней принимаемых сигналов, хотя при приеме очень мощных сигналов местной станции и очень слабых сигналов удаленной станции диапазон корректирования этой системы может оказаться недостаточным.

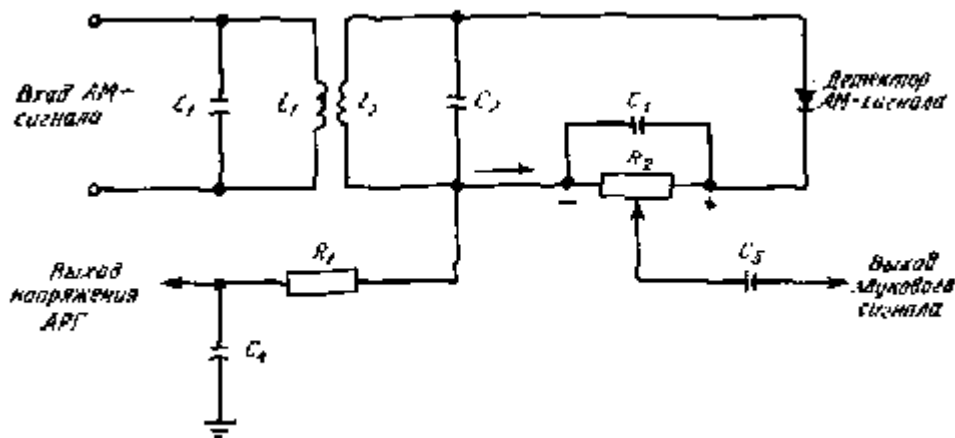


Рис. 7.10. Схема автоматической регулировки громкости.

Системы автоматической регулировки громкости обеспечивают уровень смещения для транзисторов в каскадах радиочастоты и ПЧ в зависимости от уровня поступающего сигнала. Поэтому при приеме мощного сигнала смещение автоматически изменяется и соответственно уменьшаются коэффициенты усиления каскадов усиления, корректируя тем самым уровень выходного сигнала. Аналогично этому при приеме слабых сигналов смещение изменяется таким образом, что коэффициент усиления каскадов повышается, выравнивая тем самым низкий уровень сигнала.

На рис. 7.10 показана типичная схема АРГ. Амплитудно-модулированный сигнал поступает в детектор через два индуктивно связанных контура — входной (L_1C_1) и выходной (L_2C_2). Детектор АМ-сигналов работает так, как было описано выше. Диод выпрямляет радиочастотный сигнал, причем электроны протекают в

направлении, показанном стрелкой; ток течет в обратном направлении. Конденсатор C_3 отфильтровывает высокочастотные составляющие однополярных импульсов тока, протекающих через диод, вследствие чего через резистор R_2 протекает ток звуковой частоты. Звуковой сигнал через конденсатор C_5 поступает на базу первого транзисторного усилителя звуковой сигнал.

Выделяемое на резисторе R_2 отрицательное напряжение (его полярность указана на рис. 7.10) через резистор R , отводится для использования схемой АРГ в качестве напряжения смещения. Такое напряжение смещения не должно иметь составляющих сигнала звуковых частот, поэтому резистор R_1 и конденсатор C_4 образуют сглаживающий фильтр, подавляющий колебания звуковой частоты. Емкость конденсатора C_4 должна быть достаточно велика для шунтирования составляющих звуковых частот.

Если для функционирования АРГ требуется напряжение смещения положительной полярности, то диод детектора, показанного на рис. 7.10, включается в обратном направлении, что изменяет в свою очередь направление движения электронов и полярность напряжения на резисторе R_2 . При настройке на мощную станцию образующееся при этом напряжение смещения должно уменьшить коэффициент усиления каскадов. При этом следует учитывать, что если в каскаде усиления на радиочастоте и ПЧ используются я — р — п-транзисторы, то нормальное напряжение смещения, подаваемое в цепь базы, должно быть положительным по отношению к эмиттеру; в случае же использования р-п-р-транзисторов на базу подается отрицательное напряжение относительно эмиттера. Поскольку уменьшение прямого напряжения смещения биполярного транзистора приводит к уменьшению его проводимости, для снижения коэффициента усиления в случае п — р-п-транзисторов регулирующее напряжение смещения, снимаемое с выхода АРГ, должно уменьшать прямое смещение базы транзистора, т. е. делать его менее положительным (см. также гл. 3 и рис. 3.3 и 3.4).

Функционально схема АРГ аналогична схемам АРУ (автоматической регулировки усиления), используемым в телевизионных приемниках (см. разд. 7.9). В схемах АРУ регулируется амплитуда видеосигнала, поэтому термин «автоматическая регулировка громкости» здесь не применим. В некоторых радиоэлектронных устройствах, используемых в промышленности, применяются подобные схемы, однако их называют схемами *автоматической регулировки уровня* или *автоматической регулировки амплитуды сигнала*. Функционально они схожи со схемами АРГ и АРУ, которые рассматриваются в данной главе.

7.9. Основная схема АРУ

Схемы АРУ используются в телевизионных приемниках для поддержания постоянного уровня сигнала изображения, установленного регулятором контрастности приемника. Как и в случае схем АРГ, схемы АРУ формируют напряжение смещения в зависимости от уровня сигналов радиочастотной несущей; это напряжение прикладывается к радиочастотным и ПЧ-каскадам приемника.

На рис. 7.11 изображена наиболее простая схема АРУ. На этой схеме видеосигнал поступает с каскада видеодетектора. При показанной полярности включения диод D_1 проводит ток в направлении, указанном стрелкой, и заряжает конденсатор C_1 до максимального значения амплитуды синхроимпульсов, размещаемых на гасящих импульсах. Во время проводящего состояния диода D_1 вследствие весьма малой постоянной времени зарядной цепи происходит быстрый заряд конденсатора C_1 . По окончании гасящего импульса передаются видеосигналы меньшей амплитуды и диод D_1 оказывается запертым. Так как при запертом диоде постоянная времени разряда R_1C_1 конденсатора C_1 весьма велика, то конденсатор остается почти полностью заряженным в течение интервала времени между синхроимпульсами.

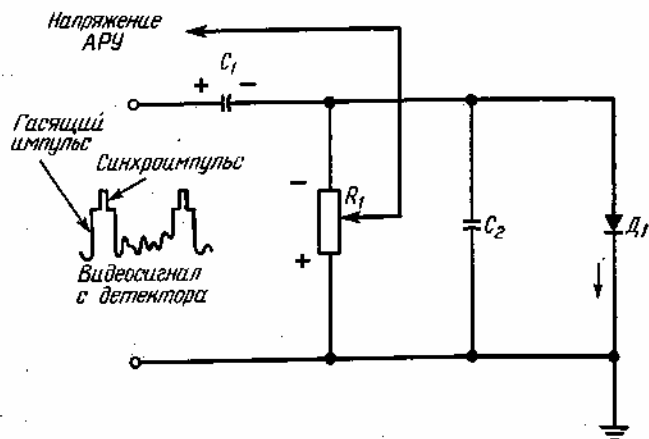


Рис. 7.11. Основная схема АРУ.

Конденсатор C_1 , весьма медленно разряжающийся через резистор R_1 , создает на нем падение напряжения указанной на рис. 7.11 полярности. Часть этого напряжения образует напряжение смещения АРУ, которое прикладывается к радиочастотным и ПЧ-каскадам усиления. Величина смещения для принимаемых сигналов среднего уровня может устанавливаться при помощи движка переменного резистора R_1 . Так как во время передачи амплитуда синхроимпульсов поддерживается постоянной, то образуемое напряжение смещения имеет

неизменную величину. При настройке на отдаленную станцию с более слабым сигналом амплитуда синхроимпульсов уменьшается и на резисторе R_i образуется отрицательное напряжение смещения более низкого уровня. Это приводит к уменьшению обратного смещения, прикладываемого к радиочастотным и ПЧ-усилителям, что вызывает увеличение коэффициента передачи слабого входного сигнала. Если осуществлена настройка на станцию с мощным сигналом, образуется обратное смещение большей величины, в результате чего коэффициент передачи радиочастотных и ПЧ-каскадов понижается. За счет этого обеспечиваются выравнивание амплитуд видеосигналов, подаваемых на кинескоп, и регулировка степени контрастности.

В описываемой системе АРУ настройка на отдаленную станцию вызывает *уменьшение* напряжения смещения. Такое уменьшение приводит к увеличению коэффициента усиления полевых МОП-транзисторов, работающих в режиме обеднения носителей, когда ток стока протекает при отсутствии смещения, и к уменьшению при увеличении смещения. Для транзисторов других типов увеличение прямого смещения вызвало бы увеличение коэффициента усиления и возрастание тока. Однако для получения лучших характеристик, лучшей стабильности и увеличения чувствительности предпочитают использовать ключевую схему АРУ.

7.10. Ключевая схема АРУ

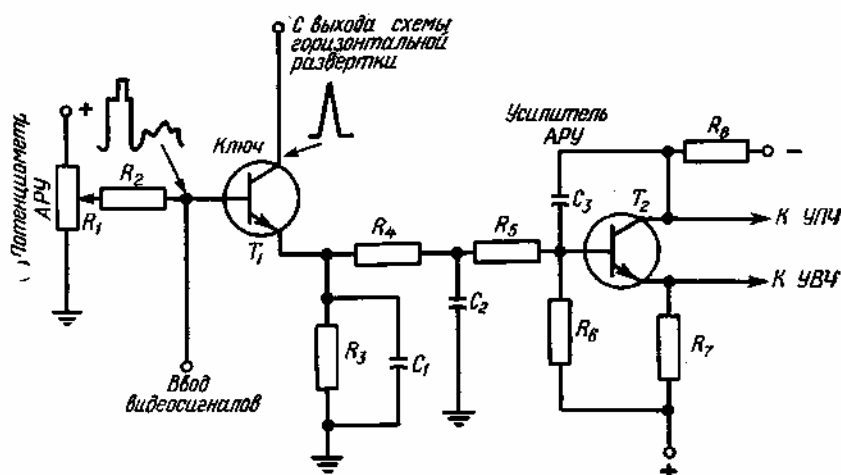


Рис. 7.12. Ключевая схема АРУ.

Ключевым схемам АРУ отдают предпочтение перед основной схемой, описанной в разд. 7.9, по той причине, что они обеспечивают лучшие, рабочие характеристики. Ключевая схема АРУ характеризуется более высоким отношением сигнал/шум и более быстрой реакцией на изменение амплитуды сигнала. В ключевой схеме АРУ (рис. 7.12) используются два транзистора, один из которых служит в качестве ключа, а другой — как усилитель. При применении $n-p-n$ -транзистора оба импульса, подаваемых на транзистор T_1 , должны иметь положительную полярность. Это обусловлено тем, что движок переменного резистора (потенциометра) R_1 устанавливается таким образом, что при отсутствии входных сигналов транзистор T_1 заперт. Поскольку к коллектору транзистора не подводится постоянного напряжения для создания отрицательного обратного смещения его коллекторного перехода, необходимого для нормальной работы открытого транзистора, импульс, подаваемый на коллектор, должен иметь положительную полярность. Аналогично этому, если при наличии напряжения прямого смещения, снимаемого с резистора R_1 , транзистор все же остается закрытым, то для его отпирания на базу транзистора следует подать сигнал положительной полярности. Следовательно, для отпирания транзистора T_1 оба положительных импульса, подаваемых на транзистор, должны поступать одновременно.

Движок потенциометра R_1 устанавливается таким образом, чтобы только при воздействии синхроимпульсов, поступающих на базу транзистора T_1 , создавалось прямое смещение, достаточное для открывания транзистора при условии, что потенциал коллектора положительный. Поэтому при подаче положительных импульсов на коллектор транзистор T_1 периодически открывается с частотой гасящих импульсов (15750 Гц для черно-белых приемников и 15734 Гц для цветных). Эмиттерный ток транзистора T_1 поступает на цепь R_3, C_1 , а также отвечает к базе транзистора T_2 , протекая через резисторы R_4 и R_5 и замыкаясь через резистор R_6 и источник $+E$. Ток, протекающий через R_6 , повышает потенциал базы транзистора T_2 и открывает его. Таким образом, периодическое открывание T_1 приводит к появлению импульсов на эмиттерном выходе транзистора, поступающих на цепь R_3, C_1 , и на входе транзистора T_2 . Эти импульсы усиливаются и подаются на входы УВЧ и УПЧ (вместо двух выходных линий с коллектора и эмиттера при наличии соответствующих развязывающих резисторов можно использовать один вывод).

Так как транзистор АРУ T_1 может проводить только при наличии синхроимпульсов, совпадающих во

времени с импульсами строчной развертки, подаваемыми на коллектор транзистора T_1 , то в промежутках между синхроимпульсами он не проводит. Поэтому любые шумовые сигналы, прикладываемые к схеме в промежутках времени между соседними синхроимпульсами, не оказывают воздействия на систему АРУ. Фильтр на выходе транзистора T_1 должен быть рассчитан на частоту горизонтальной развертки; поэтому он может иметь малую постоянную времени, обеспечивающую малую чувствительность АРУ к быстрым изменениям уровня сигнала несущей. Ключевая схема АРУ особенно хорошо подходит для сведения к минимуму флуктуации контрастности изображения, причиной которых являются пролетающие самолеты. Самолеты вызывают многократные отражения сигналов, что приводит к дрожанию изображения на экране телевизора.

При увеличении уровня входного видеосигнала на базу T_1 поступает сигнал большей амплитуды, что вызывает увеличение прямого смещения и проводимости. Вследствие этого для целей регулирования усиления формируется большой выходной сигнал. Более слабый сигнал обеспечивает соответственно меньшее прямое смещение с последующим уменьшением выходного напряжения АРУ.

7.11. Автоматическая подстройка частоты

В телевизионных приемниках ручной подстройкой можно точно установить частоту гетеродина, благодаря чему для определенной станции (программы) обеспечивается получение нужной промежуточной частоты. При переключении телевизора на другую программу может вновь появиться необходимость в точной установке частоты гетеродина для получения оптимального изображения. Устройство, которое устраняет необходимость в точной подстройке после каждого переключения ПТК, называется устройством *автоматической подстройки частоты* (АПЧ) или *автоматической точной подстройки* (АТП). На рис. 7.13 приведена основная схема АПЧ.

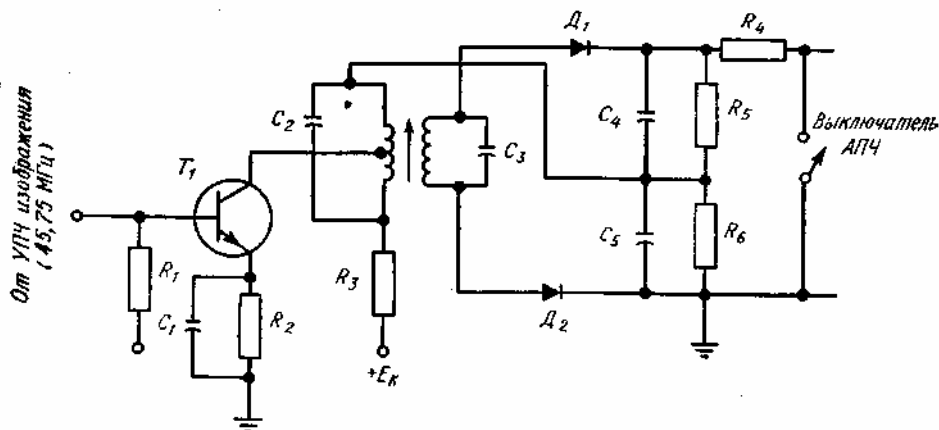


Рис. 7.13. Схема автоматической подстройки частоты.

При точной настройке частота гетеродина ПЧ изображения равна 45,75 МГц (стандартное значение для современных телевизионных приемников). В схеме, показанной на рис. 7.13, видеосигналы с последнего каскада УПЧ подаются на базу транзистора T_1 , который их усиливает и направляет на дискриминатор, аналогичный описанному в разд. 7.5. Резонансные схемы между T_1 и дискриминатором настраивают на частоту 45,75 МГц, и, пока частота входного сигнала соответствует этой частоте настройки, напряжение на выходе дискриминатора не появится.

При переключении на другую станцию и некотором смещении частоты гетеродина частота сигналов, поступающих на базу транзистора T_1 , уже не соответствует резонансной частоте 45,75 МГц. Поэтому дискриминатор разбалансирован (см. разд. 7.4), и появляется выходное напряжение. Это напряжение используется для корректировки настройки частоты гетеродина: напряжение подают на варакторный диод, выполняющий функции подстроечной емкости, который включен в колебательный контур гетеродина (эта часть схемы описывается в разд. 12.4 и 12.5). После корректировки частоты гетеродина частота сигнала на входе схемы АПЧ настолько близка к 45,75 МГц, что сигнал на выходе дискриминатора практически отсутствует и дальнейшей корректировки не производится. Полярность сигнала, формируемого дискриминатором, зависит от того, находится ли частота поступающего сигнала выше или ниже резонансной частоты, на которую настроена схема дискриминатора.

При помощи специального ключа выход дискриминатора можно шунтировать, чтобы при необходимости точной ручной подстройки корректирующую схему можно было бы отключать. Для получения оптимальных результатов при работе со схемой АПЧ схема дискриминатора должна быть настроена на требуемую резонансную частоту. Такая настройка обеспечивается сердечником между обмотками трансформатора, на что указывает стрелка на рис. 7.13.

7.12. Автоматическая регулировка усиления сигналов цветности

Для сведения к минимуму затухания сигналов и изменений уровня сигналов цветности при переключении телевизионных программ часто применяют схему автоматической регулировки усиления сигналов цветности (АРУСЦ). Основная схема АРУСЦ показана на рис. 7.14; характеристики такой схемы схожи с характеристиками схемы АРУ, описанной в разд. 7.9 и 7.10. Вместо использования в качестве опорного сигнала синхроимпульсов, как и в схеме АРУ, в схеме АРУСЦ используется сигнал частотой 3,58 МГц (группа колебаний опорной цветовой поднесущей частоты), подаваемый на базу транзистора T_1 . Как и в схеме АРУ, для более мощных станций получают сигнал более высокой амплитуды, и эта разница в уровне сигналов различных станций применяется для регулировки усиления сигналов цветности.

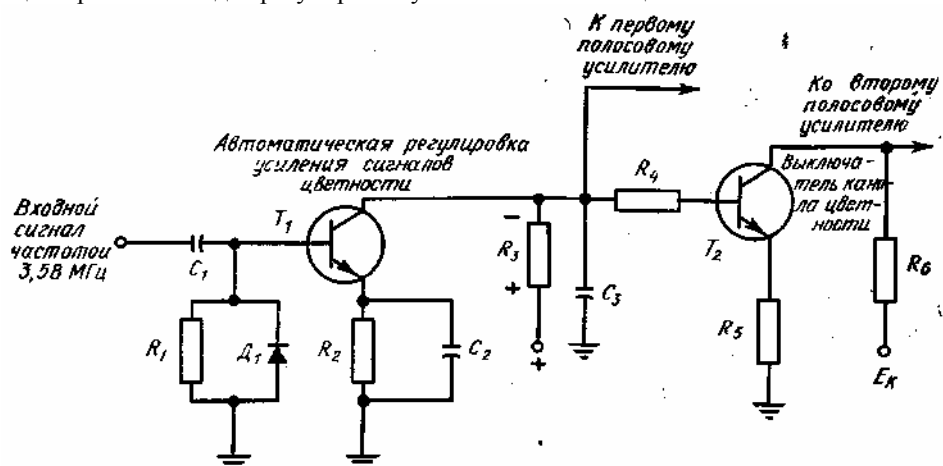


Рис. 7.14: Схема автоматической регулировки усиления сигналов цветности.

Диод D_1 выпрямляет и детектирует входной сигнал, причем усиленный сигнал выделяется на резисторе R_3 в цепи коллектора транзистора. С этого резистора сигнал подается на первый из двух полосовых усилителей и служит для создания управляющего напряжения смещения, которое регулирует усиление первого полосового усилителя пропорционально амплитуде входного сигнала. Благодаря этому обеспечивается регулировка усиления сигналов цветности (см. рис. 2.4 и 2.5).

Транзистор T_2 — выключатель канала цветности — выполняет те же функции, что и схема выключения, описанная в гл. 2 (см. рис. 2.4), за исключением того, что в данном случае он управляет проводимостью транзистора второго полосового усилителя. При протекании коллекторного тока транзистора T_1 через резистор R_2 на последнем создается значительное падение напряжения, и потенциал коллектора снижается настолько сильно, что оказывается недостаточным для отпирания транзистора T_2 .

При приеме же сигналов черно-белого изображения передачи группы колебаний опорной цветовой поднесущей частотой 3,58 МГц не производится. В отсутствие таких сигналов на входе транзистора T_1 последний оказывается запертым. В этом случае положительный потенциал коллектора T_1 максимален и достаточен для открывания транзистора T_2 . Вызываемое этим снижение потенциала коллектора транзистора T_2 приводит к запирающему второму полосовому усилителю, как это уже было описано для схемы выключения канала цветности, показанной на рис. 2.4.

Конденсатор C_3 имеет малое реактивное сопротивление для высокочастотных составляющих тока и поэтому шунтирует их на землю. Данный конденсатор вместе с резистором R_4 образует цепь сглаживания пульсаций тока.

7.13. Демодулятор цветоразностных сигналов $B - Y$ и $R - Y$

[Y -сигнал — яркостный сигнал, содержащий 59% зеленого, 30% красного а 11 % синего цвета. — Прим. ред.]

Как будет показано в гл. 15 (см. рис. 15.5), для экономии частотного спектра три телевизионных цветных сигнала: красный (R), синий (B) и зеленый (G) — преобразуются в синфазную I - и квадратурную Q -составляющие. В приемнике необходимо восстановить три исходных цветных сигнала. Это осуществляется смешиванием цветных сигналов с сигналом поднесущей, поступающим от генератора частотой 3,58 МГц (см. рис. 4.6), и демодуляцией составляющих $R - Y$ и $B - Y$ результирующего составного сигнала¹). Далее для получения сигналов $C - Y$ (путем смешивания) используется матричная схема.

На рис. 7.15 показана типичная схема демодуляции сигналов цветности, выполняющая функции, описанные в предыдущем разделе. На этой схеме транзисторы T_1 и T_2 являются демодуляторами каналов цветности $R - Y$ и $B - Y$, хотя часто их обозначают латинскими буквами X и Z для отражения определенных фазовых соотношений между сигналами цветности.

В схеме на рис. 7.15 сигналы цветности поступают одновременно на базы транзисторов T_1 и T_2 через последовательно включенные развязывающие резисторы R_1 и R_3 . Сигнал поднесущей частоты 3,58 МГц, получаемый от генератора 3,58 МГц, подается на резисторы R_1 и R_3 , включенные в цепи эмиттеров. Путем изменения падений напряжения на этих резисторах, создаваемых поднесущей, изменяются надлежащим образом эмиттерные и коллекторные токи транзисторов. На выходные токи схемы, безусловно, также оказывают влияние входные сигналы цветности, поступающие на базы транзисторов. Поэтому составляющие боковых полос цветности смешиваются с поднесущей, и соответствующие сигналы $R - Y$ и $B - Y$ демодулируются и выделяются в цепях коллекторов. Катушка индуктивности, включенная последовательно с резистором R_5 , служит для создания нужного фазового сдвига. Иногда R_5 также шунтируют конденсатором для регулировки нужной степени фазового сдвига (около 90°), что позволяет достичь наилучшего цветового воспроизведения.

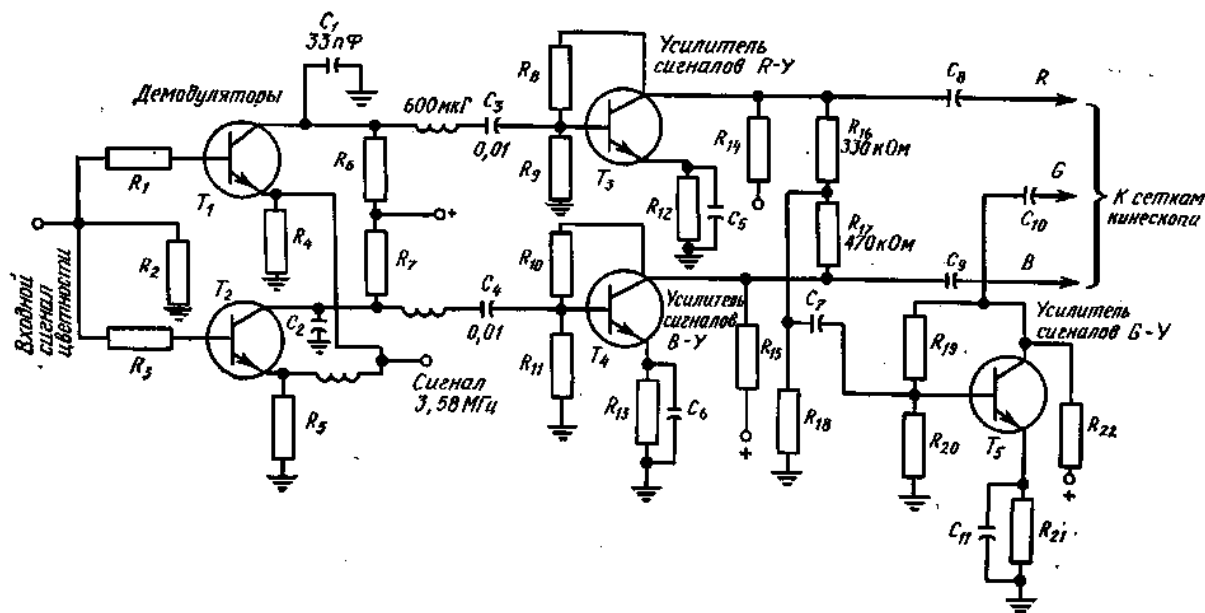


Рис. 7.15. Схема демодулятора цветоразностных сигналов и матричная схема.

Транзисторы T_3 и T_4 усиливают сигналы $R - Y$ и $B - Y$, и снимаемые с каждого коллектора усиленные сигналы прикладываются к соответствующим управляющим сеткам кинескопа для получения красного и синего цвета. Некоторая часть сигналов с выходов транзисторов T_3 и T_4 подается при помощи резисторов R_{18} , R_{19} и R_{21} на базу транзистора T_5 . Эти резисторы образуют матрицу для смешивания нужных значений амплитуд выходных сигналов с целью получения требуемого колебания $G - Y$ для сигналов зеленого цвета. Поэтому величины сопротивлений резисторов R_{16} и R_{19} различны, причем нужные номиналы зависят от характеристик транзисторов и параметров схемы, а также от амплитуд сигналов в каналах $R - Y$ и $B - Y$ (см. также рис. 2.6 и соответствующий текст.).

Глава 8

ЦИФРОВЫЕ СХЕМЫ

8.1. Общие положения

При построении систем управления производственными процессами, аппаратуры телефонных станций, блоков вычислительных и счетных машин, связанной радиоэлектронной аппаратуры (радиоприемников, телевизоров и т.д.) используются различные вентиляльные и переключающие схемы. Эти специальные схемы выполняют логические функции в арифметических, запоминающих и других устройствах вычислительных машин, микропроцессоров, телефонных станций и других систем. Имеется ограниченное число базовых логических электронных переключателей и вентилялей, однако их различные комбинации позволяют получить многие другие схемы, на основе которых можно построить вычислительную машину, автоматизированную систему управления производственными процессами или спроектировать оборудование телефонных сетей.

Обработка цифровых и других данных в цифровых вычислительных машинах производится при помощи схем, имеющих в процессе работы два состояния: *включено* или *выключено*. Эти два состояния можно реализовать достаточно просто и надежно, причем переключение из одного состояния в другое может осуществляться очень быстро. Промежуточные значения проводимости, характерные для работы усилителей

низкой и высокой частоты, в логических схемах не используются, поскольку присвоение определенных цифровых значений величинам проводимости транзистора практически невозможно из-за проблем, связанных с обеспечением надежности работы, стандартизации и совместимости схем.

Поэтому для представления *единицы* и *нуля* в соответствии с выражениями булевой алгебры используются состояния схемы *включено* и *выключено*, причем состояние *единица* (1) соответствует истинному высказыванию (ИСТИНА), а состояние *нуль* (0) — ложному высказыванию (ЛОЖЬ). Как будет показано в данной главе, эти состояния позволяют сформулировать определенные логические утверждения для различных комбинаций схем, связанных с переключением и выполнением логических функций.

Триггер, схема которого описывается в разд. 8.2, является элементом памяти состояний *нуль* и *единица*; в процессе работы триггер переключается из одного состояния в другое, сохраняя полученное состояние неизменным до переключения. Схемы, реализующие логические функции при подаче импульсов на их входы, имеют такие необычные названия, как вентили И, ИЛИ и НЕ в соответствии с выполняемыми логическими операциями И, ИЛИ и НЕ. Схемы такого типа рассматриваются в данной главе.

8.2. Статический триггер

Триггер Икклз-Джордана не является релаксационным генератором, поскольку для получения выходных сигналов он запускается входным импульсом. Триггер имеет два устойчивых состояния. Он находит широкое применение в аппаратуре управления производственными процессами, в вычислительных машинах, электронных счетчиках и других системах дискретного действия.

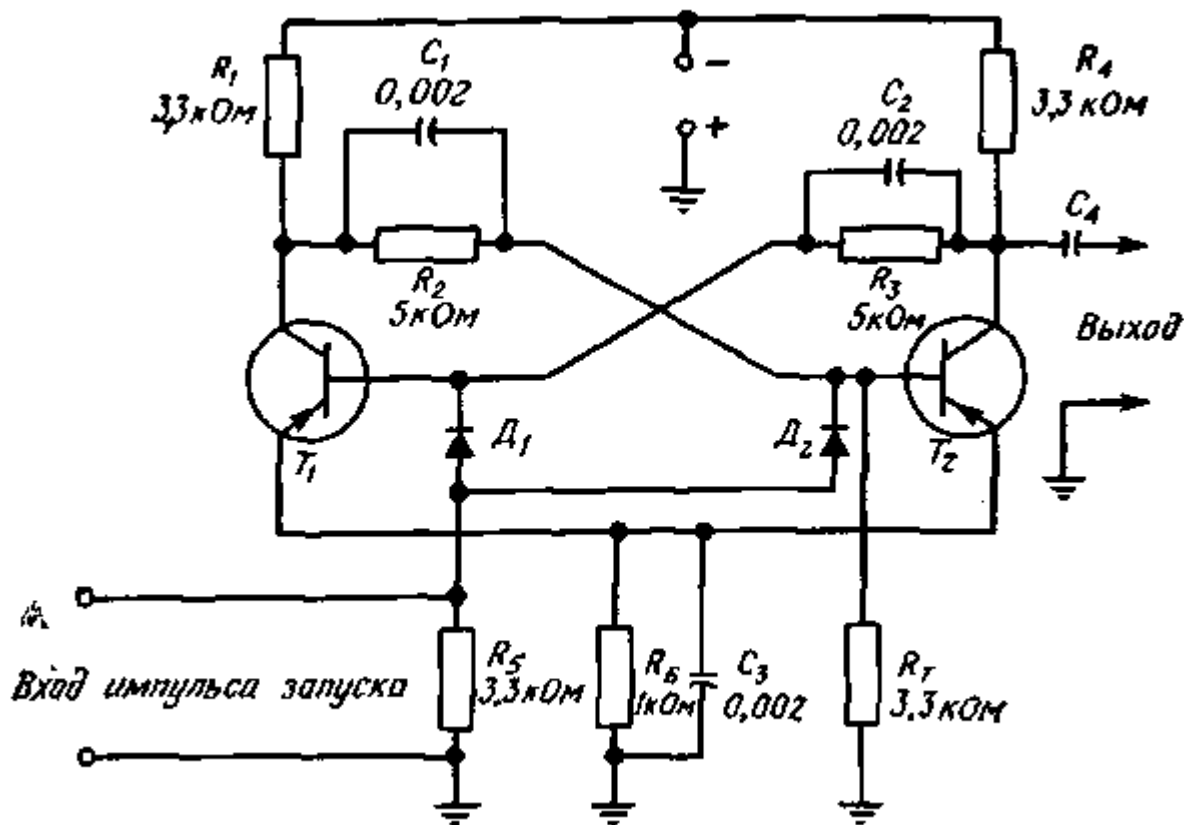


Рис. 8.1. Схема триггера.

На рис. 8.1 показана одна из схем построения триггера на двух $p-n-p$ -транзисторах. В этой схеме к двум коллекторам через резисторы R_1 и R_4 подается отрицательное напряжение. Необходимое отрицательное напряжение смещения в цепи эмиттеров создается на резисторе R_5 благодаря протеканию через него тока эмиттера какого-нибудь одного открытого транзистора T_1 или T_2 . Изменение напряжения на резисторе R_6 сводится к минимуму благодаря шунтирующему действию конденсатора C_3 . Наличие цепи R_6C_3 стабилизирует характеристики транзисторов (см. разд. 1.1).

В момент включения напряжения источника питания один из транзисторов начинает проводить раньше и сильнее другого даже при достаточно хорошей симметрии схемы. Если, например, первым начинает проводить транзистор T_1 , то на резисторе R_1 образуется падение напряжения, вследствие чего отрицательный потенциал коллектора транзистора T_1 уменьшается. Этот потенциал приложен также к базе транзистора T_2 , и поэтому

прямое смещение этого транзистора уменьшается, что вызывает уменьшение его проводимости. С уменьшением проводимости транзистора T_2 отрицательный потенциал его коллектора возрастает, что приводит к росту отрицательного потенциала на базе транзистора T_1 . Этот потенциал увеличивает прямое смещение транзистора T_1 , благодаря чему еще больше возрастает его проводимость и соответственно возрастает падение напряжения на R_1 и еще больше уменьшается отрицательный потенциал коллектора. Последнее еще больше уменьшает прямое смещение T_2 и его проводимость, что приводит к дальнейшему увеличению отрицательного потенциала коллектора T_2 и к дополнительному увеличению прямого смещения (отрицательного потенциала) на базе транзистора T_1 . В результате протекания процессов в течение короткого интервала времени транзистор T_2 оказывается в полностью проводящем состоянии (состоянии насыщения), а транзистор T_2 — закрытым.

Такое устойчивое состояние будет сохраняться до тех пор, пока к резистору R_5 не будет приложен запускающий импульс. Запускающий импульс должен иметь положительную полярность, причем при его подаче увеличивается положительный потенциал на базе каждого транзистора. Однако транзистор T_2 уже закрыт, и положительный потенциал (обратное смещение) не оказывает на него действия. Для транзистора же T_1 положительный потенциал, приложенный к его базе, создает обратное смещение, запирающее транзистор. При запертом транзисторе падение напряжения на резисторе R_1 не образуется, и отрицательный потенциал коллектора транзистора T_2 становится равным напряжению источника питания. Так как коллектор транзистора T_1 через резистор R_2 связан с базой транзистора T_2 , то высокий отрицательный потенциал, приложенный к базе транзистора T_2 , создает значительное прямое смещение, отпирающее транзистор. В этом случае на резисторе R_4 , включенном последовательно с коллектором транзистора T_2 , появляется большое падение напряжения, в результате чего отрицательный потенциал коллектора падает до низкого значения. Поэтому отрицательное напряжение, приложенное к базе транзистора T_1 через резистор R_3 , также уменьшается, что поддерживает транзистор T_1 в закрытом состоянии. Таким образом, транзистор T_1 полностью запирается, а транзистор T_2 находится в состоянии насыщения. Это состояние является устойчивым. По приходе следующего положительного импульса на R_5 осуществляется переброс схемы и ее возврат в исходное состояние, при котором транзистор T_1 оказывается в состоянии насыщения, а транзистор T_2 заперт.

Изменения выходного напряжения при подаче запускающих импульсов получаются на коллекторах обоих транзисторов, что может быть использовано, например, для запуска других триггеров. Вследствие того что выходное напряжение с приходом каждого запускающего импульса изменяет свою полярность, последовательно с C_4 можно включить диод с тем, чтобы в последующий каскад передавались только положительные импульсы тока. Поэтому один выходной импульс получается на каждые два входных запускающих импульса. Характеристики схемы позволяют использовать ряд каскадов триггеров в качестве счетного устройства, а также для деления частоты следования импульсов в 2^n раз, где n — число последовательно соединенных триггеров. Если один из триггеров служит для запуска другого, то последовательный диод в выходной цепи не нужен, поскольку диоды D_1 и D_2 , называемые *входными*, пропускают к базам только положительные импульсы.

8.3. Схема ИЛИ

Логической схемой ИЛИ называется схема с одним выходом и любым числом входов, когда выходной сигнал образуется в результате воздействия входного сигнала на один или несколько входов схемы. На рис. 8.2, а показана типичная схема (вентиль) ИЛИ, выполненная на диодах. На схеме изображены три входа, хотя можно использовать только два входа или же добавить другие входы. Такой вентиль ИЛИ не нуждается в источнике питания, поскольку для обеспечения проводимости диодов подаются входные сигналы соответствующей полярности.

Когда к входу A прикладывается положительное (по отношению к земле) напряжение или импульс, диод D_1 становится проводящим. Возникающий при этом ток создает на резисторе падение напряжения, представляющее выходной сигнал. Таким образом, при подаче импульса на вход A возникает выходной импульс. Такой же результат получается при подаче импульса на вход B или C . Если импульсы напряжения; одинаковой высоты приложены к двум или трем входам одновременно, выходной сигнал практически не отличается от рассмотренного. Таким образом, один и тот же выходной сигнал образуется при воздействии сигнала на вход A , ИЛИ на вход B , ИЛИ на вход C , ИЛИ на два, ИЛИ на все три входа. Вместо использования положительного сигнала (импульса), соответствующего логической единице, или логическому высказыванию ИСТИНА, может использоваться импульс отрицательной полярности. В этом случае диоды, показанные на рис. 8.2, а, должны быть включены в обратном направлении. (Если для представления логической 1 выбраны положительные сигналы, то сигналы отрицательной полярности, а также состояние отсутствия сигнала представляются 0. Аналогично этому использование логической 1 для отрицательных сигналов означает соответствие 0 положительных сигналов, а также состояния отсутствия сигнала.)

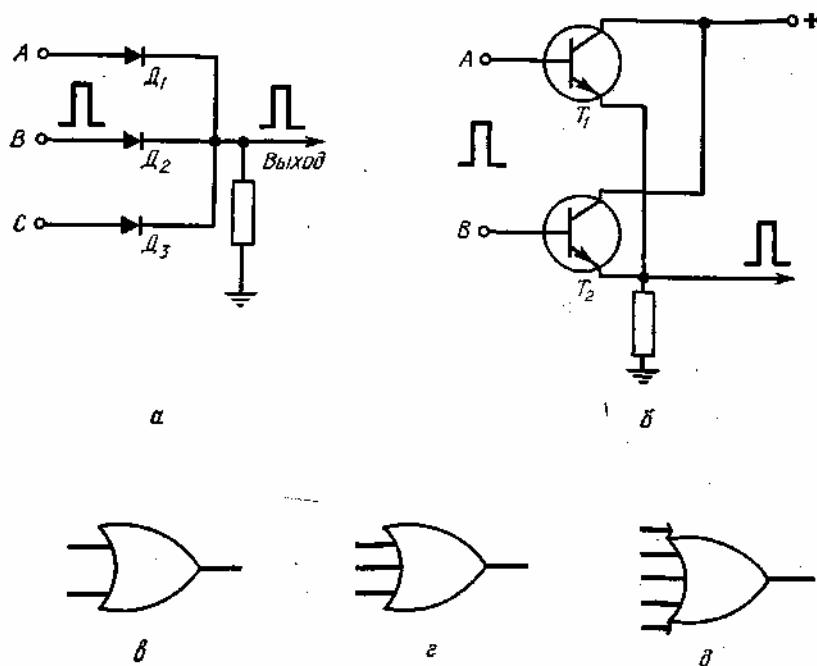


Рис. 8.2. Схемы ИЛИ и их условные обозначения.

На рис. 8.2,6 показана схема ИЛИ, реализованная на транзисторах, включенных с объединенным эмиттером. Для увеличения числа входов можно использовать три или более транзистора. На оба коллектора подается положительное напряжение, создающее обратное смещение коллекторных переходов. При отсутствии входных сигналов транзисторы практически заперты и выходной сигнал отсутствует. Однако, когда к входу *A* прикладывается импульс положительной полярности, транзистор T_1 отпирается. Возникает ток эмиттера, который протекает через резистор в цепи эмиттера и создает на этом резисторе падение напряжения, являющееся выходным сигналом. Аналогично импульс положительной полярности на входе *B* также приводит к появлению выходного сигнала, поскольку в этом случае отпирается транзистор T_2 . Как и в случае схемы, показанной на рис. 8.2, а, при одновременном воздействии сигналов на оба входа также возникает выходной сигнал, что соответствует логической функции ИЛИ.

На рис. 8.2,в — д показаны условные обозначения схемы ИЛИ с различным числом входов (2, 3 и 5) [В отечественной научно-технической литературе используются другие обозначения схемы ИЛИ. — Прим. ред.]. Булева алгебра, упомянутая в разд. 8.1, является разделом математики; она описывает поведение переключающих логических схем и в символическом виде выражает соотношения между состояниями таких схем. В булевой алгебре знак + используется для обозначения функции ИЛИ — логического сложения. Поэтому выражение $A + B$ в действительности обозначает *A* ИЛИ *B*, а вовсе не указывает на арифметическое сложение. Можно производить логическое сложение нескольких величин, например $A + B + C + D$ [Чтобы отличать логическую схему от арифметической, используется специальный символ логического сложения \vee . Тогда приведенное здесь выражение будет выглядеть следующим образом: $A \vee B \vee C \vee D$. — Прим. ред.].

Как отмечалось выше, логическим состояниям ИСТИНА (И) и ЛОЖЬ (Л) соответствуют два значения логической величины. Логическая сумма двух логических величин может принимать значения, указанные в табл. 8.1 — 8.3.

Таблица 8.1

$0 + 0 = 0$
$A + 0 = 1$
$0 + B = 1$
$A + B = 1$

Таблица 8.2

$Л + Л = Л$
$И + Л = И$
$Л + И = Л$
$И + И = И$

Таблица 8.3

$0 + 0 = 0$
$1 + 0 = 1$
$0 + 1 = 1$
$1 + 1 = 1$

При большем числе логических слагаемых возможны соотношения:

$$0 + 0 + 0 = 0; 0 + 1 + 0 = 1 \text{ и т. д.}$$

8.4. Схемы ИЛИ-НЕ, И, И-НЕ

Выходной импульс можно снимать не с эмиттерного повторителя (рис. 8.2,6), а с коллекторной цепи транзистора с заземленным эмиттером (рис. 8.3, а). Однако в этом случае фазы выходного и входного сигналов отличаются на 180° . Поэтому положительный импульс на входе вызывает на выходе импульс отрицательной полярности. Такая логическая схема, подобная: схеме ИЛИ, но отличающаяся от последней тем, что входной и

выходной сигналы находятся в противофазе, называется схемой ИЛИ-НЕ.

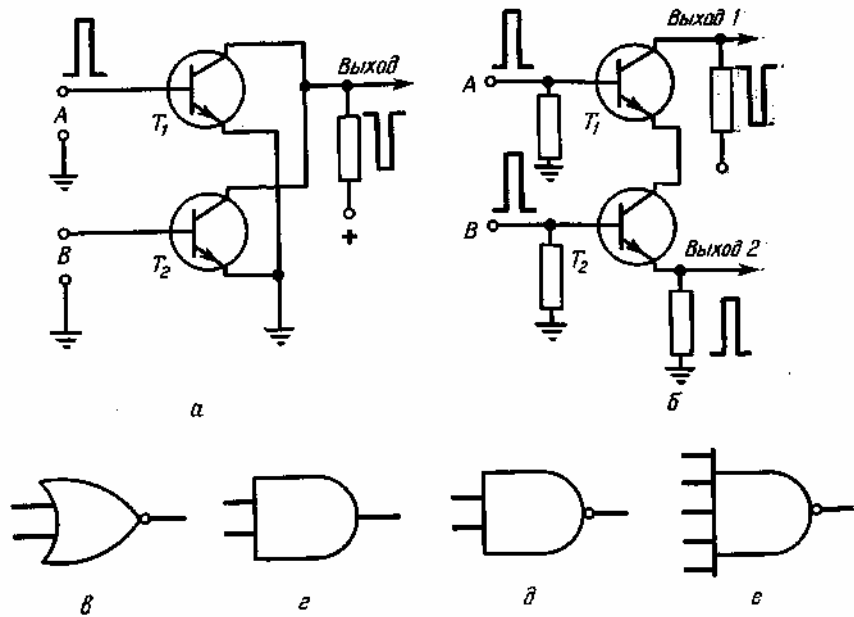


Рис. 8.3. Схемы ИЛИ-НЕ (а), И и И-НЕ (б) и условные обозначения схем ИЛИ-НЕ (б), И (г) и И-НЕ (дне).

На рис. 8.3,в показано символическое изображение схемы ИЛИ-НЕ. Маленький кружок у выхода обозначает инверсию сигнала. В данном случае, если $A = 1$, то сигнал на выходе соответствует 0.

На рис. 8.3,б показана другая логическая схема, в которой два $n - p - n$ -транзистора образуют каскад совпадения. Здесь для получения выходного импульса необходимо совпадение во времени входных импульсов. Обратите внимание на то, что эмиттер транзистора T_1 включен последовательно с коллектором транзистора T_2 . Следовательно, в цепях эмиттер — коллектор нет тока, если оба транзистора не открыты одновременно. Поэтому если, например, на транзистор T_1 поступает положительный импульс, а на вход транзистора T_2 положительный импульс не подается, то цепь протекания коллекторных токов оказывается разорванной и выходной сигнал отсутствует. То же самое имеет место, если импульс поступает лишь на вход B .

Таблица 8.4

Входы		Выход	
A	B	c	D
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

Если импульсы подаются на оба входа одновременно, каждый транзистор получает необходимое прямое смещение и оказывается проводящим, благодаря чему цепь протекания коллекторных токов замыкается. Если выходной сигнал снимается с резистора в цепи эмиттера транзистора T_1 , то выполняемая логическая операция называется операцией И, а логическая схема — соответственно схемой (вентилем) И по той причине, что для получения выходного импульса необходима подача импульсов на оба входа A и B . При трехвходовой схеме И для возникновения выходного импульса, соответствующего логической единице, понадобилось бы приложение импульсов на все три входа, поскольку все три транзистора были бы включены последовательно.

Если выходной сигнал снимается с коллектора транзистора T_1 , то подаваемый на его вход сигнал инвертируется. Поскольку в этом случае полярность выходного сигнала не совпадает с полярностью входных сигналов, выполняемая при этом логическая операция называется И-НЕ; такое же название присваивается логической схеме.

Функция И обозначается в логических выражениях знаком умножения [В качестве знака логического умножения используется также специальный символ \wedge . — Прим. ред.]. Поэтому логическое соотношение $D=A \cdot B$ выражает логическую операцию И, а не арифметическое умножение одной величины на другую. Символ умножения иногда опускают, и операция логического умножения обозначается как AB или ABC . На рис. 8.3,г показано условное обозначение схемы И, а на рис. 8.3,д и е — обозначения схем И-НЕ с разным числом входов [В отечественной литературе используются другие условные обозначения схем И и И-НЕ. — Прим. ред.].

Таблица 8.4 представляет собой таблицу истинности схемы И с тремя входами, выражающую логическую операцию $D = A \cdot B \cdot C$. Как показано в этой таблице, для получения выходного сигнала необходимо совпадение во времени сигналов на всех трех входах.

8.5. Сложные логические схемы

Отдельные вентили с определенными характеристиками комбинируют разными способами для выполнения различных логических операций, удовлетворяющих заданным алгоритмам, а также для трассировки, повторной трассировки, шунтирования, инвертирования и стробирования сигналов. Одна из логических схем представлена на рис. 8.4,а, где транзистор T_1 образует схему ИЛИ вместе со схемой И, включающей транзисторы T_2 и T_3 . Обратите внимание на то, что транзисторы T_2 и T_3 включены последовательно и оба параллельны транзистору T_1 .

Так как выходной сигнал снимают с объединенных цепей коллекторов, здесь имеет место обычное инвертирование сигнала. Поэтому вместо функций И и ИЛИ реализуются функции И-НЕ и ИЛИ-НЕ, и сигналы на выходе являются инвертированными. Операцию инвертирования, выражающую логическую операцию отрицания (НЕ), обозначают чертой над логической величиной ($A = \text{НЕ } A$) или над логическим выражением [$A + \overline{BC} = \text{НЕ } (A + BC)$].

На рис. 8.4,б дано символическое изображение логической схемы, показанной на рис. 8.4, а. Простота условного изображения позволяет легко понять выполняемую логическую операцию независимо от путей ее технической реализации: на основе диодов, транзисторов или комбинации резисторов, транзисторов и диодов. В частности, схема показанная на рис. 8.4, а, выполнена на базе *резисторно-транзисторной логики*.

8.6. Резисторно-транзисторные и диодно-транзисторные логические схемы

Как показано на рис. 8.5, а, сигналы на базовый вход транзистора логической схемы могут подаваться через резисторы нескольких входов схемы. Такая схема выполняет функцию ИЛИ, поскольку при наличии сигнала на одном или нескольких входах получается выходной сигнал. Схема выполнена на полевом транзисторе с общим истоком, поэтому фаза сигнала, снимаемого в цепи стока, противоположна фазе входного сигнала. Следовательно, логическая операция ИЛИ инвертируется и определяется выражением $\overline{A + B + C}$.

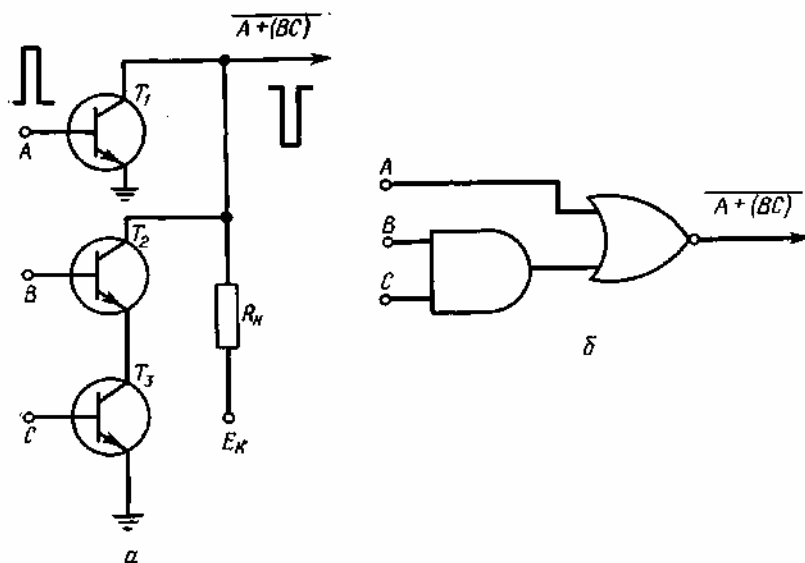


Рис. 8.4. Сложная логическая схема.

Если к выходу этой схемы подключить для инвертирования сигнала дополнительный усилитель (с общим эмиттером или общим истоком), то такая схемная комбинация обеспечивает выполнение операции ИЛИ, выражаемой как $A + B + C$. Такой фазоинвертирующий усилитель называется логической схемой НЕ, поскольку выходной сигнал представляет логическую величину, отрицающую логическую величину, соответствующую

входному сигналу. Символическое обозначение схемы НЕ — треугольник с небольшим кружком на выходе для указания на процесс инвертирования (см. рис. 8.5, а); предполагается, что схема НЕ выполняет операцию инвертирования входного сигнала, но усиление этого сигнала не обязательно. Например, трансформатор с коэффициентом передачи, равным единице, реализует функцию НЕ без усиления; эту же функцию может выполнять и транзисторная схема с коэффициентом усиления, равным единице.

Схему с подачей на вход транзистора сигналов через резисторы называют *резисторно-транзисторной логической схемой* (РТЛ). Подача сигналов может также осуществляться через диоды (рис. 8.5, б). Такая схемная комбинация носит название *диодно-транзисторной логики* (ДТЛ).

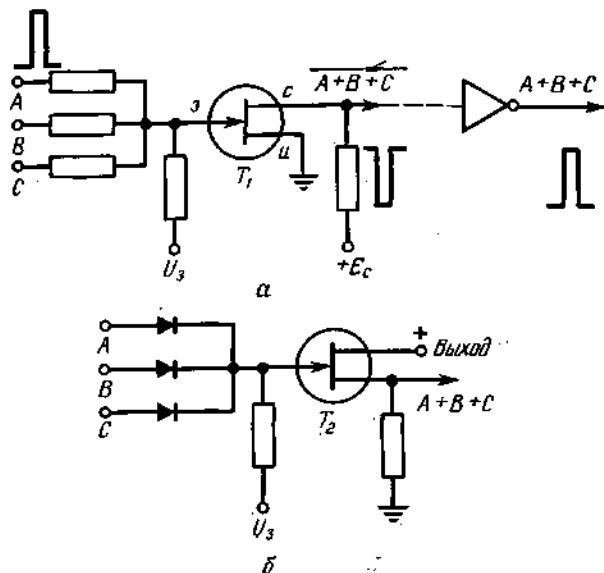


Рис. 8.5. Схемы РТЛ и ДТЛ.

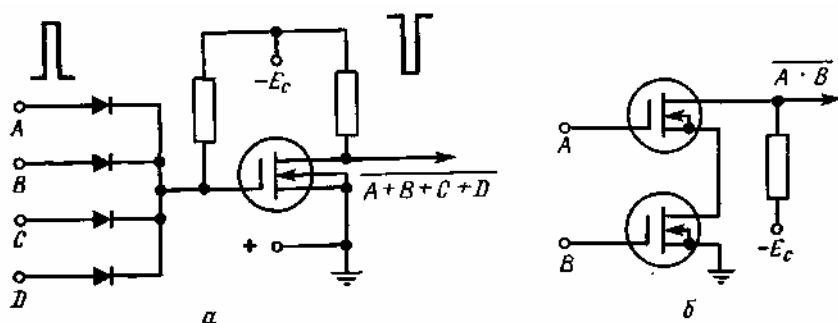


Рис. 8.6. Схемы ИЛИ-НЕ и И-НЕ на МОП-транзисторах.

На рис. 8.6, а показана диодно-транзисторная логическая схема на полевом МОП-транзисторе. Данная логическая схема имеет четыре входа с диодами, которые иногда называются *входными*, поскольку они пропускают импульсы только определенной полярности, создавая тем самым однонаправленный путь для токов входных сигналов. Вследствие однонаправленных характеристик диодов образуется развязка между схемами формирования входных сигналов и входом МОП-транзистора. На рис. 8.6, б показана схема И-НЕ с двумя входами на МОП-транзисторах, которая по выполняемой функции аналогична транзисторной схеме И-НЕ (рис. 8.3, б).

8.7. Логика с непосредственными связями

Для упрощения логической схемы с многими входами транзисторы иногда включают непосредственным образом (рис. 8.7, а). Такую логику называют *непосредственно-связанной диодно-транзисторной логики* (ДТЛ).

Обратите внимание на параллельное включение транзисторов. Схема с такой параллельной конфигурацией выполняет функцию ИЛИ-НЕ (рис. 8.7, б). Сигнал на входе одной или нескольких баз транзисторов левой группы отпирает соответствующие транзисторы, поскольку импульс положительной полярности создает прямое смещение $n - p - n$ -транзистора. Когда один (или несколько) из этих транзисторов отпирается и входит в насыщенное состояние, на выходе образуется практически короткое замыкание вследствие очень малого полного сопротивления насыщенного транзистора. В этом случае падение напряжения на резисторе R_1

равно напряжению источника, а коллекторы оказываются под потенциалом земли. Поэтому к базам последующих транзисторов двух отдельных схем ИЛИ прикладывается нулевое напряжение, вследствие чего эти транзисторы не отпираются. При отсутствии положительных сигналов на базах всех остальных транзисторов эти транзисторы оказываются заперты. В этом случае падения напряжений на резисторах R_2 и R_3 практически равны нулю и напряжения сигналов на выходах 1 и 2 равны напряжениям источников питания, причем их полярность совпадает с полярностью входного сигнала. Это объясняется инвертированием сигналов схемами ИЛИ, поскольку здесь используются транзисторы, включенные по схеме с общим эмиттером. Поэтому, как показано на рис. 8.7,6, выходной импульс первой схемы ИЛИ имеет отрицательную полярность (точнее, его величина почти равна нулю). Когда этот сигнал поступает на входы последующих схем ИЛИ, он вновь инвертируется, так что полярность и форма сигналов на выходе соответствуют полярности и форме исходного сигнала.

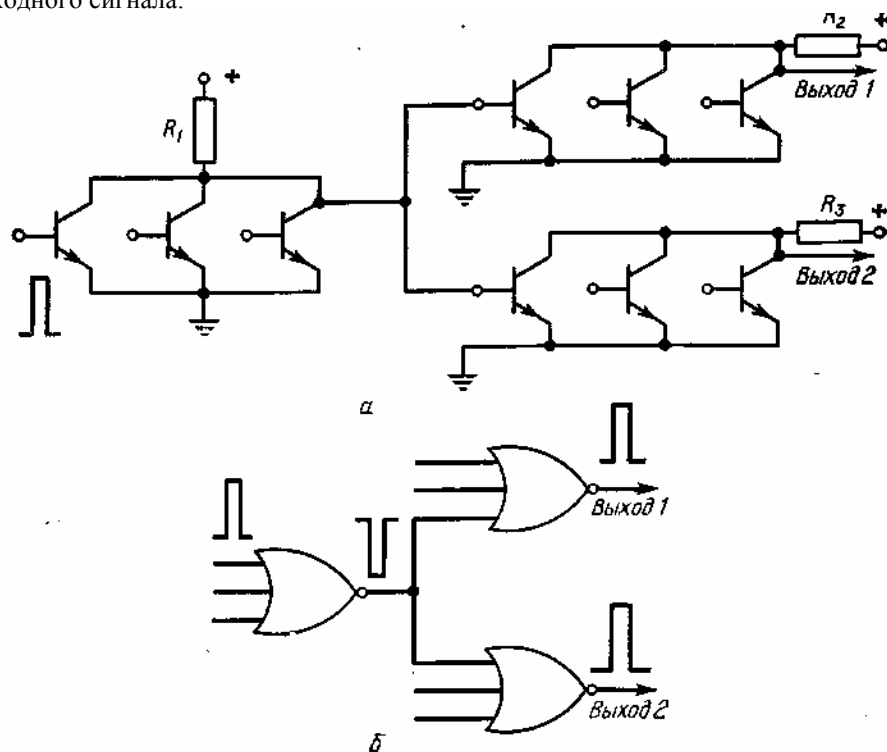


Рис. 8.7. Логическая схема с непосредственными связями.

Если хотя бы на один из других входов схем ИЛИ, расположенных справа на рисунке, подать сигналы положительной полярности, то на выходах этих схем сигналы будут иметь обратную полярность (точнее, выходные сигналы будут практически равны нулю), поскольку они повторно не инвертируются.

6.8. Схема ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ

Для вентилях И, И-НЕ и др. удобно использовать символы, поскольку они позволяют более наглядно представлять входные и выходные логические сигналы и рабочие характеристики таких вентилях. Поэтому, хотя и известны различные способы реализации схемы ИЛИ (на диодах, резисторах и диодах, на транзисторах), для их обозначения используется один символ.

Иногда используемую комбинацию логических схем можно представить одним символом, определяющим все свойства комбинированной сложной схемы, что делает ненужным изображение четырех, пяти или даже большего числа символических обозначений отдельных схем, применяемых для реализации некоторой операции. Примером может служить *полусумматор*, схема которого показана на рис. 8.8. По существу полусумматор состоит из схемы ИЛИ и двух схем И, одна из которых имеет инвертированный вход. Последняя схема является схемой ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ (ЗАПРЕТ). Эти три логические схемы связаны между собой, как показано на рис. 8.8, а, хотя для индикации комбинации схем И и ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ, но без выхода для цифры переноса часто используют один символ, изображенный на рис. 8.8, б. Этот символ соответствует схеме ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ [Эта логическая схема известна под названием схемы *неравнозначности* или двухвходовой суммы *суммирования по модулю 2*. — Прим. ред.]. Если после схемы, показанной на рис. 8.8,6, следует инвертор (рис. 8.8, в), то получаем схему ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ (схема *эквивалентности* или *равнозначности*), символ которой изображен на рис.8.8,г.

Полные сумматоры (последовательного типа) могут быть получены путем использования двух полусумматоров, показанных на рис. 8.8, а. Полусумматоры применяются также для целей переключений и для преобразования кодов.

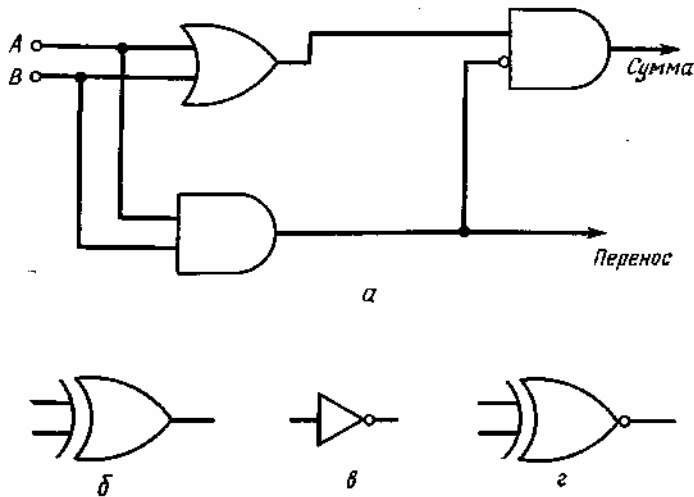


Рис. 8.8. Полусумматор (а) и условные обозначения схем ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (б), НЕ (в) и ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ (г).

Если на входы схемы ИЛИ поступают два импульса, то они одновременно появятся и на схеме И. Тогда на выходе этой схемы И возникает импульс, который поступает на вход схемы ЗАПРЕТ и закрывает эту схему, препятствуя вводу сигналов от схемы ИЛИ. Следовательно, логика работы данной схемы такова: когда на обоих входах схемы ИЛИ действуют 1, то на выходе «Сумма» появляется 0, а на выходе «Перенос» — 1.

Таблица 8.5

A	B	Сумма	Перенос
0	0	0	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	0	1

При подаче импульса только на один какой-нибудь вход схемы ИЛИ импульс запрета не формируется. В этом случае импульс, соответствующий 1, образуется только на выходе «Сумма». Выполняемая логическая операция соответствует правилу двоичного сложения $1 + 1 = 10$ (двоичное число два). Поэтому, если на входах A и B действуют единичные сигналы, то выходной сигнал на выходе «Сумма» соответствует 0 (импульс отсутствует), но возникает импульс переноса на выходе «Перенос» представляемый 1 старшего разряда в двоичном числе 10.

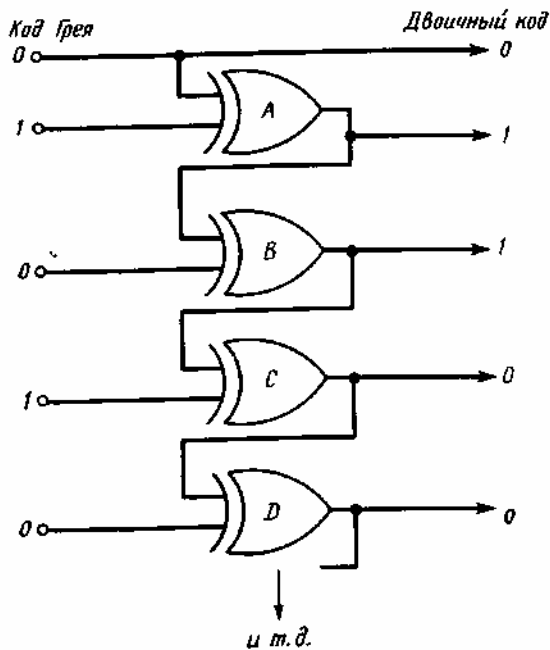


Рис. 8.9. Преобразователь кода Грея в двоичный код.

На основе описания данной логической схемы может быть составлена таблица истинности (табл. 8.5), иллюстрирующая операции, выполняемые схемой (полусумматором).

Комбинацию схем ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ можно использовать для преобразования *кода Грея* в двоичный код (рис. 8.9). Код Грея называют также *циклическим кодом* или *кодом с минимальными ошибками*. Код Грея широко применяется в вычислительных и управляющих системах, поскольку при этом уменьшаются случайные ошибки в процессе работы. Это объясняется тем, что по мере возрастания чисел в коде Грея в некоторый момент времени изменяется только одна цифра. В двоичном коде это не так (табл. 8.6).

В преобразователе, показанном на рис. 8.9, количество логических схем ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ равно количеству разрядов преобразуемых чисел. Предположим, что слева в схему вводится число в коде Грея 1010 (01010). [Заметим, что на выходах схем сигнала переноса не образуется ($1 + 1 = 0$).] Нуль, поступающий на верхний вход схемы *A*, передается и на выход, поскольку вход непосредственно соединен с выходом. При подаче 1 на нижний вход схемы *A* на выходе этой схемы также формируется 1. Но выход этой схемы связан с входом схемы *B*. Поскольку на нижний вход схемы *B* сигнал не поступает (подается сигнал, соответствующий нулю), на выходе формируется 1. Эта 1 подается на верхний вход схемы *C* и так как на нижний вход этой схемы также поступает 1, то на ее выходе получаем 0. Аналогично этому, поскольку на входы схемы *D* сигналы не поступают (подаются нули), то на выходе также получается 0. Таким образом, число 1010 в коде Грея преобразуется в двоичное число 1100 (табл. 8.6).

Таблица 8.6

Десятичное число	Двоичный код	Код Грея
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010

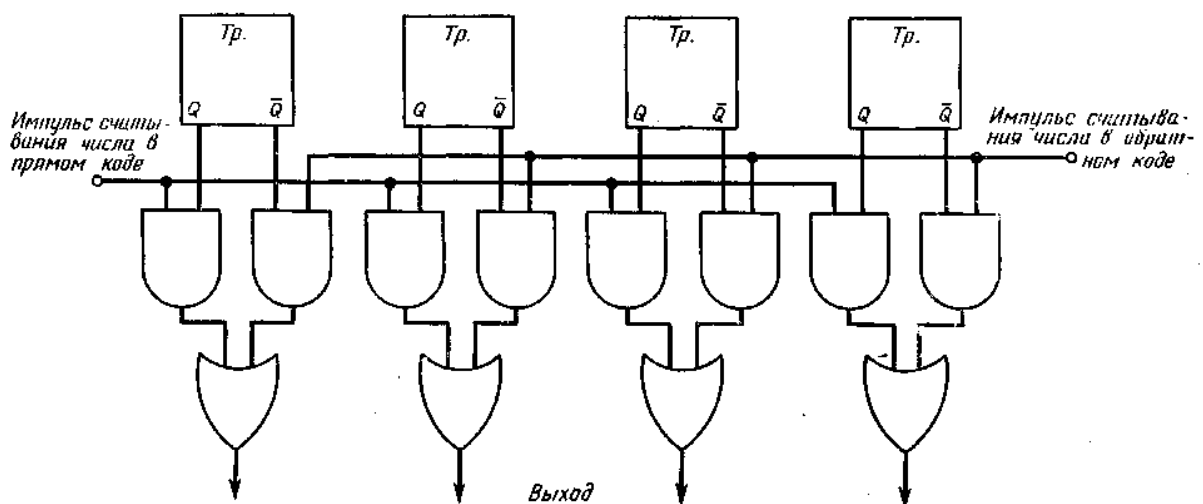


Рис. 8.10. Схема считывания двоичного числа в прямом и обратном кодах.

8.9. Представление двоичного числа в прямом и обратном кодах

В вычислительных машинах часто используются числа в обратном и дополнительном кодах. Так, например, код 0101 является обратным кодом двоичного числа 1010, а 1010 — обратный код числа 0101 и т. д., т. е. процесс преобразования прямого кода в обратный состоит в замене 1 на 0 и 0 на 1 [Указанные здесь операции

преобразования кодов относятся только к отрицательным числам, так как у положительных чисел прямой, обратный и дополнительный коды совпадают. Для получения дополнительного кода числа; следует к его обратному коду *добавить* единицу младшего разряда числа, — *Прим. ред.*].

На рис. 8.10 изображена схема считывания двоичного числа, записанного в триггерах регистра (число триггеров равно числу разрядов двоичного числа), в прямом или обратном коде. Схема состоит из комбинации двухвходовых схем И и ИЛИ. Работой схем И управляют два управляющих импульса, подаваемых на две отдельные шины. На верхнюю шину подается импульс, действующий при считывании числа в обратном коде, а на нижнюю шину поступает импульс, действующий при считывании числа в прямом коде. Каждый триггер связан с парой схем И, причем основной выход триггера Q подается на вход той схемы И, которая связана с нижней шиной, а инверсный выход Q соединен со схемой И, связанной с верхней шиной.

Пусть производится считывание двоичного числа в обратном коде и какой-нибудь из триггеров находится в нулевом состоянии ($Q = 0$), тогда $Q=1$ и при подаче управляющего импульса на верхнюю шину срабатывает схема И, связанная с выходом $Q=1$, а на выходе схемы ИЛИ возникает сигнал 1. Если же в триггере записано число $Q = 1$, то, поскольку при этом $Q = 0$, связанная с этим выходом схема И не срабатывает и на выходе схемы ИЛИ фиксируется сигнал 0.

При считывании числа в прямом коде управляющий импульс подается на нижнюю шину и поэтому сигнал 1 получается на выходах только тех схем И, которые связаны с выходами $Q=1$; эти значения фиксируются и на выходах соответствующих схем ИЛИ. На выходах же схем И, которые связаны с выходами $Q = 0$, образуется сигнал 0, который повторяется и на соответствующих выходах схем ИЛИ.

Глава 9

МОСТОВЫЕ СХЕМЫ

9.1. Мостик Уитстона

Мостовые схемы используются в различных областях электроники для проведения измерений, для целей управления и обеспечения возможности считывания переменных. Вместе с мостовыми схемами применяются такие чувствительные элементы, как гальванометры, откалиброванные измерительные приборы и датчики, обеспечивающие в случае разбаланса звуковую или световую сигнализацию.

В измерительной технике мостовые схемы используются для определения величин сопротивлений, емкостей или индуктивно-емкостей, а также частоты сигнала. В системах управления мостовые схемы устанавливают наличие разбаланса между двумя напряжениями, на основе чего вырабатываются сигналы коррекции ошибок. Мостовые схемы могут применяться в источниках питания, а также в некоторых схемах детектирования, как будет показано в данной главе.

На рис. 9.1 изображена схема мостика Уитстона. В этой схеме резисторы образуют плечи мостовой цепи, в диагональ, включен индикаторный прибор, а к двум другим узлам подводится постоянное напряжение. Такая схема может применяться с источником переменного напряжения и измерителем, работающим на переменном токе. Однако на постоянном токе можно использовать только резистивный мостик, поскольку при наличии индуктивности или емкости необходим источник переменного напряжения.

В схеме, показанной на рис. 9.1, а, R_s является стандартным резистором, величина которого известна, а R_x — резистор неизвестной величины. Если мост сбалансирован, величину R_x можно определить непосредственным образом или путем сопоставления со стандартным резистором R_s .

Существует множество состояний равновесия мостика Уитстона, и одно из них показано на рис. 9.1, б. На этой схеме все резисторы имеют равную величину, поэтому между верхним и нижним зажимами измерителя нет разности потенциалов. В этом случае стрелка гальванометра или другого индикаторного прибора будет находиться в положении, соответствующем равновесию (указывает на нуль).

На рис. 9.1, в показано другое состояние равновесия. В этой схеме сопротивления резисторов R_1 и R_2 составляют величины по 100 Ом, а сопротивления резисторов R_s и R_x — по 50 Ом. Вследствие равенства сопротивлений резисторов R_1 и R_2 приложенное напряжение делится между ними поровну. Аналогично этому напряжение делится поровну между резисторами R_s и R_x , хотя величины их сопротивлений и меньше величин сопротивлений двух других резисторов. Поэтому падение напряжения на R_2 равно падению напряжения на R_s , и опять между верхним и нижним зажимами нет разности потенциалов, т. е. мост уравновешен. В этом случае величина сопротивления R_x равна 50 Ом, что соответствует величине стандартного резистора.

Еще одно состояние равновесия моста иллюстрируется на рис. 9.1, г. На этой схеме сопротивление резистора R_1 в два раза больше сопротивления резистора R_2 , а сопротивление резистора R_s в два раза больше сопротивления резистора R_x . Вследствие равенства отношений $R_2/R_x = R_1/R_s$ падения напряжений на R_2 и R_x одинаковы, и мост уравновешен.

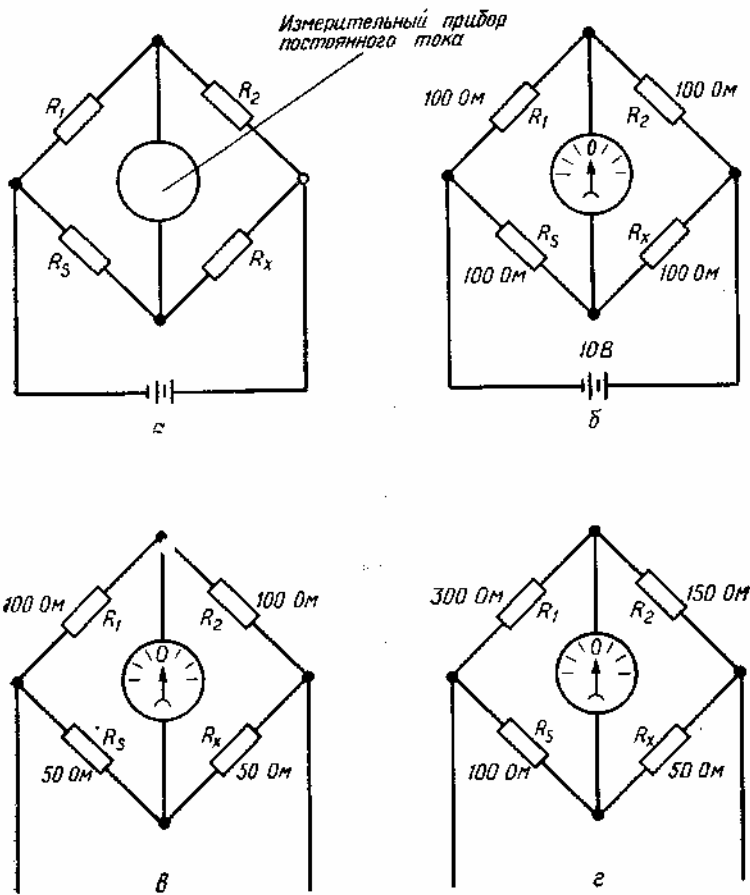


Рис. 9.1. Мостик Уитстона на постоянном токе.

Для различных условий равновесия, показанных на рис. 9.1, величину неизвестного сопротивления резистора R_x можно определить из соотношения, выражающего условие равновесия-моста:

$$R_x = R_s \frac{R_2}{R_1}. \quad (9.1)$$

9.2. L и C-мостики Уитстона

Мостик Уитстона может быть также использован для измерения величины индуктивности или емкости (рис. 9.2). Индуктивный мост изображен на рис. 9.2, а, причем в этом случае необходимо использовать источник переменного напряжения и измерительный прибор, работающий на переменном токе. При наличии переменного тока индуктивное реактивное сопротивление вызовет падение напряжения на катушке индуктивности аналогично тому, как напряжение падает на резисторах в плечах моста. Поэтому, если падение напряжения на R_2 равно падению напряжения на L_x , мост уравновешен и можно определить неизвестную величину L_x из формулы

$$L_x = L_s \frac{R_2}{R_1}. \quad (9.2)$$

Для емкостного моста, показанного на рис. 9.2,б, функция реактивного сопротивления является обратной, поскольку реактивное сопротивление конденсатора уменьшается при увеличении его емкости, в то время как реактивное сопротивление катушки при увеличении индуктивности возрастает. Поэтому в состоянии равновесия моста отношение сопротивлений R_1 и R_2 определяет искомую емкость:

$$C_x = C_s \frac{R_1}{R_2}. \quad (9.3)$$

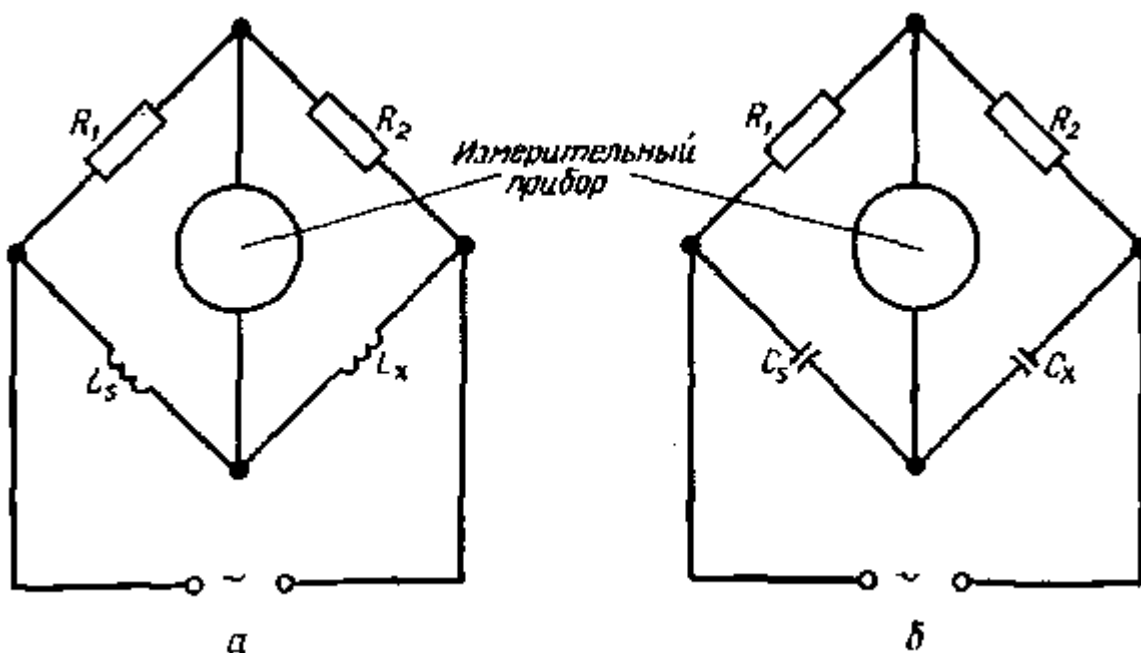


Рис. 9.2. L- и C-мостики Уитстона.

9.3. Мост Овена

Работа моста Овена, типичная схема которого показана на рис. 9.3, а, основывается на сопоставлении индуктивности и емкости. В этой схеме неизвестная индуктивность обозначена L_x , а резистивная составляющая индуктивного сопротивления R_x . Для уравновешивания моста можно изменять емкость конденсатора C_1 или же последовательно с L_x включить переменный резистор. В состоянии равновесия моста величину индуктивности L_x можно вычислить по формуле

$$R_x = R_s C_2 / C_1 \quad (9.4)$$

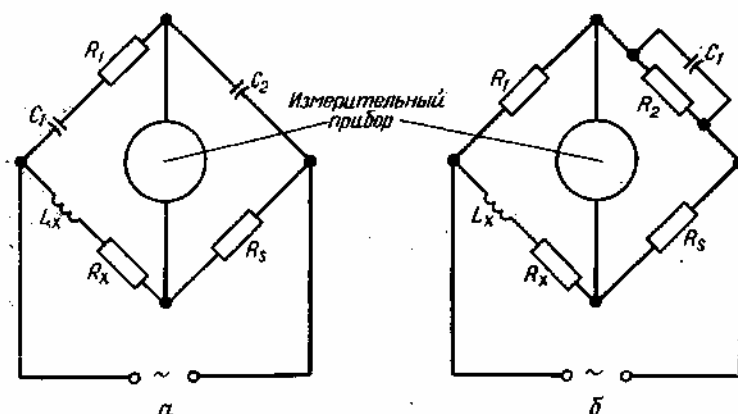


Рис. 9.3. Мостовые схемы Овена и Максвелла.

Величина резистивной составляющей индуктивного сопротивления определяется следующим выражением:

$$R_x = \frac{C_2}{C_1} R_s \quad (9.5)$$

9.4. Мост Максвелла

Еще одним прибором для определения величины индуктивности по методу сравнения индуктивности и емкости является мост Максвелла. Типичная схема этого моста показана на рис. 9.3, б. Величина L_x находится по формуле

$$L_x = R_1 R_2 C_1 \quad (9.6)$$

Для расчета величины резистивной составляющей сопротивления катушки индуктивности можно использовать следующую формулу:

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} R_s \quad (9.7)$$

9.5. Мост Вина

Мост Вина (рис. 9.4, а) применяется для измерений частоты. Его можно также использовать для проверки величины емкости по данным сопротивлениям и частоте приложенного переменного напряжения. Если $C_x = C_s$, $R_x = JR_s$ и $R_2 = 2R_1$, то измеряемая частота определяется следующим выражением:

$$f = \frac{1}{6.28R_x C_x} \quad (9.8)$$

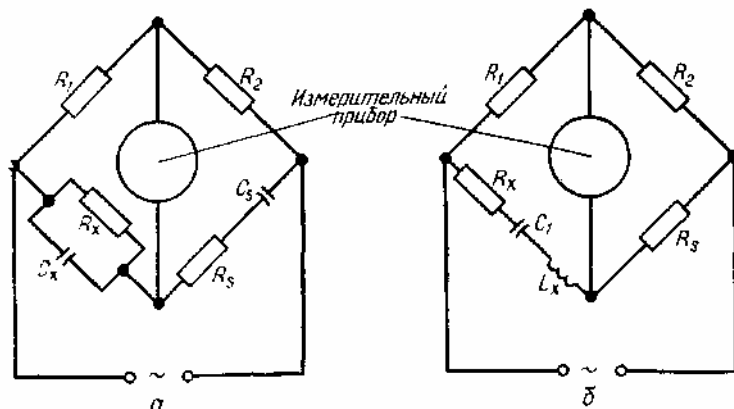


Рис. 9.4. Мост Вина и резонансный мост.

9.6. Резонансный мост

Резонансный мост, показанный на рис. 9.4, б, является мостом типа LCR . В уравновешенном состоянии плечо моста, состоящее из R_x , C_1 и L_x , на частоте приложенного сигнала находится в резонансе, поэтому схема становится чисто резистивной. Это объясняется тем, что на резонансной частоте реактивное сопротивление конденсатора C_1 равно по величине и противоположно по знаку реактивному сопротивлению катушки индуктивности L_x . Вследствие этого соответствующие реактивные составляющие взаимно компенсируются и мост работает как чисто резистивный. Поэтому этот мост используется для измерений индуктивности или импеданса (комбинации индуктивной и резистивной составляющих сопротивления индуктивности).

Величина индуктивности резонансного моста при выполнении условий равновесия связана с угловой частотой ω ($\omega = 2\pi f$, где f — круговая частота) следующим уравнением:

$$L_x = \frac{1}{\omega^2 C_1} \quad (9.9)$$

Неизвестную величину R_x можно определить при помощи следующей формулы:

$$R_x = \frac{R_s}{R_2} R_1 \quad (9.10)$$

9.7. Мост Хейя

На рис. 9.5, а показан мост Хейя. Этот мост аналогичен мосту Максвелла, описанному ранее, за исключением того, что конденсатор C_1 и резистор R_2 включены не параллельно, а последовательно. Мост Хейя используется для измерений индуктивностей очень большой величины. Неизвестные индуктивность и сопротивление рассчитываются по формулам

$$L_x = \frac{R_1 R_3 C_1}{1 + R_2^2 \omega^2 C_1^2} \quad (9.11)$$

$$R_x = \frac{R_1 R_2 R_3 \omega^2 C_1^2}{1 + R_2^2 \omega^2 C_1^2} \quad (9.12)$$

9.8. Мост Шеринга

Мост Шеринга, показанный на рис. 9.5, б, используется для высоковольтных измерений. Неизвестную величину емкости конденсатора C_x находят из следующего выражения:

$$C_x = \frac{C_s}{R_1} R_2.$$

(9.13)

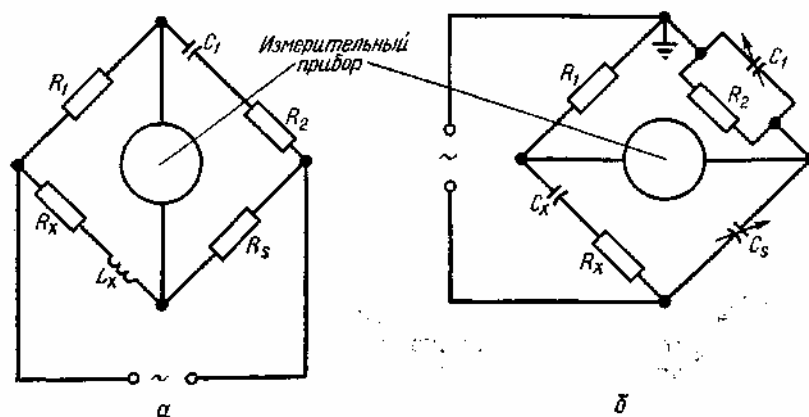


Рис. 9.5. Мостовые схемы Хейя и Шеринга.

9.9. Детектор мостового типа

Схема, показанная на рис. 9.6, является как бы дальнейшим развитием схемы, изображенной ранее на рис. 2.12. Это схема демодулятора мостового типа ЧМ-стереосигналов (см. также разд. 15.3 и 15.7). Полный сигнал (без составляющих частотой 19 и 67 кГц) подводится к центральному отводу вторичной обмотки. Четыре диода образуют уравновешенную мостовую схему, на которую подается сигнал частотой 38 кГц, а также полный сигнал с боковыми полосами. Полный сигнал, подаваемый через центральный отвод к верхней и нижней точкам мостовой выпрямляющей системы, в любой момент времени изменяется в одинаковой фазе в этих точках. Однако в каждый момент времени к мосту прикладываются не совпадающие по фазе сигналы несущей частоты 38 кГц. При синфазности сигналов, поступающих к узлам моста, протектированные сигналы имеют большую амплитуду, а в противном случае амплитуда выходного колебания мала. Конденсаторы C_8 и C_9 действуют в качестве фильтров и преобразуют выпрямленные импульсы в среднее напряжение, которое изменяется по частоте и амплитуде в соответствии с составляющей сигнала звуковой модуляции, которая содержалась в исходных левом (L) и правом (R) даналах.

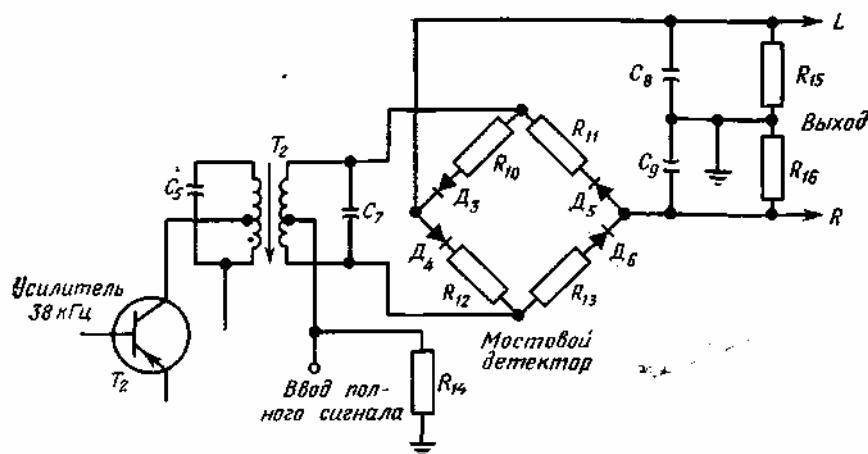


Рис. 9.6. Детектор ЧМ-стереосигналов мостового типа.

Как показано на рис. 9.6, выходные звуковые сигналы выделяются на резисторах R_{15} и R_{16} , точка соединения которых заземлена. Эти сигналы подаются затем на стандартные усилители звуковой частоты.

9.10. Мостовой выпрямитель

Устройства выпрямления, детектирования и смешивания сигналов можно строить на основе мостовых схем. Типичной схемой такого рода является схема диодного выпрямителя, показанная на рис. 9.7. В этой схеме переменное напряжение, прикладываемое к противоположным узлам диодного моста, преобразуется в пульсирующее выпрямленное напряжение, снимаемое с двух других узлов. При включении нагрузочного резистора R_H выделяемое на нем пульсирующее напряжение является униполярным, что характерно для двухполупериодного выпрямления (см. гл. 10).

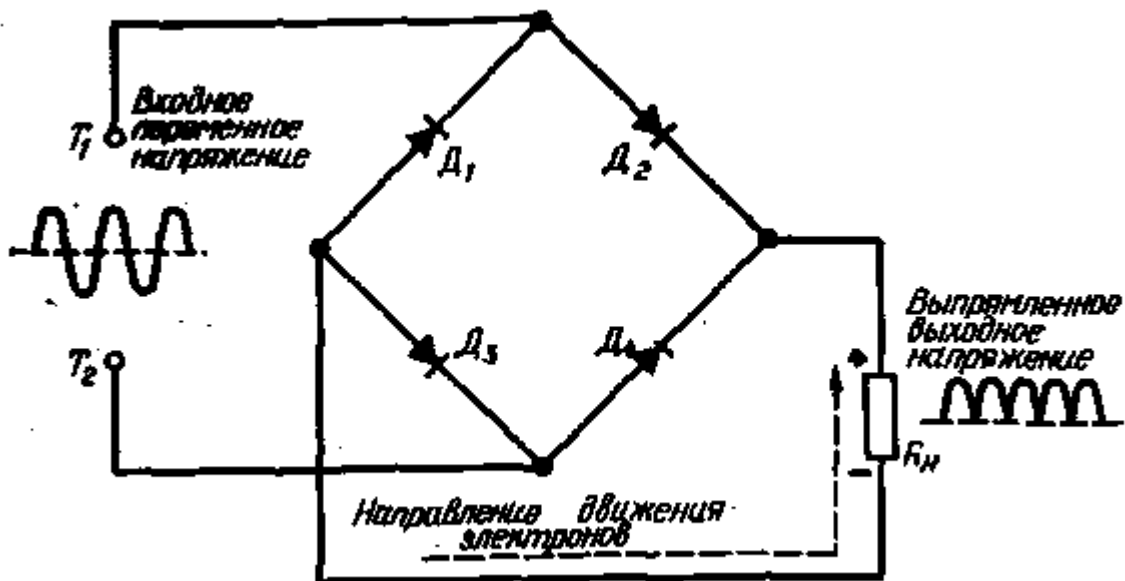


Рис. 9.7. Мостовой выпрямитель.

При действии на входе полуволны переменного напряжения положительной полярности зажим T_1 будет положителен по отношению к зажиму T_2 . В этом случае электроны поступают на зажим T_2 и выводятся через зажим T_1 . Электроны от зажима T_2 поступают на узел с диодами D_3 и D_4 , причем только D_3 имеет нужное для проводимости направление включения. Поэтому электроны движутся, пройдя через этот диод, к узлу с диодами D_3 и D_4 . Полярность напряжения, приложенного к диоду D_4 является запирающей, так что электроны от этого узла поступают на резистор в направлении, указанном на рис. 9.7 штриховой линией. При протекании тока через резистор R_H на последнем возникает падение напряжения (полярность указана на рисунке). После прохождения через резистор электроны достигают узла с диодами D_2 и D_4 . Но только на диоде D_2 действует отпирающее напряжение, позволяющее электронам двигаться к выводу T_1 , потенциал которого положителен при данной полуволне переменного тока. Диод же D_4 оказывается запертым, так как потенциал T_2 отрицателен.

В течение следующего полупериода «изменения входного напряжения потенциал зажима T_1 отрицательный, а зажима T_2 положительный. Поэтому электроны от зажима T_1 перемещаются к узлу с диодами D_1 и D_2 , и, поскольку нужную для проводимости полярность включения имеет лишь диод D_1 , электроны проходят через этот диод и опять поступают на резистор R_H , создавая на нем падение напряжения той же полярности, что и в первом случае. Далее электроны, как и прежде, поступают на узел с диодами D_2 и D_4 , однако к зажиму T_2 они проходят через диод D_4 . Таким образом, поскольку мостовой выпрямитель использует каждый полупериод входного переменного напряжения и поворачивает фазу колебаний отрицательной полярности для получения униполярного пульсирующего напряжения на выходе схемы, он обеспечивает двухполупериодное выпрямление.

9.11. Мостовой фазовый детектор

Диоды и резисторы часто комбинируют в мостовые схемы, позволяющие определить разности фаз или частот двух сигналов. Такие схемы известны под названием *фазовых частотных детекторов*; их используют в различной передающей и приемной аппаратуре, а также в приборах управления производственными процессами (см. рис. 2.4 и 4.6).

На рис. 9.8 показана основная мостовая схема фазового детектора. Предположим, что на входе 1 действует синусоидальный сигнал, который по частоте и фазе необходимо сравнить с импульсным сигналом, приложенным к входу 2. Когда частота или фаза одного сигнала отличается от частоты или фазы другого сигнала, то на зажиме X получают выходной сигнал. Если же такого различия в сигналах нет, то напряжение на выходе отсутствует (эта схема может быть преобразована путем изменения полярности включения одного диода таким образом, что на выходе будет формироваться постоянное напряжение, величина которого увеличивается или уменьшается при отличающихся входных сигналах).

Предположим, что при равенстве фаз двух сигналов выходной сигнал равен нулю, тогда временные диаграммы напряжений на диодах D_1 и D_2 должны иметь вид, показанный на рис. 9.8, б — г. Положительная полярность синхроимпульсов, поступающих на вход 2 (на узел с диодами D_1 и D_2), обуславливает проводимость обоих диодов. Импульсный ток обоих диодов поступает в узел с резисторами R_1 и R_2 и замыкается на землю через конденсатор C_1 (штриховая линия на рисунке). Если проводимость обоих диодов

одинакова и мостик уравновешен, то на зажимах X и Y нет напряжения, поскольку эти зажимы идентичны тем узлам стандартной мостовой схемы, между которыми включается прибор для индикации равновесия.

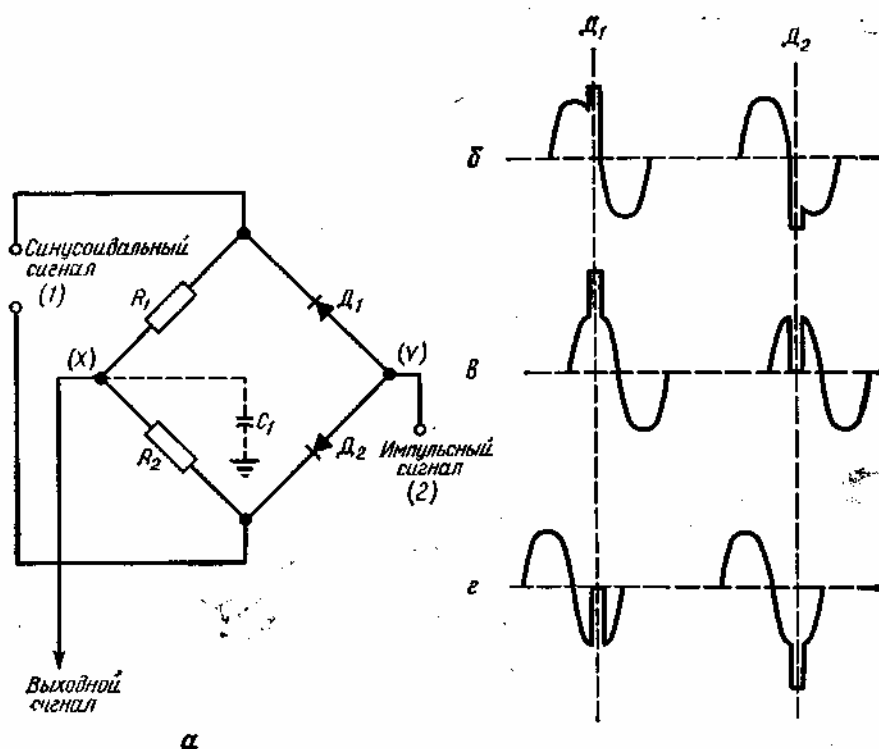


Рис. 9.8. Мостовой фазовый детектор (а) и временные диаграммы напряжений на диодах (б — г).

На рис. 9.8,б показаны составные сигналы на диодах D_1 и D_2 . Такие сигналы получаются, если синхроимпульс поступает на диоды D_1 и D_2 точно в момент прохождения через нуль синусоидального сигнала. Вследствие этого пиковое значение напряжения на диоде D_1 достигаемое во время положительного полупериода, равно пиковому значению напряжения на D_2 во время отрицательного полупериода.

При изменении частоты любого из сопоставляемых сигналов между импульсным сигналом и синусоидальным колебанием возникает разность фаз (рис. 9.8, в). Здесь сравнительно с тем, что было на диаграмме на рис. 9.8,б, синусоидальный сигнал сдвинут вправо (запаздывает примерно на $1/4$ периода), в результате чего напряжение положительного пика на D_1 гораздо больше напряжения отрицательного пика на D_2 . Поэтому проводимость диода D_1 повышается, проводимость D_2 ослабляется, что нарушает равновесие мостовой схемы и вызывает появление разности потенциалов в точках X и Y .

Аналогично этому, если синусоидальное колебание смещается влево (рис. 9.8,г), импульс на диоде D_1 имеет положительную полярность и совпадает с отрицательной полувольтной синусоидального колебания. Однако на диоде D_2 импульс отрицательной полярности накладывается на отрицательную полувольтную синусоидального колебания, вследствие чего проводимость D_2 возрастает. В результате между точками X и Y опять появляется разность потенциалов, но обратной полярности. Поэтому выходное напряжение, возникающее при наличии разности фаз, может быть подано на реактансную схему (см. гл. 12), которая обеспечивает увеличение или уменьшение частоты генератора с регулируемой частотой или другой схемы, за счет чего осуществляется корректировка любого смещения частоты или фазы контролируемого сигнала. Конденсатор C_1 (или другие фильтровые схемы) снижает уровень пульсирующих составляющих и обеспечивает постоянство уровня выходного сигнала, так что последний может служить в качестве источника смещающего напряжения для целей корректировки.

9.12. Мостовой антенный переключатель

В телевизионных передающих системах формируются АМ-несущая изображения и ЧМ-несущая звука (см. разд. 15.4 и рис. 15.5). Эти два сигнала для передачи должны поступить в антенну, причем для удобства используется лишь одна антенная система. Однако в этом случае между несущими с АМ и ЧМ будет иметь место некоторое взаимодействие, поэтому для их разделения необходимо предусмотреть определенные меры.

Схема, показанная на рис. 9.9, позволяет использовать одну антенну для передачи несущих изображения и звука. Как показано на этой схеме, выходные колебания с фильтра боковых полос поступают на первичную обмотку L_3 трансформаторной цепи, состоящей из L_2 и L_4 . Подвод колебания к обмотке L_3 обычно производится посредством коаксиального кабеля, и вследствие заземления одного проводника кабеля линия

является несимметричной (внутренний проводник коаксиала имеет потенциал, отличный от потенциала земли, в то время как внешний проводник является экраном и обычно заземляется). Центральный отвод обмотки L_4 преобразует несимметричный вход в секцию симметрированной линии, поэтому его называют симметрирующим отводом. Как показано на рисунке, несущая, модулированная сигналом изображения, поступает в цепь антенны и выделяется на двух противоположных узлах мостовой системы (данные о фильтре боковой полосы см. в разд. 5.16).

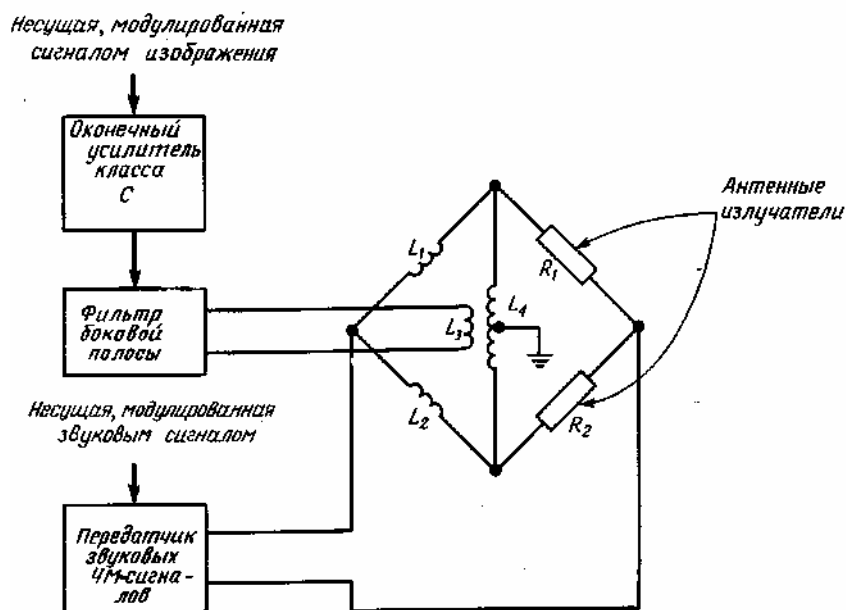


Рис. 9.9. Мостовой диплексор (антенный разделительный фильтр) телевизионной станции.

Как показано на рис. 9.9, два плеча мостовой схемы состоят из катушек индуктивности L_1 и L_2 (это обычно секции коаксиального кабеля, имитирующие индуктивности). Два других плеча моста содержат сопротивления R_1 и R_2 , представляющие излучающие элементы антенны. Такие элементы изображены в виде резисторов, поскольку излучение радиочастотной энергии антенной связано с потреблением мощности, вызываемым так называемым *сопротивлением излучения*.

Как показано на рисунке, несущая звука с ЧМ прикладывается к противоположным узлам моста, поэтому в мостовой схеме циркулируют как сигналы изображения, так и сигналы звукового сопровождения. Однако в случае уравновешенной схемы на реактивных сопротивлениях, так же как и на активных, напряжения равны. Поэтому несущая, модулированная звуковыми сигналами, имеется в обоих излучающих элементах антенны. Однако на узлах поступления несущей, модулированной сигналами изображения, имеется нулевое напряжение несущей, модулированной звуком, поскольку любые потенциалы в этих точках имеют одинаковую полярность, так что через L_4 ток несущей, модулированной звуковыми сигналами, не протекает.

Аналогично этому несущая изображения, прикладываемая к противоположным точкам моста, также обеспечивает равные напряжения на плечах моста. Как и в случае несущей, модулированной звуком, несущая сигналов изображения также будет присутствовать в излучающих элементах антенны. Однако и в этом случае вследствие уравновешенности мостовой схемы в узлах, к которым прикладывается ЧМ-несущая звукового сопровождения, нет сигналов несущей изображения. Благодаря этому предотвращается возможность создания помех сигналам изображения.

Глава 10

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ И СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

10.1. Общие сведения об источниках питания

Источники питания являются неотъемлемой частью всех электронных устройств. Они обеспечивают подачу в устройства электрической энергии при заданных уровнях напряжения и тока. Источники питания, кроме батареи, в общем случае осуществляют преобразование переменного напряжения сети в постоянное напряжение, которое используется для питания электронных устройств. Для создания требуемого уровня напряжения применяют трансформаторы, повышающие или понижающие сетевое напряжение. Чтобы получить источники с разными уровнями напряжения, которые могут потребоваться для питания различных схем одного устройства, трансформатор источника питания снабжают несколькими вторичными обмотками. Например, в

телевизионном приемнике используется дополнительная низковольтная обмотка для питания цепи накала кинескопа.

В большинстве электронных устройств, эксплуатируемых в домашних условиях, таких, как магнитофоны, радиоприемники, высококачественные стереоусилители, применяются источники питания сравнительно небольших размеров. Даже для получения высокого напряжения в телевизионных приемниках для упрощения схемы используют специальные высокочастотные импульсы. Однако промышленные установки снабжаются источниками питания значительно больших размеров, так как потребляемая в этом случае мощность может составить величины порядка нескольких киловатт и более. Следовательно, в промышленных установках должны применяться специальные выпрямители, схемы управления и защитные устройства.

В промышленных установках для регулирования величины мощности, потребляемой определенной нагрузкой, например, электродвигателем, сварочным аппаратом и т. п., используют специальные устройства. В некоторых случаях управление состоит в простом включении и выключении источника питания. В других случаях схема управления должна обеспечивать подачу в нагрузку вполне определенной величины мощности. Для того чтобы подать напряжение питания в нагрузку в точно заданные временные интервалы, часто применяют электронные переключатели. Используемые во всех указанных случаях схемы и рассматриваются в следующих разделах настоящей главы.

10.2. Однополупериодный выпрямитель

Схема однополупериодного выпрямителя с одним выпрямительным диодом показана на рис. 10.1. В такой схеме источника питания трансформатор не используется и сетевое напряжение подается непосредственно на вход выпрямителя. Подобную схему источника питания применяют в дешевых электронных устройствах, хотя предпочитают использовать источники питания трансформаторного типа, поскольку они позволяют устранить общий заземленный провод сети переменного тока.

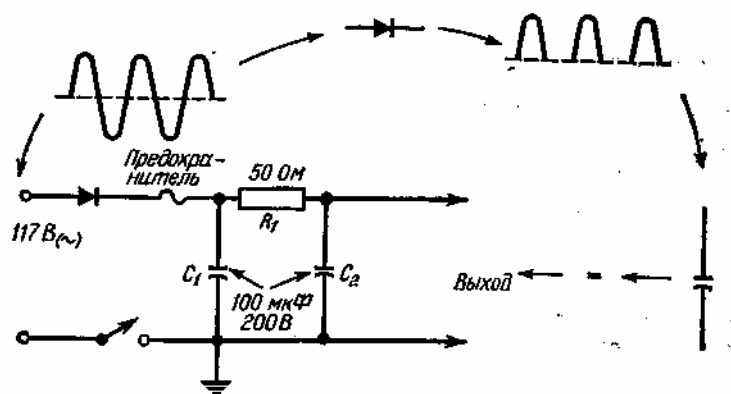


Рис. 10.1. Схема однополупериодного выпрямителя.

Для защиты выпрямителя от короткого замыкания или частичного короткого замыкания, которое может иметь место при выходе из строя конденсаторов или других элементов схемы, служит последовательно включенный предохранитель. Падение напряжения на последовательном резисторе зависит от величины протекающего через него тока; при включении резистора выходное напряжение понижается. Кроме того, этот резистор служит для целей фильтрации. В схеме используются два фильтровых конденсатора с номинальным напряжением 200 В, что позволяет уменьшить опасность их пробоя при случайных выбросах напряжения. Максимальное напряжение на этих конденсаторах может достигать амплитудного значения синусоидального переменного напряжения, которое равно произведению эффективного значения напряжения (117 В) на $\sqrt{2}$. Следовательно, напряжение на первом конденсаторе фильтра может достигать значения $117 \cdot 1,41 = 165 \text{ В}$. На втором конденсаторе из-за падения напряжения на последовательном резисторе максимальное напряжение будет несколько меньше.

Как показано на рис. 10.1, ток в схеме однополупериодного выпрямителя протекает не непрерывно, а периодически. Таким образом, в течение временных интервалов, когда ток не протекает, конденсаторы фильтра не заряжаются. (В схеме двухполупериодного выпрямителя, как будет показано в следующем разделе, перерывов в протекании тока нет.) Поэтому при одинаковой величине тока, потребляемого от выпрямителя, колебания напряжения на конденсаторе будут более заметными в однополупериодной схеме по сравнению с двухполупериодной. По этой причине емкость конденсаторов фильтра должна быть в однополупериодной схеме больше, чтобы между циклами заряда на обкладках конденсаторов сохранялся заряд достаточно большой величины. При большой величине емкости конденсаторы выполняют функцию стабилизации выходного напряжения, т. е. обеспечивают относительное постоянство выходного напряжения выпрямителя при изменениях тока нагрузки.

При положительной полуволне переменного входного напряжения, действующего между верхним и нижним входными зажимами, электроны протекают через заземленный провод, нагрузку и далее через выпрямляющий кремниевый диод. Так как в фильтре обычно используются электролитические конденсаторы, их присоединение к схеме должно осуществляться с соблюдением указанной на корпусе полярности. При обратной полярности включения конденсаторов будет происходить их нагрев, а затем и выход из строя.

Так как конденсатор заряжается до напряжения, близкого к амплитудному значению входного переменного напряжения, то выходное напряжение в схеме однополупериодного выпрямителя оказывается несколько выше эффективного значения входного напряжения. Следует заметить, что величина выходного напряжения заметно зависит от сопротивления нагрузки, т. е. от величины тока, потребляемого нагрузкой. При большем токе нагрузки заряд конденсатора уменьшается и, следовательно, выходное напряжение понижается.

С целью лучшего подавления пульсаций выпрямленного тока последовательно с резистором включают дроссель, представляющий большое реактивное сопротивление. Такие дроссели применяют главным образом в промышленных установках; в бытовых электронных приборах стараются их не использовать по соображениям стоимости и, кроме того, для устранения помех в соседних цепях, вызываемых магнитными полями дросселей. Вместо дросселя обычно применяют дополнительные конденсаторы емкостью несколько сотен или даже тысяч микрофард, которые обеспечивают приемлемое качество фильтрации и небольшой уровень фона.

10.3. Двухполупериодный выпрямитель

Схема двухполупериодного выпрямителя показана на рис. 10.2. К первичной обмотке трансформатора для подавления помех подключен фильтр, составленный из двух конденсаторов по 0,05 мкФ каждый, причем средняя точка между ними присоединена к земле. Эти конденсаторы не должны быть однополярными, а для уменьшения вероятности пробоя их номинальное напряжение должно быть — 200В. Выключатель обычно ставят перед конденсаторами с тем, чтобы при выключенном выпрямителе сетевое напряжение не подавалось на конденсаторы. В двухполупериодном выпрямителе вторичная обмотка трансформатора должна иметь центральный вывод, однако в случае мостовой схемы выпрямителя (см. рис. 9.7 и разд. 10.7) такого вывода не требуется.

На рис. 10.2 два выпрямляющих диода имеют общую точку, с которой снимается выпрямленное напряжение. В качестве фильтра в выпрямителе используются последовательный резистор и два конденсатора. Однако в тех случаях, когда необходим низкий уровень пульсаций, на выходе выпрямителя можно добавить еще по одному резистору и конденсатору.

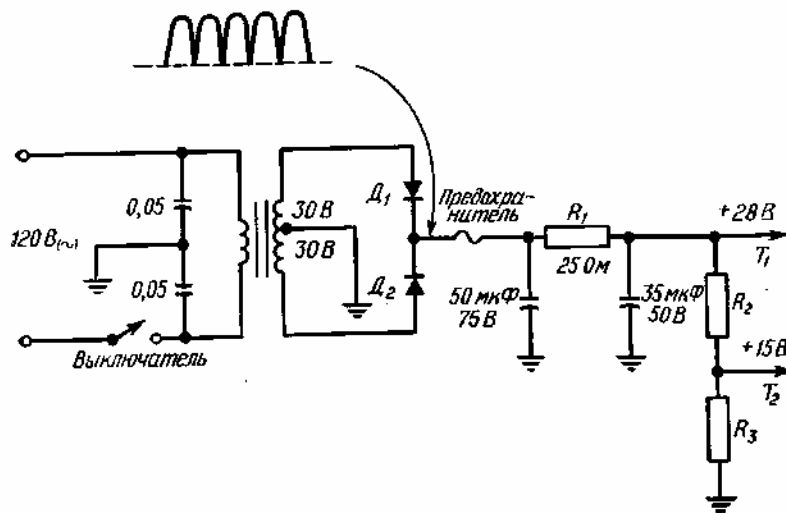


Рис. 10.2. Схема двухполупериодного выпрямителя.

Когда между верхним выводом вторичной обмотки и землей действует положительная полуволна переменного напряжения, то электроны будут протекать от заземленной точки нагрузки через резисторы R_2 и R_3 , а также через нагрузочные элементы, подключенные к выходам выпрямителя; в этом случае на верхнем выводе резистора R_2 устанавливается положительный потенциал относительно земли. Резисторы R_2 и R_3 образуют делитель напряжения, причем на выводе T_2 создается напряжение (— 15 В), величина которого зависит от сопротивления нагрузки. При малой величине сопротивления нагрузки, присоединенной к выводу T_2 , ток через резистор R_2 возрастает, что приведет к уменьшению напряжения на этом выводе.

Резисторы R_2 и R_3 выполняют не только функцию делителя напряжения: через них протекает некоторый ток утечки независимо от того, подключена к выпрямителю нагрузка или нет. По этой причине цепь с этими резисторами (или одним резистором между выходными зажимами) называют *цепью утечки*. Указанные резисторы являются относительно небольшой нагрузкой для выпрямителя (ток этой цепи составляет 10 — 20% среднего тока нагрузки), но цепь утечки помогает стабилизировать работу выпрямителя и позволяет в

некоторой степени отрегулировать выходное напряжение.

Во время действия положительной полуволны напряжения на верхней части вторичной обмотки трансформатора ток протекает через диод D_1 , в то время как диод D_2 заперт. Когда же между нижним выводом обмотки и землей действует положительная полуволна напряжения, диод D_1 закрыт, а диод D_2 проводит ток, протекающий в направлении от нижнего вывода обмотки через цепь нагрузки и цепь утечки, резистор R_1 и замыкается через землю. Таким образом, в течение каждого полупериода переменного напряжения образуется импульс выпрямленного тока. Так как выпрямленные импульсы тока следуют непосредственно один за другим, то требования к фильтру менее жесткие по сравнению с однополупериодным выпрямителем. Следовательно, сопротивления резисторов и емкости конденсаторов фильтра в двухполупериодной схеме будут меньшей величины.

Предохранитель, включенный последовательно со схемой фильтра, защищает выпрямитель и трансформатор от перегрузок, которые могут возникнуть при подключении низкоомных нагрузок или при пробое конденсаторов фильтра. Номинальный ток предохранителя выбирается такой величины, чтобы предохранитель сгорал, если ток через него превысит примерно на 20% величину номинального тока нагрузки.

10.4. Удвоитель напряжения

Схемы удвоения напряжения применяются в тех случаях, когда требуется получить более высокое напряжение, чем при использовании трансформатора или сети переменного тока. Удвоение напряжения — удобное средство для исключения трансформатора из схемы источника питания при сохранении при этом возможности получения существенно более высокого напряжения, чем может обеспечить сеть. Таким образом, схемой удвоения напряжения можно воспользоваться для повышения напряжения сети в два раза или для увеличения напряжения, снимаемого с трансформатора. На рис. 10.3 показана схема удвоения напряжения с трансформатором. Здесь назначение трансформатора состоит в изоляции схемы от сети в целях безопасности. Как показано на рисунке, напряжение сети подается на первичную обмотку L_1 в цепи которой имеется выключатель. Параллельно сети и обмотке подключен конденсатор C_1 емкостью 0,02 мкФ, который шунтирует помехи, не пропуская их в схему удвоения. Поэтому такой конденсатор иногда называют *фильтрующим*.

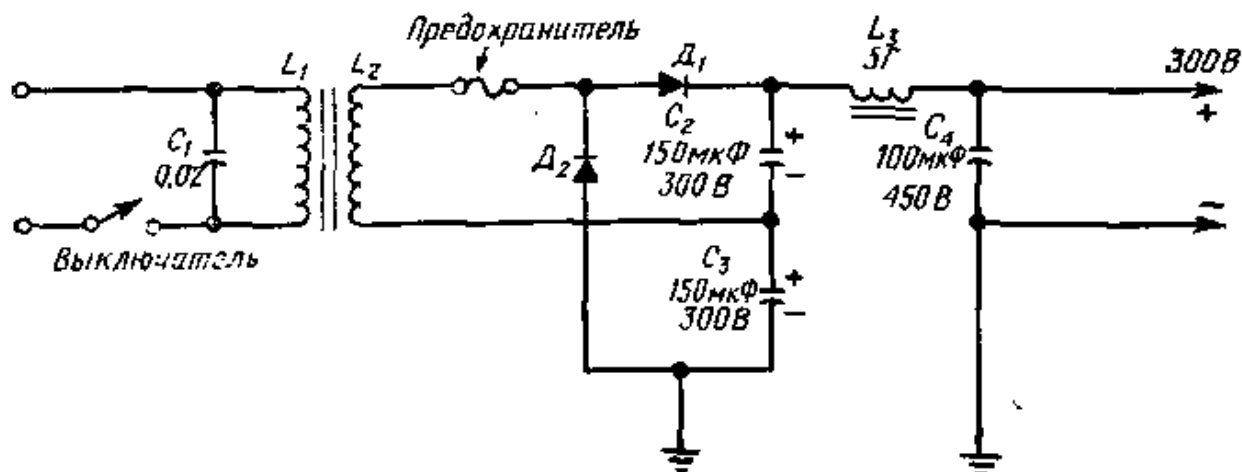


Рис. 10.3. Схема удвоения напряжения.

Вторичная обмотка трансформатора соединена с двумя полупроводниковыми диодами D_1 и D_2 . Конденсаторы C_2 и C_3 служат для накопления зарядов и передачи их на выход выпрямителя.

Работу схемы легче понять, если предположить, что на обмотке L_1 имеется сигнал определенной полярности, и проследить, как при этом протекают электроны в схеме. Если, например, на L_2 действует положительная полуволна напряжения, направленного от верхнего вывода к нижнему, то электроны перемещаются от нижнего вывода через цепь выпрямителя к верхнему выводу обмотки. При этом электроны проходят через конденсатор C_2 и заряжают его до напряжения, близкого к максимальному напряжению, действующему на L_2 . От верхней обкладки C_2 электроны протекают через диод D_1 к верхнему выводу L_2 . Таким образом, в течение положительного полупериода переменного напряжения ток будет протекать только через диод D_1 , а диод D_2 в этом полупериоде будет закрыт. Во время действия следующей полуволны питающего напряжения потенциал верхнего вывода обмотки L_2 отрицателен относительно нижнего вывода. Теперь поток электронов будет проходить через диод D_2 и конденсатор C_3 , заряжая его также почти до максимального напряжения, действующего на вторичной обмотке трансформатора. Далее электроны будут протекать от верхней обкладки конденсатора C_3 к нижнему выводу обмотки L_2 . Таким образом, в течение каждого полупериода переменного напряжения конденсаторы C_2 и C_3 будут поочередно заряжаться.

Заметим, что выходное напряжение снимается с выхода сглаживающего дросселя L_3 . Конденсаторы C_2 и C_3

являются элементами фильтра, который служит для сглаживания пульсаций. Так как отрицательный выходной зажим заземлен, выходное напряжение снимается фактически с последовательно включенных конденсаторов C_2 и C_3 . Следовательно, выходное напряжение равно сумме напряжений на конденсаторах C_2 и C_3 . Таким образом, схема действует как удвоитель напряжения, подаваемого на ее вход. Однако величина выходного напряжения зависит от регулирующих свойств схемы. При большем токе нагрузки потребляется больший ток от конденсаторов C_2 и C_3 . Если этот ток достаточно велик, то выпрямители не успевают подзарядать конденсаторы для поддержания на них амплитудного значения напряжения и выходное напряжение падает. При отсутствии нагрузки выходное напряжение получается максимальным.

Регулировочные свойства схемы (т. е. способность сохранять выходное напряжение близким к постоянной величине при изменении сопротивления нагрузки) улучшаются при увеличении емкости конденсаторов. В этом случае они могут запастись большим зарядом и, следовательно, позволяют отбирать от выпрямителя ток большей величины без существенного уменьшения выходного напряжения.

10.5. Утроитель напряжения

Схема утроения напряжения используется тогда, когда требуется повысить напряжение источника в три раза. Так же как и в схеме удвоения, в схеме утроения можно повысить напряжение сети, не применяя для этой цели трансформатор. Изолирующий трансформатор также можно использовать для обеспечения безопасности. Поскольку выходное напряжение может в несколько раз превышать напряжение на вторичной обмотке трансформатора, можно воспользоваться более дешевым трансформатором.

Типичная схема утроителя напряжения показана на рис. 10.4, а. Для утроения напряжения в схему включены три диода и три конденсатора. Предположим, что на входе действует такая полуволна напряжения, при которой потенциал зажима T_1 положителен. При этом электроны перемещаются от зажима T_2 и заряжают конденсатор C_1 (полярность указана на рисунке); далее через диод D_1 электроны поступают к зажиму T_1 . В течение следующей полуволны напряжения потенциал T_1 станет отрицательным. Теперь диод D_1 будет закрыт, так как на него будет подано напряжение обратной полярности, а диод D_2 окажется открытым, и заряжаться будет конденсатор C_2 . Этот конденсатор зарядится до напряжения, в два раза превышающего напряжение на C_1 . Причина этого заключается в том, что конденсатор C_2 заряжается не только под воздействием отрицательного входного напряжения, но и от напряжения на конденсаторе C_1 .

Увеличение напряжения на C_2 можно понять, если обратиться к рис. 10.4, б. Здесь обозначены полярности входного напряжения и напряжения на C_1 , а стрелки показывают направление движения электронов. Заменим, что эти два источника напряжения действуют как последовательно включенные, поэтому напряжение на C_2 будет равно сумме указанных напряжений.

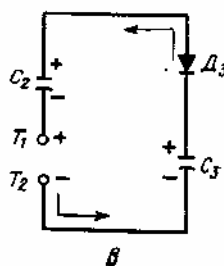
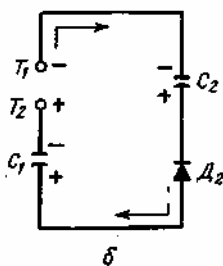
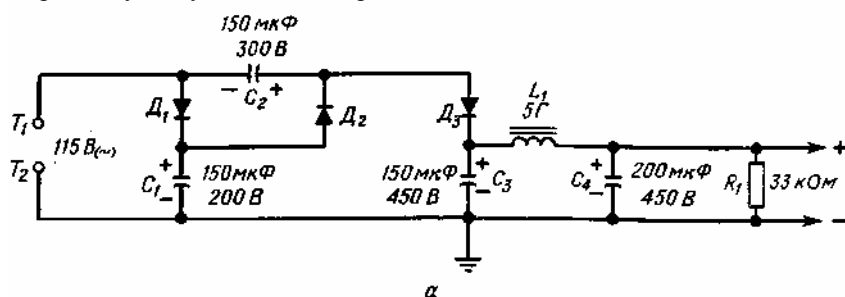


Рис. 10.4. Схема утроения напряжения (стрелки указывают направление-движения электронов).

В течение третьего полупериода входного напряжения потенциал зажима T_1 станет вновь положительным. При этом конденсатор C_1 опять зарядится до напряжения, равного амплитуде входного напряжения. При положительной полуволне напряжения на входе диод D_3 также будет открыт (эквивалентная схема при открытом диоде D_3 показана на рис. 10.4, в). Напряжение на конденсаторе C_3 будет равно сумме напряжения на C_2 и входного напряжения. Заметим, что обратно к зажиму T_1 электроны движутся через конденсатор C_2 , включенный последовательно. Так как конденсатор C_2 заряжен до напряжения, которое при слабом

нагрузочном токе почти равно удвоенной амплитуде входного напряжения, то напряжение, до которого заряжается конденсатор C_3 , почти в три раза больше амплитуды сетевого напряжения (при отсутствии нагрузки). Так же как и в схеме удвоения, выходное напряжение здесь зависит от тока нагрузки, который несколько разряжает конденсаторы.

В качестве фильтра в данной схеме используются дроссель $L1$ и конденсатор C_4 . Для улучшения регулировочных характеристик схемы иногда применяют сопротивление утечки R_i , которое потребляет от источника небольшой ток постоянной величины.

При необходимости в схеме на рис. 10.4,а можно получить и удвоенное напряжение, которое следует снимать с конденсатора C_2 . Как и в схеме удвоения напряжения, регулировочные характеристики схемы можно улучшить путем увеличения емкости конденсаторов.

10.6. Высоковольтные схемы

Высокие напряжения порядка нескольких киловольт чаще всего применяются в промышленных электрических установках, но в некоторых электронных приборах бытового назначения также используется высокое напряжение. Две типичные схемы высоковольтных источников напряжения показаны на рис. 10.5.

В схеме на рис. 10.5,а высокое напряжение (15 кВ) получается путем непосредственного использования трансформатора. Такая схема применяется для образования дугового разряда в камере сгорания домашних отопительных систем. В этих системах топливо, смешанное с воздухом под высоким давлением, подается в камеру сгорания, где оно испаряется и легко воспламеняется от искры.

Термостат является чувствительным элементом, который определяет точку включения нагревателя и интервал времени, & течение которого первичная обмотка высоковольтного трансформатора должна быть разомкнута, что осуществляется при помощи реле L_3 . Контакты реле замыкаются и размыкаются в соответствии с напряжением на низковольтной обмотке L_5 . Когда температура в помещении, где находится термостат, снизится до определенного значения, термостат замыкает реле и в искровом промежутке образуется дуговой разряд. Одновременно с этим топливный насос подает порцию топливной смеси в камеру сгорания, которая воспламеняется от искры.

Высоковольтная (15 кВ) обмотка трансформатора изготавливается из очень тонкой проволоки, обладающей значительным сопротивлением, которое ограничивает величину тока, и это обеспечивает дополнительную безопасность системы. Так как в момент образования искры вторичная обмотка замыкается накоротко, то она должна выдерживать протекающий при этом небольшой ток.

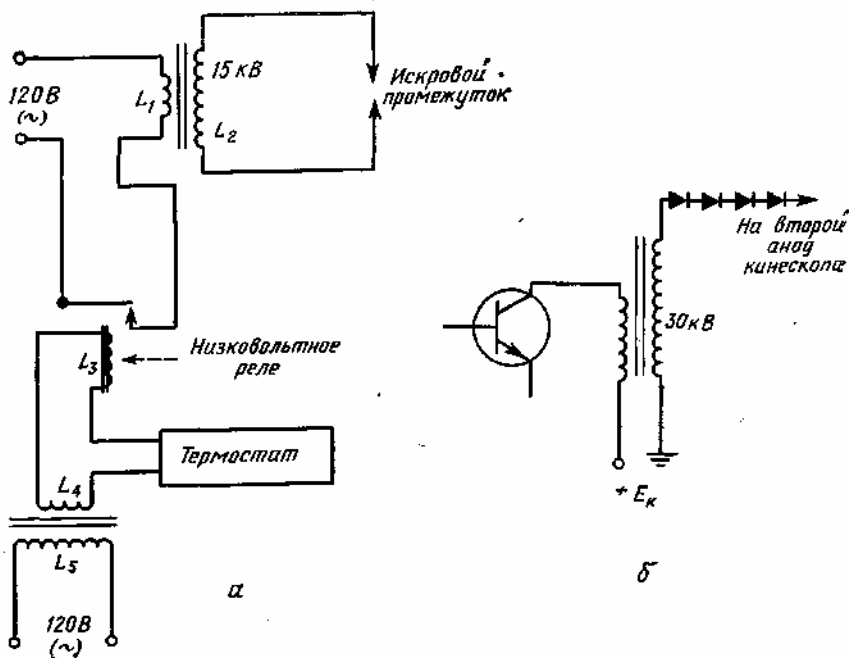


Рис. 10.5. Схемы высоковольтных источников напряжения.

Схема, показанная на рис. 10.5,б, является частью высоковольтной схемы цветного телевизионного приемника (рис. 2.11). Импульсы, вырабатываемые выходным каскадом строчной развертки, поступают на первичную обмотку выходного строчного трансформатора. Во ВТqrH4Hof1 обмотке напряжение этих импульсов повышается. Для выпрямления полученных импульсов используют несколько высоковольтных кремниевых диодов. Затем постоянное напряжение подается на второй анод кинескопа. Как упоминалось в гл. 2, второй анод представляет собой проводящее покрытие внутри кинескопа, которое вместе с покрытием на

внешней стороне кинескопа образует конденсатор. Диэлектриком конденсатора является стекло корпуса кинескопа. Этот конденсатор используется как фильтр для подавления пульсаций.

Так же, как и в схеме на рис. 10.5,а, потребляемый ток в данной схеме очень мал, и вторичную обмотку делают из очень тонкого провода. Иногда в целях повышения безопасности в схему включают последовательный резистор. При потреблении слишком большого тока от схемы падение напряжения на последовательном резисторе возрастет и, следовательно, выходное напряжение уменьшится.

10.7. Мостовой выпрямитель

Мостовая схема применяется в тех случаях, когда требуется производить двухполупериодное выпрямление, имея в своем распоряжении трансформатор без центрального вывода от вторичной обмотки.

В выпрямителе мостового типа (рис. 10.6) используются четыре полупроводниковых диода, включенных по мостовой схеме, за которыми следует обычный фильтр для подавления пульсаций выходного напряжения.

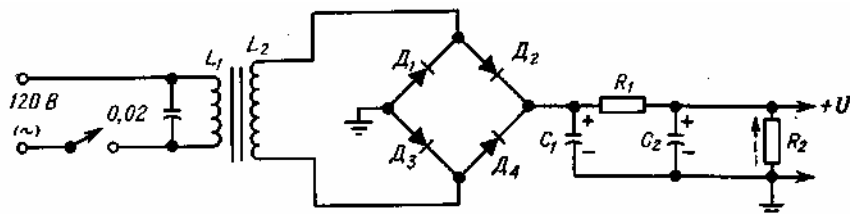


Рис. 10.6. Схема мостового выпрямителя.

Как и ранее, предположим, что полярность полуволны напряжения, появляющегося на вторичной обмотке, такова, что верхний вывод обмотки имеет положительный потенциал, а нижний — отрицательный. При этих условиях электроны будут протекать от нижнего вывода обмотки трансформатора к диодам D_3 и D_4 . Поскольку в данном полупериоде диод D_4 является непроводящим, электроны будут двигаться через диод D_3 и далее через земляную шину и схему фильтра к диодам D_2 и D_4 . Теперь электроны могут проходить через любой диод, но, так как они должны вернуться к положительному выводу обмотки L_2 , они будут протекать только через диод D_2 . Направление потока электронов показано стрелкой около резистора R_2 , и соответствующая полярность выходного напряжения указана на рисунке. „ „

В течение второго полупериода верхний вывод обмотки L_2 становится отрицательным, а нижний — положительным. Теперь электроны будут двигаться к диодам D_1 и D_2 , но диод D_2 включен в непроводящем направлении. Поэтому электроны пройдут через диод D_1 опять к земляной шине, через фильтр m резистор R_1 в том же направлении, что и во время первого полупериода. Электроны, достигшие диодов D_2 и D_4 , будут теперь проходить через диод D_4 к положительному нижнему выводу обмотки L_2 . Таким образом, схема выпрямляет положительную и отрицательную полуволны переменного напряжения, т. е. осуществляет двухполупериодное выпрямление, как и в схеме с центральным выводом вторичной обмотки трансформатора.

10.8. Стабилизаторы напряжения

Термин «стабилизация напряжения» в отношении источников питания означает относительную величину изменения выходного напряжения при изменении тока нагрузки, выраженную в процентах. Коэффициент стабилизации представляет собой отношение разности выходных напряжений при минимальном и максимальном токе, потребляемом от источника питания, к напряжению при максимальной нагрузке. Выражение для коэффициента стабилизации в процентах записывается в виде

$$K_{ст} = \frac{E_0 - E_n}{E_n} 100, \quad (10.1)$$

где E_0 — выходное напряжение без нагрузки и E_n — выходное напряжение при максимальной нагрузке.

Чтобы сделать минимальными изменения выходного напряжения при различных токах нагрузки, применяют различные методы стабилизации. Сложность схемы стабилизации зависит от степени стабилизации, принципиально достижимой и требуемой в данной системе. В промышленных электронных установках применяются полупроводниковые стабилизаторы, и в некоторых случаях могут использоваться дроссели с переменной индуктивностью на входе фильтра (рис. 10.7,а). Такие дроссели с ферромагнитным сердечником легко переходят в режим насыщения при увеличении протекающего через них тока; при этом индуктивность, а следовательно, и индуктивное сопротивление уменьшается. Для обеспечения нормальной работы при стабильном напряжении выходной ток, протекая через катушку, вызывает на ней определенное падение напряжения, величина которого зависит от реактивного и омического сопротивлений катушки. При увеличении потребляемого тока при изменении сопротивления нагрузки катушка переходит в состояние насыщения и ее реактивное сопротивление уменьшается. В результате падение напряжения на катушке понизится, а выходное напряжение возрастет.

Кроме указанных дросселей, для целей стабилизации напряжения полезно применять резисторы утечки и конденсаторы фильтра повышенной емкости. Существенное улучшение качества стабилизации обеспечивается применением полупроводниковых стабилизирующих диодов — *стабилитронов*, или *диодов Зенера* (рис. 10.7).

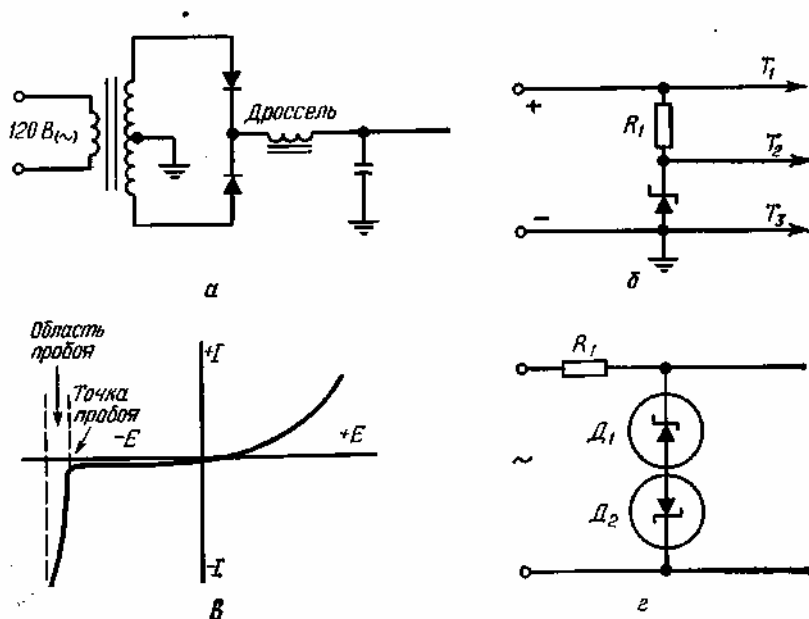


Рис. 10.7. Схемы стабилизаторов с дросселем переменной индуктивности (а) и со стабилитронами (б и г), а также характеристика зенеровского диода (в).

Как можно видеть на рис. 10.7,б, стабилитрон включают последовательно с ограничивающим резистором R_1 , а стабилизированное напряжение снимается с зажима T_2 . Такой диод может работать в качестве стабилизатора напряжения благодаря своей характеристике (рис. 10.7,в). При подаче на стабилитрон прямого напряжения ток через него увеличивается с ростом напряжения, т. е. его поведение ничем не отличается от поведения обычного диода. Однако при подаче обратного напряжения сопротивление стабилитрона сначала очень велико и через него протекает ток порядка нескольких микроампер. По достижении некоторой критической точки внутреннее сопротивление диода резко снижается почти до нуля. Резкое уменьшение сопротивления диода вызывает резкое увеличение тока до такой величины при которой обычный кремниевый диод таких же размеров безусловно, вышел бы из строя. Однако этот явный пробой не нарушает работоспособности диода. Это происходит потому что при определенной величине обратного напряжения носители преодолевают внутренний потенциальный барьер полупроводникового диода, приводя к появлению проводимости диода в обратном направлении. Если теперь обратное напряжение уменьшится до нуля, то внутренний потенциальный барьер вновь восстановится и диод перейдет в нормальный режим работы.

Точка пробоя, показанная на рис. 10.7,в, находится в пределах некоторой области напряжений (области пробоя), и ее положение в этой области можно регулировать в процессе производства путем изменения удельного сопротивления кремниевого материала.

В области пробоя протекание большого тока не сопровождается изменением падения напряжения на диоде. Следовательно это падение напряжения практически остается постоянным в точке пробоя. Благодаря такой характеристике стабилитрон можно использовать в схеме стабилизации напряжения (рис. 10.7,б). Сопротивление резистора R_1 подбирают таким образом чтобы удерживать диод в области пробоя. Заметим, что в этой схеме диод включается не так, как это обычно делается в выпрямительных схемах: его присоединяют таким образом чтобы на него подавалось напряжение обратной полярности. Следовательно, когда диод находится в области пробоя, падение напряжения на нем будет оставаться почти постоянным при небольших изменениях тока, благодаря чему на зажимах T_2 и T_3 обеспечивается стабилизированное выходное напряжение.

Кроме того стабилитроны могут применяться также и для стабилизации переменного напряжения (рис. 10.7,г). В этой схеме два стабилитрона включены навстречу друг другу (встречно) и каждый из них работает в качестве стабилитрона в течение полупериода. Обычно для этой цели промышленность выпускает специальные двоянные диоды, которые для обеспечения симметрии подбираются с одинаковыми характеристиками.

10.9. Прерыватели и преобразователи

Часто возникает необходимость в преобразовании в некоторых промышленных установках невысокого постоянного напряжения в переменное. Это преобразование выполняется при помощи *прерывателей*. Такие устройства называют также *вибропреобразователями*. Основной частью устройства является вибрирующий металлический стержень, который колеблется между двумя контактами и прерывает постоянный ток,

преобразуя его в импульсные колебания. Импульсные колебания можно передать из первичной обмотки трансформатора во вторичную. В результате на вторичной обмотке трансформатора получается эквивалентное переменное напряжение, которое может иметь повышенную или пониженную амплитуду по сравнению с исходным постоянным напряжением. Если же на выходе необходимо иметь постоянное напряжение, то напряжение с вторичной обмотки трансформатора можно выпрямить обычным способом.

Как показано на рис. 10.8, управляющий сигнал переменного тока подается на обмотку L_1 вибратора. Переменное магнитное поле вызовет колебания металлического стержня вибратора, замыкая попеременно то верхний, то нижний контакт. Таким образом, переменный ток прерывается, и напряжение прикладывается то к верхней секции первичной обмотки L_2 , то к нижней L_3 относительно центрального вывода. Магнитное поле первичной обмотки индуцирует напряжение во вторичной обмотке L_4 , амплитуда которого зависит от коэффициента трансформации « входного постоянного напряжения. Частота выходного напряжения определяется частотой управляющего напряжения, подаваемого на обмотку L_1 .

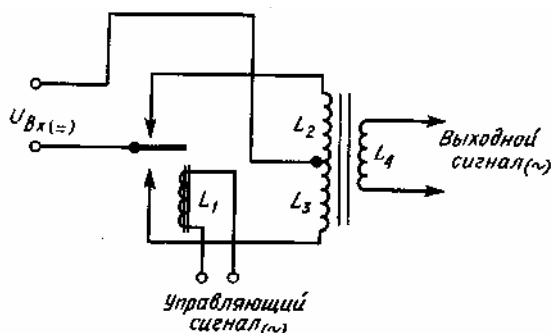


Рис. 10.8. Схема с прерывателем.

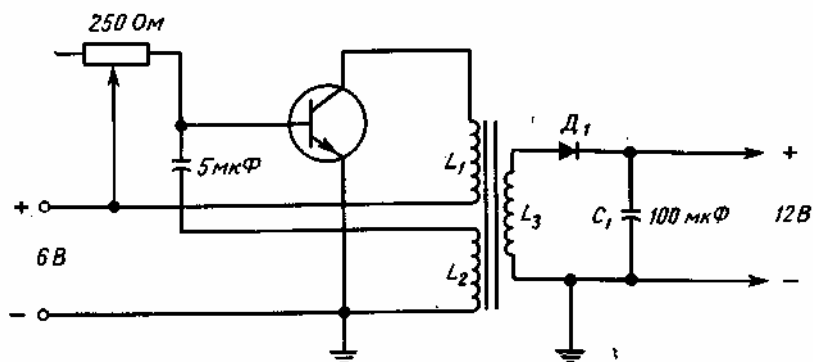


Рис. 10.9. Схема преобразователя.

Термины «преобразователь» и «инвертор» также применяют к таким схемам, несмотря на то что инвертором называют схему, инвертирующую характеристики сигнала. Инвертор, преобразующий постоянный ток в переменный, называют *конвертором*, в том случае, если выходное напряжение выпрямляется и опять получается напряжение постоянного тока (например, от источника постоянного тока 12 В получают постоянное напряжение 24В). Типичная схема такого вида, применяемая для преобразования постоянного напряжения 6 В в постоянное напряжение 12В, изображена на рис. 10.9. Принцип действия схемы заключается в использовании генератора, например, релаксационного типа (см. гл. 4) для получения переменного (импульсного) напряжения, которое затем повышается или по-нижается до необходимой величины в зависимости от требуемого напряжения постоянного тока, а затем производится выпрямление этого напряжения.

В рассматриваемой схеме используется блокинг-генератор (см. также рис. 4.9). Для поддержания колебаний в схеме трансформаторная обмотка обратной связи L_2 должна подключаться определенным образом, чтобы обеспечить фазовые соотношения. При помощи переменного резистора осуществляется подстройка частоты колебаний. Напряжение с обмотки L_3 затем выпрямляется диодом D_1 и фильтруется при помощи конденсатора C_1 . Большую выходную мощность в схеме можно получить, если применить мощный транзистор и достаточно мощный трансформатор, обмотки L_1 и L_3 которого способны выдерживать большие токи.

10.10. Схемы с регулируемым напряжением

Если требуется источник с регулируемым напряжением, то в простейшем случае можно на выходе обычного источника включить параллельный переменный резистор (рис. 10.10,а).

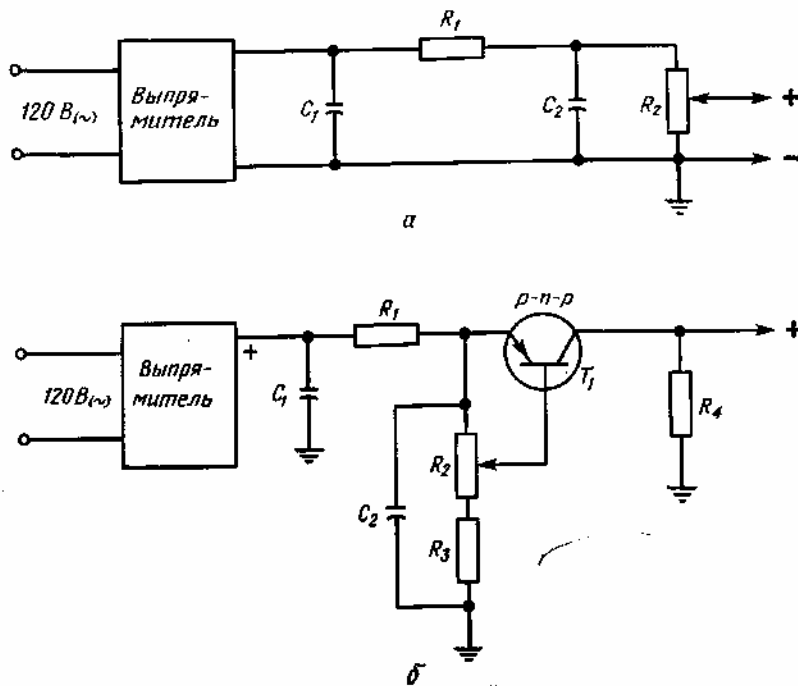


Рис. 10.10. Схемы источников с регулируемым выходным напряжением.

Такая схема будет удовлетворительно работать только при небольших токах — порядка нескольких миллиампер. Если же потребляемый ток имеет большую величину (единицы ампер), то возникает проблема с применением мощного резистора. Так как переменный резистор должен осуществлять управление мощностью в несколько ватт, он должен иметь большие размеры.

Более удовлетворительные результаты позволяет получить схема регулировки, в которой используются один или несколько транзисторов. В такой схеме обеспечивается достаточно большой диапазон регулировки, и схема управления потребляет небольшую мощность. Схема такого типа изображена на рис. 10.10,б. Здесь резисторы R_2 и R_3 образуют делитель напряжения на выходе фильтра. Резистор R_2 является переменным, причем с приближением движка к земле база транзистора становится более отрицательной по отношению к положительному потенциалу эмиттера, благодаря чему обеспечиваются условия, при которых транзистор сильнее открывается. Таким образом, при помощи переменного резистора R_2 можно изменять проводимость транзистора и, следовательно, регулировать выходное напряжение.

Транзистор в схеме должен быть достаточно мощным, чтобы обеспечить управление напряжением и током определенной системы. Конденсатор C_2 является вторым фильтром, который улучшает степень фильтрации, выполняемой конденсатором C_1 . Резистор R_4 служит сопротивлением утечки, и через него протекает ток, величина которого составляет примерно 5% тока нагрузки.

10.11. Схема с тиристорами

Тиристор, или кремниевый управляемый прибор, представляет собой специальный тип полупроводникового диода, который переводится в открытое состояние путем подачи напряжения на управляющий электрод. Тиржгщры выпускаются различных размеров и номинальных мощностей, что позволяет использовать их для управления определенными уровнями мощности. Например, прибор размером 13X26 мм может управлять током — 20 А при напряжении — 400 В.

Характеристики тиристора имеют такую же полярность, как и у обычного кремниевого выпрямительного диода при подаче напряжения между анодом и катодом. Однако характеристики тиристора по сравнению с диодами имеют большое преимущество, так как позволяют путем подачи небольших напряжений и при очень малой мощности управлять током значительной величины.

Схема, в которой используется тиристор, приведена на рис. 10.И,а, а на рис. 10.11,б показано условное обозначение тиристора. При подаче на вход постоянного напряжения тиристор обычно остается в закрытом состоянии и ток через него и, следовательно, через нагрузку не протекает. Если же подать запускающее напряжение между управляющим электродом и катодом (рис. 10.11, а), то тиристор переводится в полностью открытое состояние. При этом основное сопротивление для источника постоянного напряжения составляет сопротивление нагрузки. После запуска тиристора, даже если отключить запускающее напряжение, прибор все равно остается в открытом состоянии, и ток продолжает протекать через нагрузку. Таким образом, запуск можно осуществлять короткими импульсами и тем самым подавать в нагрузку ток большой величины.

Хотя после запуска тиржгщра напряжение на управляющем электроде перестает действовать, все же можно

перевести тиристор в закрытое состояние путем изменения приложенного к нему постоянного напряжения. Выключение можно осуществить или путем отключения поданного на тиристор напряжения, или путем изменения его полярности на обратную.

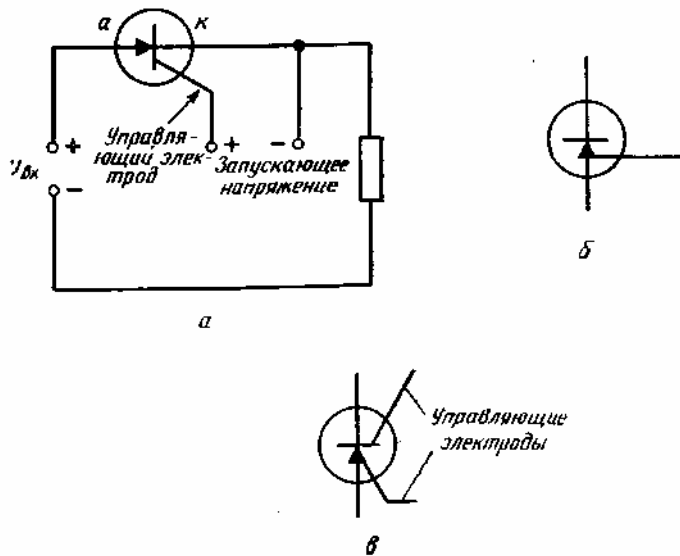


Рис. 10.11. Схема включения тиристора (а) и условные обозначения обычного тиристора (б) и тиристора с двумя управляющими электродами (в).

Переменное напряжение также можно использовать как в качестве управляющего сигнала, так и управляемого. При подаче на управляющий электрод переменного напряжения, которое находится в фазе с напряжением, приложенным между анодом и катодом, тиристор будет открываться во время каждого положительного полупериода напряжения на его аноде. Если разность фаз между управляющим и управляемым напряжениями будет постепенно изменяться, то тиристор будет открыт в течение части положительного полупериода, уменьшая тем самым мощность, передаваемую в нагрузку. Фазосдвигающая цепь, описанная в разд. 10.12, может использоваться для управления мощностью, поступающей в нагрузку.

Для выделения постоянного напряжения на нагрузке полученное пульсирующее напряжение можно подать на обычный фильтр, состоящий из последовательного резистора или дросселя и параллельного конденсатора.

Путем введения в тиристор дополнительного управляющего электрода можно получить кремниевый управляемый переключатель (рис. 10.И,в). Такой прибор может запускаться импульсами либо положительной, либо отрицательной полярности. В отличие от обычного тиристора переключатель можно перевести в закрытое состояние путем подачи сигнала на управляющий электрод.

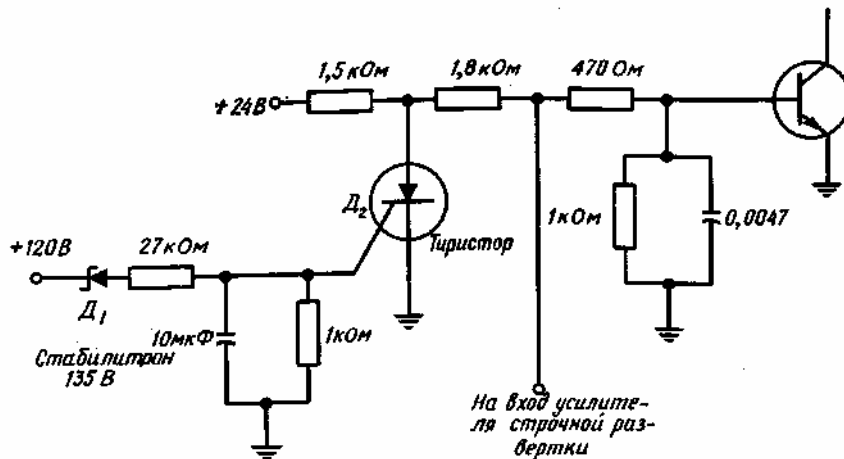


Рис. 10.12. Применение тиристора в телевизионном приемнике в качестве высоковольтного ограничителя.

Кроме управления мощностью, тиристор можно также использовать в качестве высоковольтного ограничителя (рис. 10.12). Такая схема применяется в цветных телевизионных приемниках (например, в некоторых моделях фирмы Sylvania) для того, чтобы избежать появления слишком больших напряжений, которые могут нарушить работоспособность элементов или вызвать генерирование рентгеновского излучения.

Управление осуществляется в цепи усилителя строчной развертки, выполненного на транзисторе $n - p - n$ -типа. В схеме ограничения используются стабилитрон D_1 и тиристор D_2 . Вывод стабилитрона, находящийся

под потенциалом 120В, связан со схемой, которая вырабатывает высокое напряжение. Если высокое напряжение по какой-то причине возрастет до уровня, превышающего нормальный, то при 135 В произойдут пробой стабилитрона и запуск тиристора. При этом тиристор открывается, его малое сопротивление шунтирует входную базовую цепь усилителя строчной развертки, изменится смещение на базе транзистора и его проводимость уменьшится. В результате схема строчной развертки и связанный с ней источник высокого напряжения перестают работать до тех пор, пока путем регулировки не будет устранена причина, вызвавшая повышение высокого напряжения. Если же причина заключается в выходе из строя какого-либо элемента схемы, который не может быть восстановлен регулировкой, то вновь произойдет запуск тиристора и высоковольтная часть опять будет переведена в нерабочее состояние.

10.12. Фазосдвигающая цепь

Фазосдвигающая цепь вырабатывает на выходе сигнал, фаза которого отличается от фазы входного сигнала. Поэтому такую схему полезно применять в тех случаях, когда требуется получить сдвиг сигнала по фазе, например в схеме управления тиристором.

Фазосдвигающая цепь приведена на рис. 10.13,а. Здесь вторичная обмотка L_2 трансформатора имеет центральный вывод, что обеспечивает разность фаз 180° между напряжениями на верхнем и нижнем выводах. Дополнительная катушка индуктивности L_3 , включенная последовательно с переменным резистором R_1 , шунтирует вторичную обмотку трансформатора и позволяет осуществлять регулировку сдвига фазы. Таким образом, если напряжение на анод тиристора подавать от той же линии, к которой подключена первичная обмотка, то фазу сигнала на управляющем электроде можно регулировать при помощи переменного резистора R_1 .

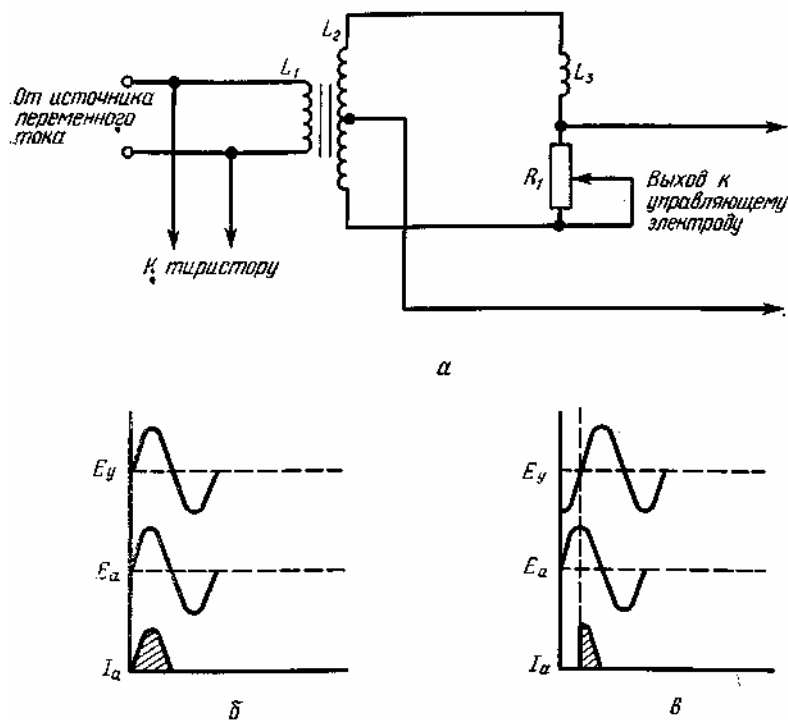


Рис. 10.13. Фазосдвигающая цепь (а) и диаграммы напряжений и токов в тиристоре (б и в).

Когда напряжение на управляющем электроде тиристора E_γ и напряжение на его аноде E_a синфазны (рис. 10.13,б), то в течение положительного полупериода действия E_a тиристор будет полностью открыт и через него будет протекать ток I_a . Когда же сигналы на аноде тиристора и его управляющем электроде отрицательной полярности, тиристор будет находиться в закрытом состоянии, так как отрицательное напряжение на аноде препятствует протеканию тока.

Если напряжения на управляющем электроде и аноде сдвинуты на 180° , то тиристор не сможет перейти в открытое состояние, так как в то время, пока напряжение на управляющем электроде имеет положительную полярность, напряжение на аноде будет отрицательным, и наоборот. Таким образом, мощность на выходе тиристора можно регулировать от максимальной величины, которая получается на выходе однополупериодного выпрямителя, до нуля. При разности фаз, изменяющейся от 0 до 180° , мощность в нагрузке будет изменяться также от максимального значения до нуля. Промежуточное значение разности фаз показано на рис. 10.13,в, здесь представлен случай сдвига фаз, соответствующий протеканию тока примерно в течение половины положительного полупериода анодного напряжения.

10.13. Схема с игнитроном

Игнитрон представляет собой электронную лампу, временем пребывания которой в открытом состоянии можно управлять. В игнитроне находится жидкая ртуть, контакт с которой имеет вывод во внешнюю цепь (рис. 10.14,а). Кроме того, в игнитроне находятся анод и электрод поджига; кончик электрода, изготовленный из карбида кремния или карбида бора, погружен на небольшую глубину в ртуть. Если между электродом поджига и ртутью есть некоторая разность потенциалов, то образуется искра, в результате чего возникает электронная эмиссия. При положительном потенциале на аноде электроны, двигаясь к аноду, будут сталкиваться с атомами газа в лампе, т. е. начнется процесс ионизации.

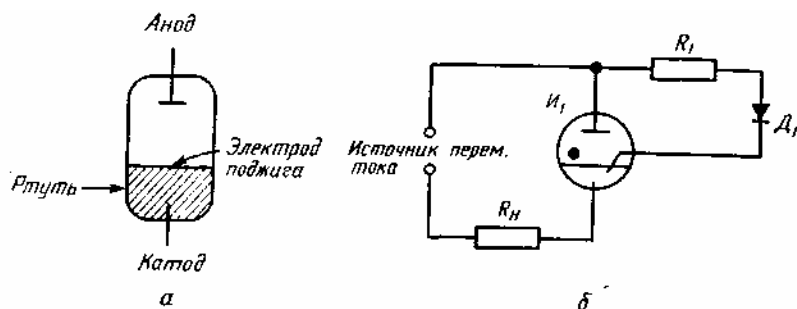


Рис. 10.14. Игнитрон (а) и схема с его применением (б).

Когда через игнитрон протекает ток, падение напряжения на нем невелико; следовательно, эта лампа имеет небольшое внутреннее сопротивление. Игнитрон обладает рядом преимуществ: опасность пробоя между анодом и катодом невелика, так как максимальное обратное напряжение имеет место только в интервалы времени, когда внутреннее сопротивление лампы имеет большую величину; не требуется энергии для подогрева катода; как и в случае тиристора, запуск игнитрона может производиться в любой точке периода переменного напряжения, что позволяет осуществлять управление выходной мощностью. Поскольку ртуть имеет неограниченный срок службы и может выдерживать большие перегрузки, игнитрон находит широкое применение в мощных промышленных установках. Вследствие присутствия ртути лампа должна работать в вертикальном положении.

Схема с применением игнитрона изображена на рис. 10.14,б. Диод с указанной на рисунке полярностью включен последовательно с ограничительным резистором R_i между анодом и электродом поджига. Источник переменного тока соединен последовательно с нагрузкой R_H и игнитроном, т. е. так же, как и в схеме с тиристором. Во время действия положительного полупериода переменного напряжения диод D_1 и игнитрон I_1 находятся в открытом состоянии. Однако игнитрон не может открываться до тех пор, пока электрод поджига не вызовет электронную эмиссию. Когда диод находится в открытом состоянии, происходит электрический разряд между электродом и ртутью, и возникающая в результате электронная эмиссия вызовет ионизацию и протекание тока. Во время отрицательной полуволны переменного напряжения и игнитрон, и диод находятся в закрытом состоянии. Вместо диода D_1 (управляющее напряжение, как и в схеме с тиристором, может вырабатываться фазосдвигающей цепью (см. рис. 10.13)). Показанная на рис. 10.14 схема имеет невысокий к. п. д., так как в ней используется однополу-периодное выпрямление. Полученное напряжение перед подачей в нагрузку для уменьшения пульсаций может быть отфильтровано. Для повышения к. п. д. можно применять схему с игнитронами, выполняющую двухполупериодное выпрямление, которую и рассмотрим в следующем разделе.

10.14. Двухполупериодная схема с игнитронами

По сравнению со схемой однополупериодного выпрямления с игнитроном, рассмотренной выше, двухполупериодная схема (рис. 10.15, а) имеет более высокий к. п. д. Как и в обычной схеме двухполупериодного выпрямителя, игнитроны открываются поочередно, и ток через нагрузку R_H протекает всегда в одном направлении, показанном на рисунке стрелкой (полярность напряжения на нагрузке также указана). Как и в других схемах источников питания, амплитуду пульсаций можно уменьшить, если применить соответствующие фильтры.

Во время действия положительного полупериода напряжения на верхней половине вторичной обмотки L_2 трансформатора на аноде игнитрона I_1 также действует положительное напряжение. Если в это же время на диод R_1 подано положительное напряжение, то игнитрон I_1 перейдет в открытое состояние. В течение этого времени на аноде второго игнитрона I_2 напряжение будет отрицательным, и он будет находиться в закрытом состоянии. Электроны будут двигаться от ртути к аноду I_1 и через резистор нагрузки R_H . Когда переменное напряжение на верхней половине обмотки Z_2 станет отрицательным, то на нижней половине этой обмотки оно будет положительным. При этом игнитрон I_1 будет закрыт, а игнитрон I_2 может перейти в открытое состояние

при запуске напряжением соответствующей полярности через диод D_2 . При открытом игнитроне I_2 электроны будут протекать от ртути к аноду и через нагрузку в том же направлении, что и в предыдущем полупериоде. Длительностью интервалов времени, в течение которых игнитроны находятся в открытом состоянии, можно управлять путем изменения фазы напряжения, подаваемого на обмотку L_4 . Так как это напряжение появляется на обмотке L_3 со сдвигом фазы относительно центрального вывода, диоды D_1 и D_2 поочередно осуществляют запуск то одного, то другого игнитрона.

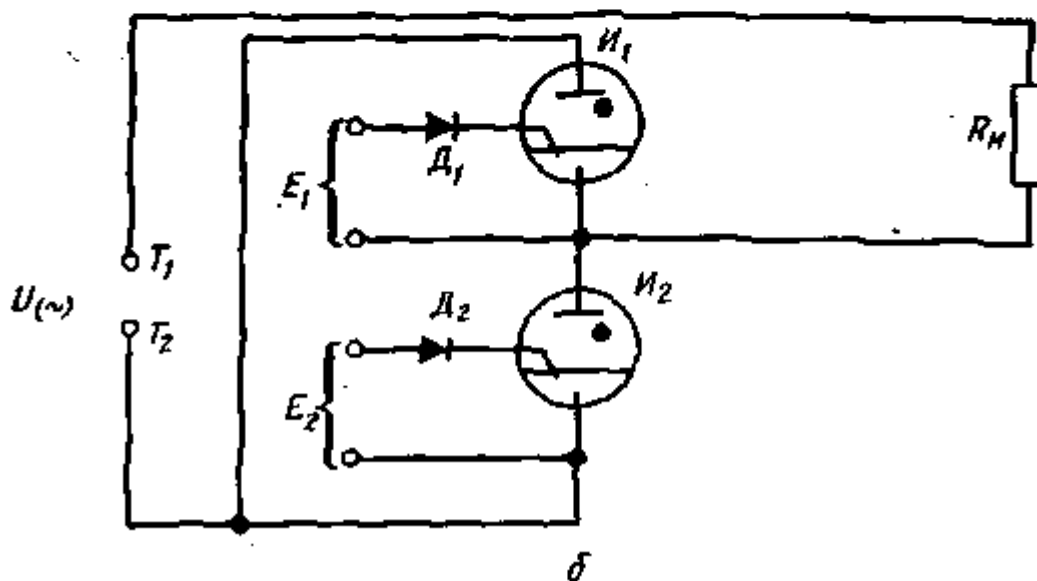
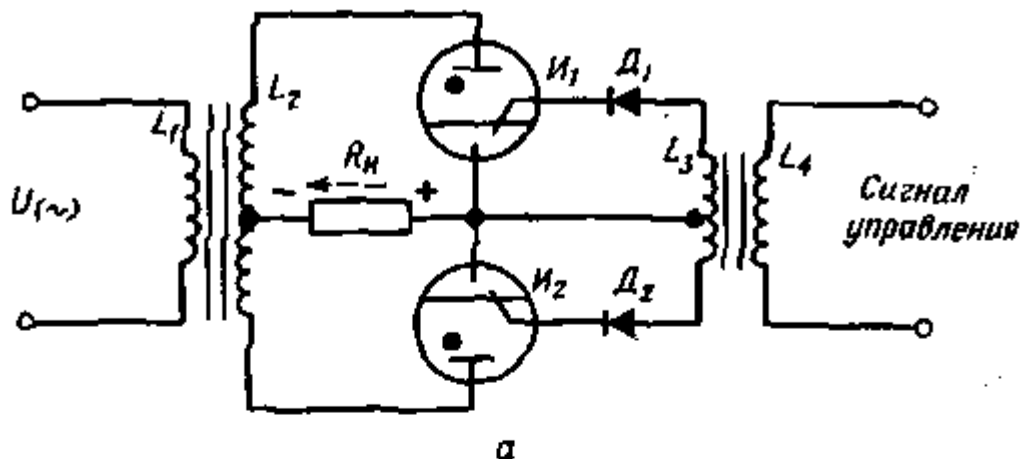


Рис 10.15. Схемы двухполупериодного выпрямителя на игнитронах.

Если требуется питать нагрузку переменным током, то в этом случае можно использовать схему из двух игнитронов, показанную на рис. 10.15.6. В этой схеме в течение очередных полупериодов направление тока в нагрузке меняется на противоположное. Таким образом, когда на входных зажимах T_1 и T_2 действует положительная полуволна напряжения, напряжение на аноде I_2 также положительное, а на катоде отрицательное. При этом и на аноде I_1 напряжение отрицательное, вследствие чего он не может открыться. Если полярность напряжения на диоде D_2 такова, что I_2 будет переведен в открытое состояние, то электроны будут протекать от ртути к аноду I_2 и через сопротивление нагрузки к зажиму T_1 . Во время отрицательного полупериода на входных зажимах отрицательное напряжение будет приложено к аноду I_2 и катоду I_1 . В этих условиях игнитрон I_2 открываться не может. В это время на аноде игнитрона I_1 напряжение будет положительным, а на его катоде — отрицательным. Следовательно, при подаче соответствующего напряжения на диод D_1 можно осуществить запуск этого игнитрона. При открытом игнитроне I_1 электроны через сопротивление нагрузки будут протекать вниз, т. е. в противоположном направлении по сравнению с

предшествующим полупериодом. Таким образом, ток через нагрузку будет переменным.

Глава 11

ЦЕПИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФОРМЫ СИГНАЛОВ

11.1. Интегрирующая цепь

В электронных устройствах часто бывает необходимо изменить прямоугольные импульсы или сигналы другой формы таким образом, чтобы получить сигнал требуемой формы. Указанное изменение может заключаться в сохранении ВЧ-составляющих сигнала и ослаблении НЧ-составляющих, в ослаблении только ВЧ-составляющих, в изменении амплитуды и формы сигнала путем ограничения и т. д.

Важнейшей цепью такого типа является *интегратор*, который широко применяется в электронных вычислительных схемах, в системах развертки телевизионных приемников и в других случаях, когда требуется ослабить ВЧ-составляющие импульсов. Практически интегрирующую цепь (рис. 11.1, а) можно рассматривать как фильтр нижних частот. При воздействии синусоидальных сигналов интегрирующая цепь сильнее ослабляет сигналы более высоких частот (и вносит некоторый фазовый сдвиг). В случае импульсных или прямоугольных сигналов их форма изменяется благодаря фильтрации ВЧ-составляющих сигналов.

Когда к конденсатору приложено постоянное напряжение, то в процессе заряда конденсатора электроны подходят к одной пластине и уходят от другой. При подаче переменного напряжения, полярность которого периодически меняется на обратную, конденсатор будет перезаряжаться с частотой приложенного напряжения. Перемещение электронов в цепи конденсатора образует электрический ток через конденсатор. Математически напряжение на конденсаторе и ток через него связаны соотношением

$$e_c = \frac{1}{C} \int i_c dt, \tag{11.1}$$

где e_c — напряжение на конденсаторе, C — емкость конденсатора и i_c — ток через конденсатор.

Это уравнение показывает, что напряжение на конденсаторе возрастает с увеличением времени протекания тока через него.

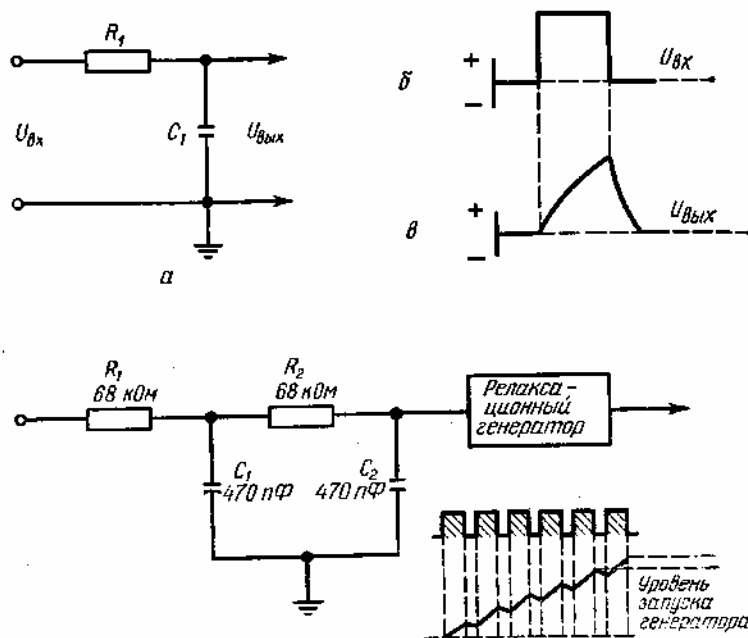


Рис. 11.1. Интегрирующие цепи (а и г) и форма импульса на входе (б) и выходе (б) простейшей интегрирующей цепи.

В практических схемах интеграторов постоянная времени RC велика по сравнению с длительностью воздействующего импульса. В этом случае приращение напряжения ee на конденсаторе мало по сравнению с напряжением e , приложенным к интегрирующей цепи. Тогда можно записать приближенное равенство

$$e_C \approx \frac{1}{RC} \int e dt. \quad (11.2)$$

Таким образом, выходное напряжение интегратора пропорционально интегралу входного тока e/R . Это можно объяснить, если обратиться к рис. 11.1,б и в. При подаче на вход схемы положительного импульса крутой фронт импульса действует на интегратор в течение очень короткого промежутка времени. Затем в течение времени, равного длительности импульса, действует напряжение, соответствующее плоской вершине импульса. Напряжение на конденсаторе нарастает по экспоненциальному закону. За время, равное постоянной времени цепи, напряжение на конденсаторе достигнет примерно 63% максимального значения, а полностью конденсатор зарядится примерно в течение пяти постоянных времени. Так как постоянная времени интегрирующей цепи велика по сравнению с длительностью импульса, напряжение на конденсаторе не достигает максимального значения, а постепенно нарастает до некоторой величины (рис. 11.1, в).

По окончании действия входного импульса конденсатор начнет разряжаться через резистор R_1 и входную цепь. Разряд протекает также медленно по сравнению со спадом входного импульса, и в результате формируется на выходе сигнал, форма которого показана на рис. 11.1, в.

Как уже указывалось, цепь интегратора эквивалентна фильтру нижних частот, так как пропускает НЧ-составляющие импульса и ослабляет ВЧ-составляющие. Форма сигнала показанная на рис. 11.1, в, представляет импульс, в котором ВЧ-составляющие подавлены. Действительная форма выходного импульса зависит от соотношения постоянной времени интегратора и длительности входного импульса.

Если импульсы на входе интегратора имеют длительность, превышающую интервалы между ними (рис. 11.1 г), то напряжение на конденсаторе будет постепенно нарастать. Такую схему можно использовать в качестве делителя частоты, так как уровень запуска релаксационного генератора будет достигаться только после определенного числа импульсов, поданных на вход. Таким образом, импульсы с более высокой частотой повторения можно использовать для синхронизации релаксатора, имеющего более низкую частоту. Подобным образом при помощи импульсной последовательности можно постепенно повысить напряжение на конденсаторе и осуществлять им запуск тиристора в заданный момент времени. Например, схема, показанная на рис. 11.1,2, используется в телевизионных приемниках для синхронизации генератора кадровой развертки. Последовательностью импульсов синхронизируют высокочастотный генератор строчной развертки и этими же импульсами, пропущенными через интегратор, синхронизируют более низкочастотный генератор кадровой развертки.

В интегрирующей схеме на рис. 11.1, г используются два резистора и два конденсатора, постоянная времени этой цепи равна

$$T = R_1(C_1 + C_2) + R_2C_2. \quad (11.3)$$

Интегрирующую цепь можно также построить, располагая катушкой индуктивности и резистором. Для этого в схеме на рис. 11.1,а резистор R_1 следует заменить катушкой индуктивности а конденсатор C_1 — резистором. Однако, поскольку катушка индуктивности имеет активное сопротивление, схема с резистором и конденсатором более широко применяется на практике.

11.2. Дифференцирующая цепь

В дифференцирующей цепи (рис. 11.2, а) постоянная времени должна быть малой по сравнению с длительностью импульсов. Эту цепь применяют в тех случаях, когда импульсы сравнительно большой длительности необходимо преобразовать в короткие запускающие импульсы с крутым фронтом. Цепь сохраняет крутой фронт импульса в той же полярности и по существу ведет себя как фильтр верхних частот, ослабляющий низкочастотные и пропускающий высокочастотные составляющие импульса.

При подаче напряжения на конденсатор протекающий через него ток пропорционален производной приложенного к конденсатору напряжения e_C :

$$i = C \frac{de_C}{dt}. \quad (11.4)$$

При малой постоянной времени сопротивление резистора оказывается значительно больше реактивного сопротивления конденсатора. Поэтому выходное напряжение, равное падению напряжения на резисторе, приближенно выражается формулой

$$U_{\text{вых}} = e_R = iR = RC \frac{de_C}{dt} \approx RC \frac{de}{dt}. \quad (11.5)$$

На рис. 11.2,б и в показаны соответственно формы импульса на входе и выходе дифференцирующей цепи. От начального момента действия импульса и в течение всей его длительности к входу схемы прикладывается постоянное напряжение. Если при подаче входного импульса конденсатор C_1 не был заряжен, то в первый момент через конденсатор, а также через резистор R_1 будет протекать большой ток. Таким образом, на резисторе сразу же появляется большое падение напряжения, благодаря чему на выходе очень быстро нарастает фронт импульса (рис. 11.2, в). По мере заряда конденсатора протекающий через него ток уменьшается со

скоростью, зависящей от постоянной времени цепи. При малой постоянной времени конденсатор быстро заряжается и ток перестает протекать по цепи. Таким образом, когда конденсатор полностью заряжен, напряжение на резисторе R_1 падает до нулевого уровня. В момент окончания действия импульса входное напряжение уменьшается до нуля, и конденсатор начинает разряжаться. Ток разряда конденсатора имеет противоположное по сравнению с током заряда направление, следовательно, направление тока через резистор также противоположно току заряда. Поэтому на выходе теперь появится отрицательный всплеск напряжения.

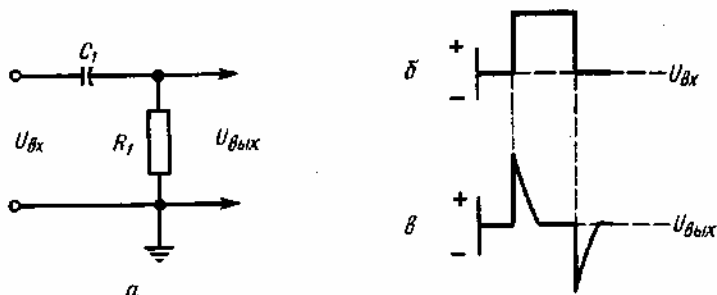


Рис. 11.2. Дифференцирующая цепь (а) и форма импульса на входе (б) и выходе (в) цепи.

На практике на вход дифференцирующей цепи обычно подаются импульсы. Если же на вход дифференцирующей цепи подать синусоидальные колебания, то их форма не изменится, но произойдут сдвиг фазы выходного колебания и уменьшение амплитуды этих колебаний на величины, зависящие от частоты входного сигнала. Другой тип дифференцирующей схемы можно получить, если C_1 заменить резистором, а R_1 — индуктивностью. В такой цепи фактором, определяющим качество дифференцирования, является также постоянная времени. Как и в интегрирующей цепи, омическое сопротивление катушки индуктивности ухудшает характеристики схемы. Поэтому такую цепь применяют довольно редко.

11.3. Интегрирующе-дифференцирующая цепь

Операции дифференцирования и интегрирования можно производить, используя комбинированную цепь, показанную на рис. 11.3. Здесь напряжение, снимаемое с двух верхних зажимов, является выходным напряжением интегрирующей цепи, а с двух нижних — выходным напряжением дифференцирующей цепи. Параметры схемы таковы, что при входном сигнале в виде колебаний прямоугольной формы на выходе интегрирующей цепи получается напряжение пилообразной формы. Такую комбинированную цепь часто применяют в радиолокационных и телевизионных системах для целей фильтрации (пропускания полезных импульсных сигналов и ослабления импульсов помех). Эти цепи используют и в других случаях, когда следует пропустить импульсы только определенной длительности и задержать все другие.

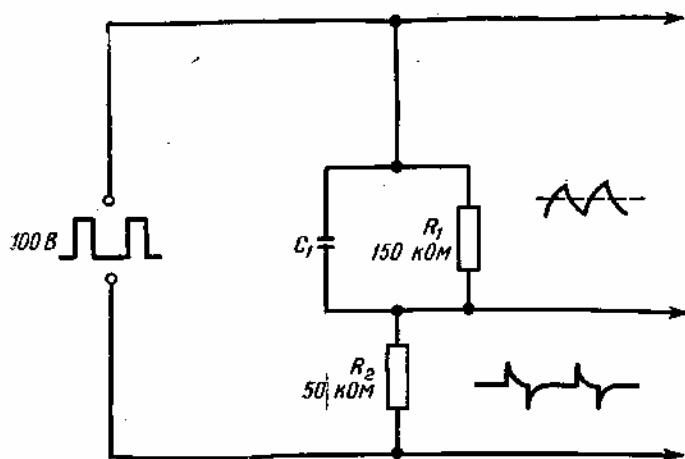


Рис. 11.3. Комбинированная интегрирующе-дифференцирующая цепь.

Для анализа работы схемы предположим, что амплитуда входных импульсов равна 100 В. При подаче такого импульса на вход, схемы в начальный момент через конденсатор C_1 будет протекать максимальный ток, и, следовательно, на какое-то мгновение конденсатор замкнет наводотку резистор R_1 . Таким образом, в начальный момент времени напряжение на резисторе R_1 отсутствует. Однако по мере заряда конденсатора величина емкостного тока будет уменьшаться, а падение напряжения на резисторе R_1 возрастать. Когда конденсатор полностью зарядится (по истечении времени, равного примерно пяти постоянным времени), напряжение импульса будет полностью приложено к цепи последовательно соединенных резисторов. Это

напряжение будет делиться пропорционально сопротивлениям, т. е. на R_1 величина напряжения составит 75 В, а на R_2 — 25 В. В результате конденсатор C_1 окажется заряженным до напряжения, равного падению напряжения на резисторе R_1 . В начальный момент выходное напряжение, снимаемое с резистора R_2 , будет иметь вид остроконечного всплеска, полученного в результате дифференцирования входного импульса.

В момент спада входного импульса напряжение на входе снижается до нуля и начинается разряд конденсатора C_1 . Разряд конденсатора происходит через оба резистора, как если бы они были присоединены параллельно к конденсатору. Это происходит потому, что резистор R_1 присоединен к конденсатору параллельно непосредственным образом, а резистор R_2 присоединен к GI также параллельно через входную цепь. Во время разряда конденсатора ток, протекающий через резистор R_2 , имеет обратное направление, в результате на выходе появляется отрицательный всплеск напряжения. Так как оба резистора фактически соединены параллельно с конденсатором, то постоянная времени τ этой цепи выражается формулой

$$\tau = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2}. \quad (11.6)$$

Как было показано выше, на резисторе R_1 появляется напряжение пилообразной формы. Форма сигнала на этом резисторе зависит от постоянной времени и от соотношения длительности импульса и постоянной времени.

11.4. Последовательный диодный ограничитель

Во многих промышленных установках, схемах автоматики, системах связи применяются нелинейные устройства, которые позволяют устранить помехи, всплески при переходных процессах и другие нежелательные выбросы сигнала. При помощи таких устройств возможно ограничивать синусоидальные колебания с целью формирования колебаний прямоугольной формы (преобразования их в прямоугольные импульсы). Кроме того, устройства могут использоваться для получения сигналов с постоянной амплитудой и привязки сигналов к определенному уровню постоянного напряжения. Эти устройства, называемые *ограничителями*, устройствами *привязки* или *фиксации* заданного уровня напряжения, имеют специфическое применение.

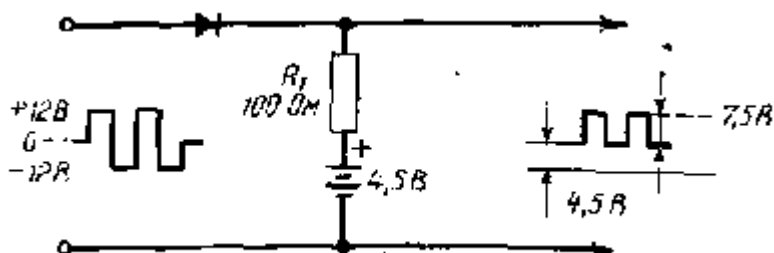


Рис. 11.4. Схема последовательного диодного ограничителя.

Ограничитель — это устройство, ограничивающее сигнал выше или ниже заданного уровня, называемого *уровнем ограничения*. Вне области ограничения величина выходного сигнала пропорциональна величине входного сигнала. Ограничители могут быть последовательного и параллельного типа; их выполняют на диодах, транзисторах или лампах. Типичная схема последовательного диодного ограничителя снизу представлена на рис. 11.4. Так как резистор и диод здесь соединены последовательно, эту схему называют последовательной. В ограничителе используется напряжение смещения, полярность которого указана на рисунке. Поскольку полярность источника смещения является обратной для диода, при отсутствии внешнего сигнала ток в ограничителе не протекает. При подаче же на вход сигнала положительной полярности протекание тока начнется с момента, когда величина входного сигнала превысит напряжение смещения 4,5 В. После того как величина входного сигнала превысит напряжение смещения, величина выходного сигнала будет пропорциональна величине сигнала на входе. Если на вход подается сигнал отрицательной полярности, то он действует так же, как источник смещения, и диод будет еще дальше переходить в область отсечки. Следовательно, в данной схеме срезается часть сигнала, находящаяся ниже уровня смещения 4,5 В.

Предположим, что входной сигнал представляет собой колебания прямоугольной формы (рис. 11.4). Так как полный размах сигнала составляет 24 В, амплитуда сигнала во время положительного и отрицательного полупериодов равна 12 В. При положительном полупериоде входной сигнал должен превысить напряжение смещения 4,5 В, и только после этого диод откроется. Следовательно, амплитуда выходного сигнала будет составлять только 7,5 В.

11.5. Параллельный диодный ограничитель

Различные варианты схем параллельных ограничителей показаны на рис. 11.5 [Для нормальной работы параллельного ограничителя принципиально необходимо включение последовательно с источником сигналов

резистора довольно значительного сопротивления. — Прим. ред.]. Схема на рис. 11,5 а иллюстрирует ограничение сигналов отрицательной полярности. Здесь при подаче на вход биполярных колебаний прямоугольной формы на выходе получают импульсы только положительной полярности. При положительном входном сигнале на диод подается напряжение обратной полярности и диод имеет большое обратное сопротивление, так как находится в закрытом состоянии. Таким образом, во время положительного полупериода входной сигнал будет проходить на выход. Во время действия отрицательного полупериода входных импульсов прямоугольной формы полярность напряжения, приложенного к диоду, будет такой, что последний переходит в открытое состояние. При этом малое сопротивление открытого диода будет шунтировать резистор R_1 и выходное напряжение будет близко к нулю. В течение последующих полупериодов процесс будет повторяться и на выходе будут появляться импульсы положительной полярности. Для получения импульсов отрицательной полярности следует направление включения диода изменить на обратное.

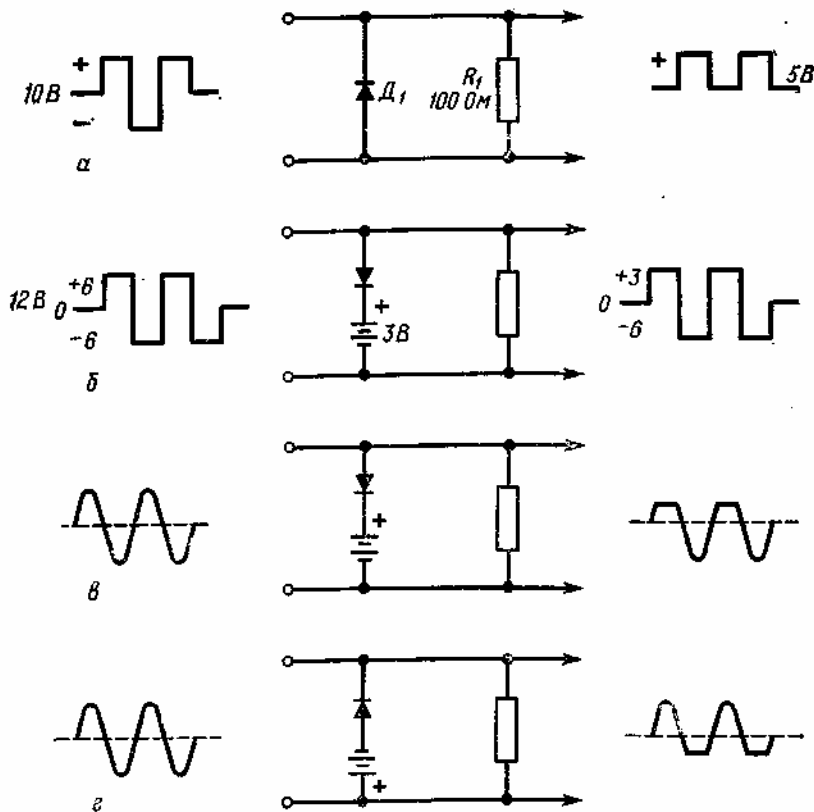


Рис. 11.5. Схемы параллельного диодного ограничителя.

Схема ограничителя параллельного типа с источником фиксированного положительного смещения изображена на рис. 11,5,6. Полярность источника смещения такова, что он поддерживает диод в закрытом состоянии. Для обеспечения требуемого уровня ограничения устанавливается нужная величина напряжения источника смещения. В схеме рис. 11,5,6 диод открывается только в том случае, когда напряжение положительного входного сигнала превысит 3В. Следовательно, если размах колебаний напряжения прямоугольной формы на входе составляет 12В, то выходное напряжение пропорционально входному только в случае, пока последнее не превышает 3В. Если же входной сигнал оказывается выше 3 В, то диод открывается и источник сигналов окажется зашунтированным. При отрицательном сигнале на входе диод закрыт и выходной сигнал пропорционален входному. Таким образом, если полярность напряжения смещения и полярность включения диода противоположны, то сигнал на выходе появится в том случае, когда величина входного сигнала не превышает приложенного напряжения смещения.

Применение смещающего напряжения дает возможность производить ограничение отрицательной или положительной полуволны синусоидальных колебаний. Направление включения диода и полярность смещающего напряжения, показанные на рис. 11.5, в, таковы, что осуществляется ограничение положительной полуволны напряжения: на выходе это напряжение будет иметь плоскую вершину при величинах входного сигнала, которые превосходят уровень смещения. Если напряжение положительной полуволны входного сигнала превысит уровень смещения, то диод открывается и шунтирует сигнал. Пропорциональное же изменение входному сигналу на выходе будет иметь место, если величина входного сигнала меньше в алгебраическом смысле напряжения смещения.

Для ограничения отрицательной полуволны синусоидальных колебаний необходимо полярность напряжения смещения и полярность включения диода изменить на обратные (рис. 11.5, г). В этом случае напряжение смещения поддерживает диод в закрытом состоянии, кроме интервалов времени, когда входной

сигнал, имеющий отрицательную амплитуду, превышает напряжение смещения и открывает диод.

11.6. Двусторонний ограничитель

Если соединить два ограничителя, как показано на рис. 11.6, а, то получим схему *двустороннего ограничителя*. При такой схеме ограничиваются и положительная, и отрицательная полуволны синусоидального напряжения, и на выходе получается сигнал в виде колебаний, близких к колебаниям прямоугольной формы. Степень ограничения сигнала можно изменять путем выбора напряжений смещения. Во время положительного полупериода входного напряжения, превышающего положительный уровень смещения, будет открыт диод D_1 , а во время отрицательного полупериода при таких же условиях открывается диод D_2 . Результатом является двустороннее ограничение сигнала.

Для преобразования синусоидального входного напряжения в колебания, имеющие форму, близкую к прямоугольной, можно использовать также транзисторы. Для этой цели транзистор применяется в обычной усилительной схеме, работающей в режиме ограничения. При этом рабочая точка вне областей ограничения находится в линейной части характеристики, что достигается при помощи напряжения смещения. Схема такого типа изображена на рис. 11.6, б. Входной сигнал должен иметь амплитуду, достаточную для перевода транзистора в область отсечки во время одного полупериода и в область насыщения во время другого полупериода. Усилители, работающие в режиме ограничения, иногда называют усилителями, работающими в режиме *перегрузки*.

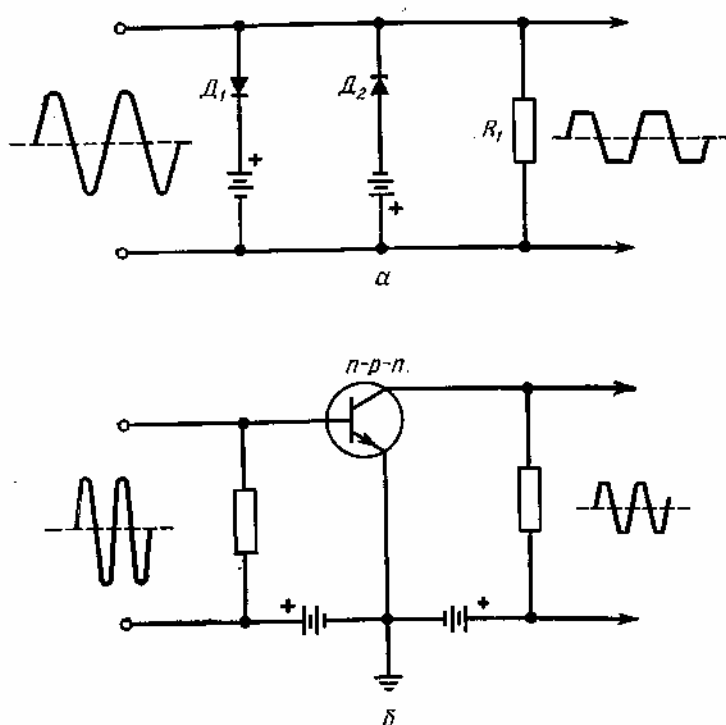


Рис. 11.6. Схема двустороннего ограничителя.

Во время положительного полупериода транзистор переводится в режим насыщения, при этом увеличение амплитуды входного сигнала не приводит к соответствующему увеличению выходного сигнала. В результате верхняя часть полуволны выходного напряжения становится плоской, как показано на рисунке. В течение некоторой части отрицательной полуволны входного сигнала транзистор переводится в область отсечки, и в течение этого времени полуволна напряжения на выходе также будет иметь плоскую вершину. Таким образом, при перегрузке синусоидальный входной сигнал преобразуется в выходные колебания, близкие по форме к прямоугольным.

11.7. Выравнивание амплитуд

Схема параллельного ограничителя со смещением, показанная на рис. 11.5, б, может использоваться для выравнивания амплитуд (рис. 11.7). В этой схеме установлено положительное смещение, равное 4,5 В. Благодаря этому все входные сигналы, амплитуда которых превышает 4,5 В, ограничиваются и выходной сигнал не будет превышать 4,5 В. Это происходит потому, что при положительных амплитудах входного сигнала, превышающих напряжение смещения, диод открывается и оказывает шунтирующее действие. Следовательно, если входные импульсы имеют разные амплитуды, то на выходе будут получаться ограниченные входные сигналы. Например, если амплитуда первого импульса равна 4,8 В, т. е. на 0,3 В превышает

уровень, при котором открывается диод Д₁ то выходное напряжение равно 4,5В. Этим же уровнем 4,5В будут ограничиваться и последующие импульсы. Конечно, в данной схеме ограничиваются лишь те импульсы, амплитуда которых, как в приведенном примере, превышает уровень 4,5 В. Такие схемы удобно использовать для ограничения выбросов, образующихся при переходных процессах, в результате чего получаются импульсы с одинаковыми амплитудами.

11.8. Схемы фиксации уровня

Многие импульсы имеют какую-нибудь одну полярность — отрицательную или положительную. Этим они отличаются, например, от прямоугольных колебаний, которые так же, как и синусоидальные колебания, содержат полупериоды положительной и отрицательной полярности; напряжения таких сигналов имеют значения выше или ниже нулевого уровня. При усилении импульсных сигналов в обычных транзисторных или ламповых схемах с емкостной связью постоянная составляющая импульсов теряется. Это происходит из-за действия емкостной связи: конденсатор не пропускает постоянной составляющей тока. Поэтому при передаче однополярных импульсов через конденсатор на выходе линейной цепи получаются колебания прямоугольной формы без постоянной составляющей напряжения содержащейся в передаваемых импульсах. Во многих случаях требуется восстановить постоянную составляющую, чтобы получить исходные импульсы. Восстановление постоянной составляющей импульсов после их прохождения через цепь с емкостной связью осуществляется при помощи *схем фиксации*. Эти схемы осуществляют привязку импульсов к некоторому ПОСТОЯННОМУ или нулевому уровню и при необходимости восстанавливают исходные характеристики импульсов. Привязку импульсов к нулевому уровню также называют *восстановлением постоянной составляющей*. Фиксация уровня осуществляется путем использования нелинейного элемента — чаще всего путем введения диода в схему (рис. 11.8,а).

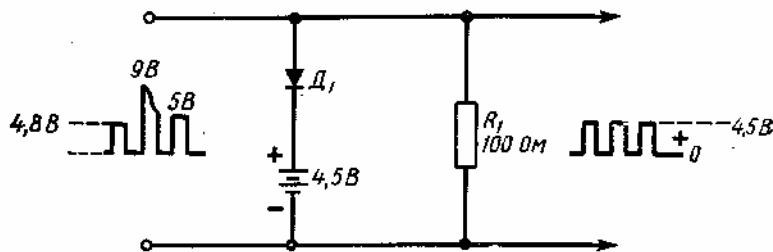


Рис. 11.7. Схема выравнивания амплитуд.

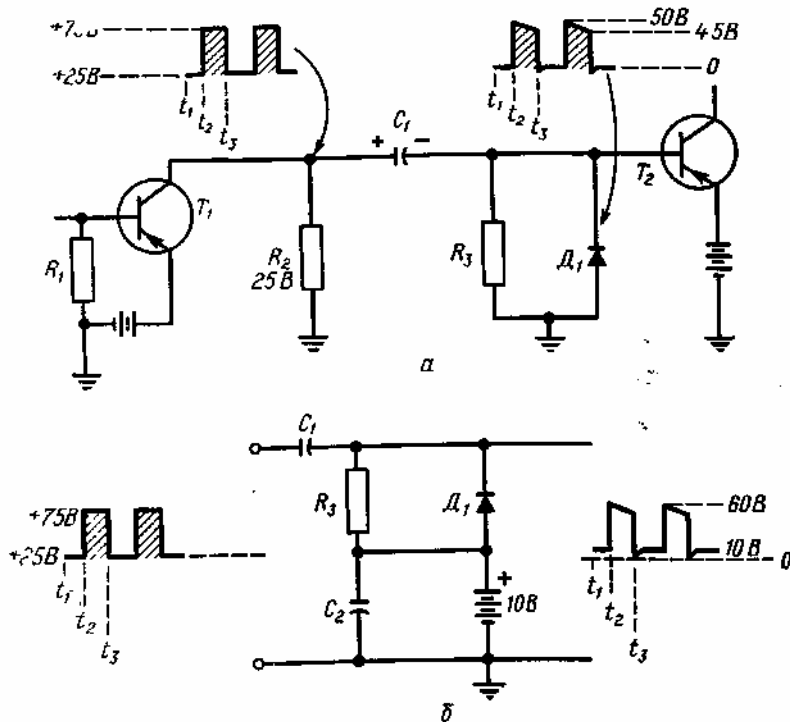


Рис. 11.8. Схемы фиксации заданного уровня импульсов.

На рис И 8 а изображен обычный двухкаскадный усилитель на транзисторах с емкостной связью между каскадами. Для восстановления уровня постоянной составляющей в схему введен шунтирующий диод Д₁, соединяющий базу транзистора Т₂ с землей.

При достаточно длительном отсутствии входного сигнала (момент t_1) конденсатор C_1 оказывается заряженным до исходного установившегося напряжения 25 В, равного падению напряжения на резисторе R_2 , полярность напряжения указана на рис. 11.8, а. С приходом первого импульса (момент R) напряжение на резисторе R_2 возрастает от исходного установившегося значения до 75 В. Так как передний фронт импульса имеет небольшую длительность по сравнению с постоянной времени заряда C_1 через резистор R_3 , то практически весь прирост падения напряжения на резисторе R_2 передается на резистор R_3 , а напряжение на конденсаторе C_1 в течение длительности фронта импульса остается неизменным. Таким образом, амплитуда сигнала на резисторе R_3 окажется равной разности между амплитудой импульса (75 В) и исходным напряжением на конденсаторе C_1 (25 В), т. е. величина амплитуды импульса на R_3 составит $75 - 25 = 50$ В. Так как постоянная времени C_1R_3 велика по сравнению с длительностью импульса, то за время длительности импульса конденсатор успевает дозарядиться на небольшую величину. Поэтому напряжение на резисторе R_3 уменьшится лишь на эту небольшую величину. Так, если, например, за время длительности импульса напряжение на конденсаторе возрастет до 30 В, то величина выходного импульса понизится на 5 В и в момент t_2 , как это указано на рисунке, составит 45 В.

Когда импульс на входе снова уменьшится до нуля, напряжение на R_2 опять станет равным 25 В (в момент t_2). Так как теперь напряжение на конденсаторе превышает это значение на 5 В, конденсатор начнет разряжаться через диод D_1 и резистор R_2 , что приведет к появлению на выходе (на базе транзистора T_2) кратковременного отрицательного всплеска, равного небольшому падению напряжения на отпертом диоде D_1 . Существенным является то, что малое сопротивление отпертого диода шунтирует резистор R_3 , вследствие чего резко уменьшается постоянная времени разряда конденсатора. Поэтому весьма быстро незначительный отрицательный выброс выходного напряжения (напряжения на диоде) снижается до нуля, после чего на конденсаторе вновь устанавливается исходный уровень напряжения, равный 25 В. Так как этот уровень является установившимся для интервала времени между импульсами, то в течение этого времени ток через резистор R_3 не протекает и, следовательно, на нем нет падения напряжения. Таким образом, осуществляется процесс привязки выходных импульсов к нулевому уровню (прямоугольные колебания с отрицательными и положительными полупериодами на выходе не образуются).

В некоторых случаях возникает необходимость привязки сигнала к заранее заданному уровню напряжения, выше или ниже нулевого уровня. Такая привязка осуществляется при помощи схемы, изображенной на рис. 11.8,б. Здесь фиксированный уровень напряжения подан в точку между соединением резистора R_z с диодом и землей. Этот источник напряжения зашунтирован конденсатором C_2 для того, чтобы уменьшить до минимума изменения напряжения сигнала на внутреннем сопротивлении источника. В этой схеме выходной сигнал привязан к уровню, соответствующему напряжению источника питания. В показанной на рисунке схеме используется источник постоянного напряжения 10 В. Поэтому выходные импульсы будут привязаны к уровню постоянного напряжения, равного 10 В.

Выполняемая схемой функция аналогична той, которая была описана для схемы на рис. 11.8, а. Отличие заключается лишь в том, что здесь выходные импульсы располагаются выше нулевого уровня на величину, равную напряжению источника. При отсутствии источника восстановленный сигнал имел бы в момент t_2 высоту 50 В, так как входные импульсы начинались бы от исходного уровня 25 В и нарастали до 75 В. При подключении же источника 10 В к точке соединения резистора R_3 с диодом D_1 ; выходные импульсы амплитудой 50 В смещаются на 10 В и оказываются привязанными к этому уровню.

11.9. Формирование пилообразных сигналов

Схема формирователя пилообразных колебаний изображена на рис. 11.9. Иногда такую схему называют зарядно-разрядной, так как в ней периодически происходят заряд и разряд выходного конденсатора C_1 , включенного между коллектором и эмиттером. Вместо $n - p - n$ -транзистора можно использовать $p - n - p$ -транзистор или электронную лампу.

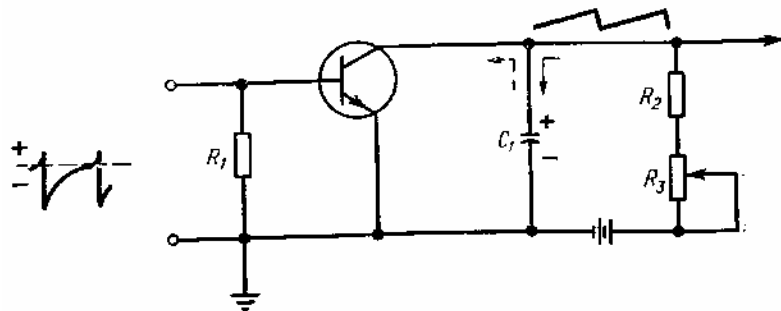


Рис. 11.9. Схема формирователя пилообразного напряжения.

Так как между эмиттером и базой транзистора нет напряжения смещения, транзистор находится в закрытом состоянии. В это время конденсатор C_1 заряжается, причем зарядный ток протекает в направлении, указанном на рис. 11.9 сплошной стрелкой. В результате происходит постепенное нарастание напряжения между

коллектором и землей, которое и образует рабочую часть выходного пилообразного напряжения. Начальный участок этого напряжения (до нескольких процентов максимальной величины) практически линейный. При существенно большей величине зарядного напряжения конденсатора дальнейший его заряд происходит по экспоненциальному закону.

Разряд конденсатора начинается в момент открывания транзистора путем подачи на его базу положительного сигнала. Такие сигналы могут представлять собой положительные импульсы, вырабатываемые релаксационным генератором. При воздействии положительных импульсов на базу напряжение на базе относительно эмиттера становится положительным и его действие эквивалентно действию прямого смещения транзистора $n-p-n$ -типа. В результате транзистор открывается и шунтирует конденсатор C_c и начинается разряд конденсатора через небольшое сопротивление транзистора в направлении, показанном на схеме стрелковой стрелкой. Выходное напряжение при этом резко спадает, завершая один цикл формирования пилообразного напряжения. Когда входной импульс заканчивается (или сигнал с релаксационного генератора становится отрицательным), транзистор опять закрывается и конденсатор начинает заряжаться, формируя новый цикл пилообразного напряжения. Заряд конденсатора осуществляется через последовательно соединенные резисторы R_2 и R_z , сопротивление которых значительно больше сопротивления открытого и обычно насыщенного транзистора. Поэтому постоянная времени заряда конденсатора значительно больше постоянной времени разряда. Постоянная времени цепи разряда определяется величиной емкости конденсатора C_1 и малым сопротивлением открытого транзистора.

Переменный резистор R_3 позволяет изменять постоянную времени цепи заряда и, следовательно, регулировать амплитуду выходного пилообразного напряжения. В схемах вертикальной развертки осциллографов, телевизионных приемников и в других подобных схемах при помощи резистора R_3 регулируют размер изображения по вертикали.

Мгновенное значение напряжения на конденсаторе определяется выражением

$$e_c = E(1 - e^{-t/RC}), \quad (11.7)$$

где e_c — мгновенное значение напряжения на конденсаторе в процессе заряда;

E — напряжение источника, от которого осуществляется заряд;

e — основание натуральных логарифмов, равное 2,718;

C — емкость конденсатора, Ф;

t — время, с; $R = R_2 + R_3$ — зарядное сопротивление, Ом.

11.10 Преобразование пилообразного напряжения в пилообразный ток

При электростатическом управлении лучом в электронно-лучевых трубках, например в осциллографах, отклонение электронного луча осуществляется путем подачи пилообразного напряжения на отклоняющие пластины. Электростатическое поле, образующееся между пластинами, оказывает влияние на электронный луч и обеспечивает его линейное отклонение. В телевизионных трубках для обеспечения кадровой и строчной разверток применяется магнитное поле, управляющее движением электронного луча. Для создания магнитного поля на отклоняющие катушки подается пилообразный ток; при этом магнитное поле изменяется по линейному закону.

Эти особенности поясняются на рис. 11.10. На рис. 11.10, а показано последовательное включение резистора с большим сопротивлением и катушки с небольшой индуктивностью. Если индуктивное сопротивление катушки на частоте, равной примерно частоте пилообразного напряжения, имеет очень малую величину по сравнению с омическим сопротивлением резистора, то при подаче на вход цепи пилообразного напряжения через катушку будет протекать ток также пилообразной формы.

Если же индуктивное сопротивление катушки больше омического сопротивления резистора (рис. 11.10, б), то при подаче на вход такой цепи пилообразного напряжения форма тока в ней уже не будет пилообразной. Для получения пилообразного тока в этой цепи на ее вход следует подавать напряжение прямоугольной формы.

Когда индуктивное сопротивление катушки и омическое сопротивление рассматриваемой цепи имеют примерно одинаковые величины, как это часто бывает в отклоняющих системах кинескопов, то для формирования пилообразного тока в цепи на ее вход следует подавать комбинированный сигнал в виде суммы прямоугольного и пилообразного напряжений (рис. 11.10, в). Для этого инвертированные прямоугольные импульсы вводятся в пилообразный сигнал. Схема для получения такого комбинированного сигнала изображена на рис. 11.11. Здесь модификация пилообразного напряжения осуществляется в предоконечном каскаде строчной развертки телевизионного приемника.

Как показано на рисунке, сигнал пилообразной формы приложен к базе транзистора и базовому резистору R_2 , соединенному с землей через обмотку выходного трансформатора строчной развертки. Импульсные сигналы с этой обмотки подаются в точку соединения R_2 и C_1 , где складываются с пилообразным сигналом, в результате чего и осуществляется требуемая модификация пилообразного напряжения. Выходной сигнал в схеме снимается с резистора R_3 и, так как схема представляет собой эмиттерный повторитель, имеет ту же самую фазу, что и входной. Далее этот сигнал подается на выходной трансформатор строчной развертки, а затем — на отклоняющую систему.

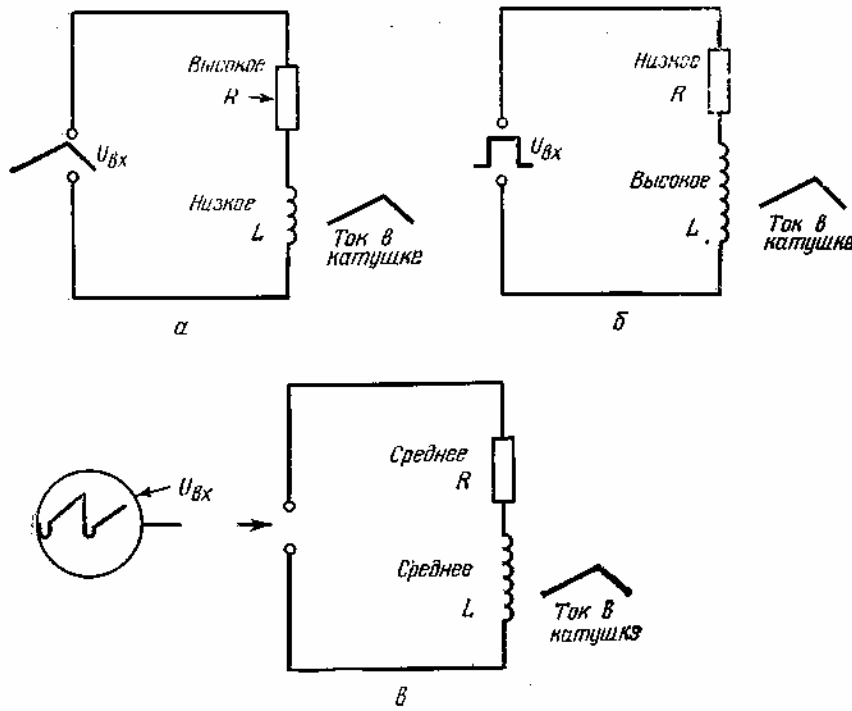


Рис. 11.10. К вопросу о преобразовании пилообразного напряжения в пилообразный ток.

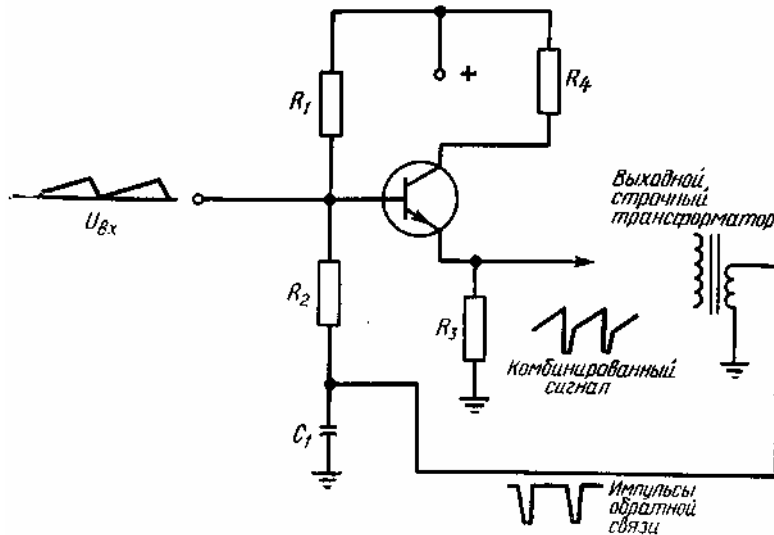


Рис. 11.11. Схема формирования тока пилообразной формы.

Глава 12

РЕАКТАНСНЫЕ СХЕМЫ

12.1. Основная схема с управляемым реактивным сопротивлением

Электронные реактансные схемы, эквивалентные реактивной цепи, можно построить, используя резисторно-емкостные цепи с транзистором, и таким образом получить реактивный элемент, потребляющий либо опережающий, либо запаздывающий ток относительно приложенного к элементу колебательного напряжения; таким напряжением обычно является напряжение на колебательном контуре автогенератора. Если реактансную схему подключить параллельно колебательному контуру автогенератора, то появляется возможность управлять частотой генерации. Управление реактансной схемой в свою очередь осуществляется путем изменения напряжения смещения, подаваемого на ее вход. Таким образом, появляется возможность подстройки частоты автогенератора путем изменения управляющего напряжения смещения.

Специальные полупроводниковые диоды при подаче на них обратного смещающего напряжения обладают

свойствами переменной емкости и также могут использоваться для подстройки частоты резонансного контура. Такие диоды, называемые *ва-ракторами*, изменяют величину емкости при изменении приложенного напряжения. Эти приборы называют также *варикапами*. Они находят широкое применение в радио- и телевизионных приемниках и позволяют упростить блоки настройки. Транзисторные реактансные *RC-схемы* также широко применяются в промышленных системах управления, в блоках перестройки частоты и устройствах регулирования фазы (см. также рис. 4Д. 6.6, 15.2 и 15.9).

Типичная схема управления реактивным сопротивлением реактансной схемы на основе полевого транзистора изображена на рис. 12.1. Здесь C_1 и R_1 являются фазосдвигающими элементами, которые обуславливают протекание реактивного тока через выходной резистор R_2 . Подробнее свойства этой схемы рассматриваются в следующем разделе. Через конденсатор C_3 осуществляется связь реактансной схемы с контуром автогенератора для перестройки частоты генерации путем изменения амплитуды и полярности сигнала, подаваемого на затвор полевого транзистора. Реактансная схема может иметь или емкостный, или индуктивный характер в зависимости от соотношения фаз напряжений на выходе реактансной схемы и на контуре автогенератора. В случае чисто емкостного характера реактансной схемы потребляемый ею ток будет опережать напряжение на 90° , а при чисто индуктивном характере этой схемы потребляемый ток будет отставать на 90° . Таким образом, создавая отставание или опережение потребляемого тока, схема имитирует емкостную или индуктивную нагрузку, действие которой будет описано в разд. 12.2 и 12.3.

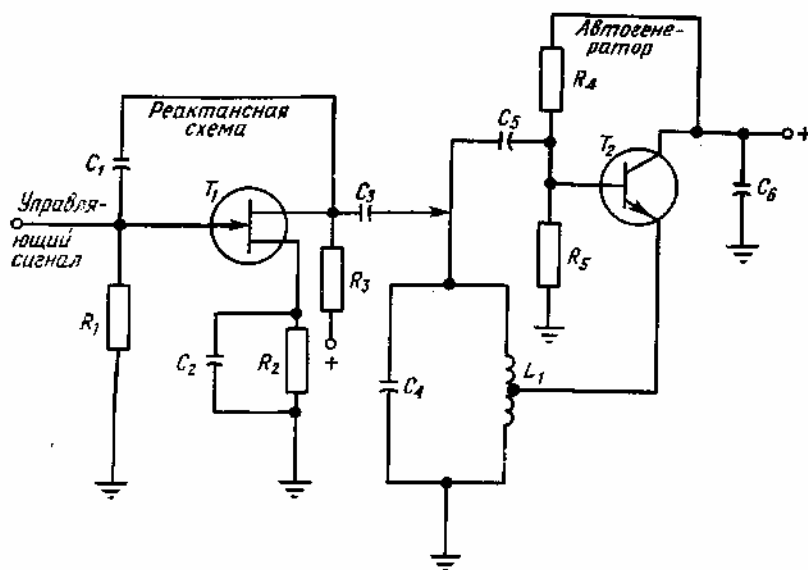


Рис. 121. Основная схема с управляемым реактивным сопротивлением.

12.2. Реактансная схема RC-типа

Реактивности различного характера можно получить, комбинируя элементы R и C (рис. 12.2). Для сравнения на рис. 12.2, а и в приведены упрощенные варианты схемы, изображенной на рис. 12.1, с соответствующими векторными диаграммами (рис. 12.2,б и г). Схема на рис. 12.2,а имеет емкостную характеристику, и так как она подключена параллельно колебательному контуру автогенератора, то ее эквивалентная емкость добавляется к емкости колебательного контура. Таким образом, образуется результирующая колебательная система автогенератора, состоящая из указанных емкостей и индуктивности контура автогенератора. Небольшие паразитные емкости и индуктивности, имеющиеся в схеме, также оказывают влияние на частоту. Частота генератора определяется суммарными значениями индуктивности и емкости элементов параллельного резонансного контура L и C . Поэтому изменение величины емкости или индуктивности колебательного контура приводит к изменению частоты генерируемых колебаний. Частота колебаний определяется общеизвестной формулой

$$f_p = \frac{1}{6,28 \sqrt{LC}}.$$

(12.1)

В схеме на рис. 12.2, а элементами, определяющими емкостную характеристику реактансной схемы, являются конденсатор C_1 и резистор R_1 , причем C_1 включают между стоком транзистора, и затвором, а R_1 — между затвором и землей. Таким образом, указанные два элемента реактансной схемы фактически присоединены параллельно колебательному контуру автогенератора. Следовательно, вырабатываемый автогенератором сигнал оказывается приложенным к цепи R_1C_1 .

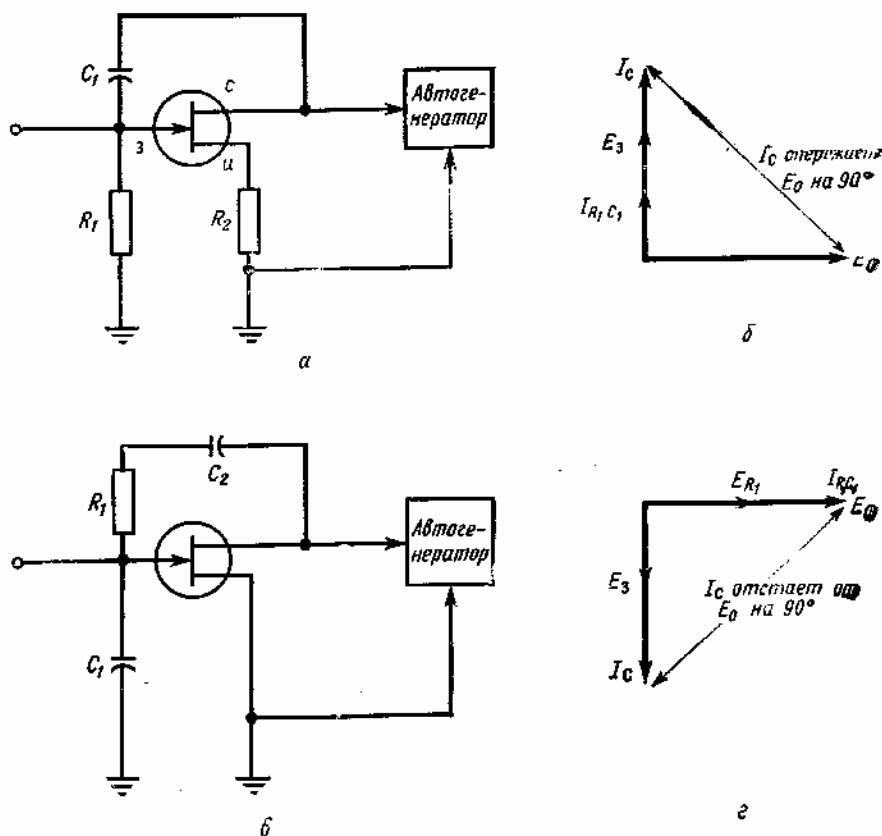


Рис. 12.2. Реактантные схемы RC-типа.

Значения емкости C_1 и сопротивления R_1 выбираются таким образом, чтобы на частоте колебаний автогенератора емкостное реактивное сопротивление C_1 было значительно выше сопротивления R_1 . При этом на колебательное напряжение автогенератора, воздействующее на эту цепь, основное влияние будет оказывать емкость. Следовательно, ток в этой цепи на частоте колебаний автогенератора будет опережать напряжение E_0 на колебательном контуре автогенератора. Если вектор напряжения EC изобразить графически (рис. 12.2,б), то вектор тока I_{RC1} , протекающего через цепь R_1 и C_1 , будет опережать вектор E_0 на 90° . Однако напряжение на R_1 и ток через него изменяются синфазно. Следовательно, напряжение E_3 на затворе, равное падению напряжения на R_1 , также будет опережать напряжение E_0 на 90° . Так как ток стока находится в фазе с напряжением на затворе, то вектор тока стока I_c совпадает по направлению с вектором E_3 . Отсюда следует, что ток стока опережает напряжение генератора на 90° . Именно опережение тока стока обеспечивает емкостную характеристику реактантной схемы, присоединенной к контуру генератора. Эквивалентная емкость реактантной схемы C_3 зависит от крутизны g_T полевого транзистора и выражается формулой

$$C_3 = g_T R_1 C_1. \quad (12.2)$$

где C_3 — эквивалентная емкость, Ф;
 g_T — крутизна характеристики транзистора, А/В;
 R_1 — сопротивление резистора, Ом;

C_1 — емкость конденсатора в цепи обратной связи, Ф. На практике сопротивление резистора R_1 выбирается таким образом, чтобы оно составляло приблизительно десятую часть реактивного сопротивления емкости C_1 , благодаря чему обеспечивается емкостный характер цепи обратной связи. Если сопротивление R_1 равно десятой части емкостного сопротивления C_1 , то приведенную выше формулу можно записать в виде

$$C_3 = \frac{0.1 g_T}{6.28 f}. \quad (12.3)$$

где f — рабочая частота.

Формула (12.3) показывает, что эквивалентная емкость зависит только от крутизны транзистора и рабочей частоты. Емкостное сопротивление X_c также связано с частотой и эквивалентной емкостью:

$$X_c = \frac{1}{6.28 f C_3}. \quad (12.4)$$

Из закона Ома следует, что емкостное сопротивление связано с напряжением и током:

$$X_c = \frac{E_c}{I_c} = \frac{E_0}{I_0}. \quad (12.5)$$

Из приведенного анализа видно, что изменение переменной составляющей тока стока I_c полевого транзистора приводит к изменению емкостного реактивного сопротивления и, следовательно, эквивалентной емкости. Меняя амплитуду входного напряжения, подаваемого на затвор, можно изменять ток стока. Ток стока можно увеличивать или уменьшать, подавая на затвор отрицательное или положительное напряжение смещения, и таким образом изменять величину емкости, моделирующей реактивное сопротивление. Входной сигнал может также содержать составляющую звукового сигнала, которая будет увеличивать и уменьшать ток стока в соответствующие полупериоды. Таким образом, частота генератора будет увеличиваться и уменьшаться в зависимости от частоты входного звукового сигнала. Такая система используется в передатчиках с ЧМ и в других устройствах, где требуется частотная модуляция (гл. 6 и 15).

Предположим, что для получения сигнала с ЧМ используется сигнал звуковой частоты. При подаче звукового сигнала большей амплитуды отклонение тока стока увеличивается и ток будет иметь величину выше и ниже среднего значения, определяемого смещением. Следовательно, частота сигналов генератора будет изменяться в сторону больших и меньших значений относительно ее номинального значения (несущей частоты). Таким образом, когда реактансная схема находится под воздействием управляющего звукового сигнала, частота генератора изменяется пропорционально частоте звукового сигнала, а величина девиации частоты определяется амплитудой звукового сигнала, подаваемого на вход.

В схеме на рис. 12.2,0 характеристика реактансной схемы является индуктивной. Здесь резистор R_1 и конденсатор C_1 также образуют реактивную цепочку. Разделительный конденсатор C_2 служит для того, чтобы напряжение стока не подавалось на затвор. Этот конденсатор имеет большую емкость, так что его последовательное реактивное сопротивление достаточно мало и обеспечивает хорошую связь на частоте сигнала между стоком и цепью обратной связи R_1C_1 .

В этой схеме сопротивление резистора R_1 выбирается примерно в 10 раз больше реактивного сопротивления конденсатора C_1 . Поэтому сигнал от автогенератора, приложенный к этой цепи, вызовет протекание тока I_{R1C1} находящегося в фазе с напряжением (рис. 12.2, г). Поскольку входное напряжение на затвор подается с конденсатора C_1 , ток конденсатора I_{R1C1} опережает напряжение E_3 на конденсаторе на 90° . Но так как ток стока I_c совпадает по фазе с напряжением E_3 на затворе, то ток стока I_c отстает от напряжения E_0 генератора на 90° . Таким образом, вследствие запаздывания тока стока относительно E_0 моделируемое реактансной схемой эквивалентное реактивное сопротивление носит индуктивный характер. Величину эквивалентной индуктивности можно рассчитать по формуле

$$L_3 = \frac{10}{6,28g_T f}, \quad (12.6)$$

где L_3 — эквивалентная индуктивность, Г;
 g_T — крутизна характеристики транзистора, А/В;
 f — рабочая частота.

Так же как и в схеме на рис. 12.2, а, величину реактивного сопротивления можно изменять путем подачи напряжения смещения между затвором и землей. Индуктивное сопротивление зависит от частоты и определяется формулой

$$X_L = 6,28fL. \quad (12.7)$$

В соответствии с законом Ома индуктивное сопротивление определяется следующим выражением:

$$X_L = \frac{E_L}{I_L}. \quad (12.8)$$

Так же как и в схеме на рис. 12.2, а, величину реактивного сопротивления можно изменять, варьируя модулирующее напряжение на затворе. Таким образом, величина эквивалентной индуктивности, шунтирующей колебательный контур автогенератора, может изменяться при помощи входного сигнала.

12.3. Реактансная схема RL -типа.

В реактансных схемах вместо конденсатора можно применять катушку индуктивности. В реактансной схеме на рис. 12.3, а реактивная цепь образована резистором R_1 и катушкой индуктивности L_1 . Здесь сопротивление R_1 выбирается таким образом, чтобы его величина была примерно в 10 раз больше реактивного сопротивления L_1 . При этом условии ток I_{RL} через цепочку R_1 и L_1 фактически совпадает по фазе с приложенным напряжением E_0 от автогенератора (рис. 12.3,б). Однако, поскольку напряжение на затвор транзистора подается только с индуктивности L_1 , напряжение E_3 на затворе будет опережать ток I_{RL} на 90° . Влияние этого напряжения на ток стока I_c показано на рис. 12.3, в. Следовательно, ток стока будет опережать напряжение E_0 генератора на 90° , т. е. схема имеет емкостный характер (как и схема на рис. 12.2,а). Формулы, аналогичные приведенным для схемы рис. 12.2, а, при надлежащей замене емкости на индуктивность справедливы и в данном случае. Разделительный конденсатор C_1 служит для того, чтобы напряжение стока не подавалось на затвор через резистор R_1 и не оказывало влияния на величину эквивалентной емкости.

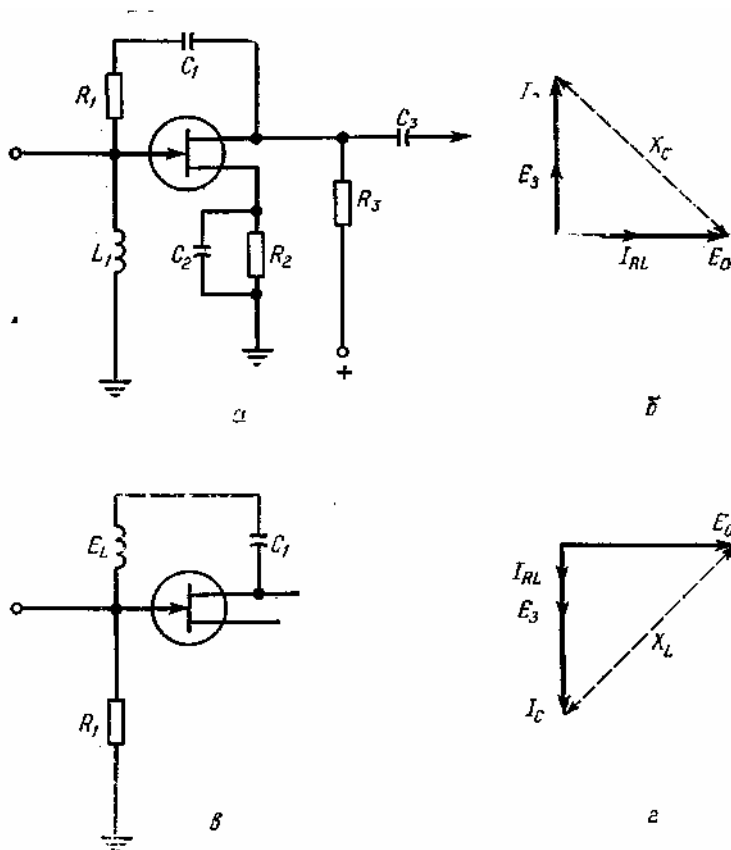


Рис. 12.3. Реактансные схемы RL-типа.

Еще один вариант реактансной схемы изображен на рис. 12.3, в. Здесь индуктивность включена между стоком и затвором. Так как в этом случае постоянное напряжение со стока через индуктивность может подаваться на затвор, необходимо применить разделительный конденсатор C_1 . Этот конденсатор имеет большую емкость и, следовательно, небольшое сопротивление на частоте сигнала; поэтому для напряжения сигнала он практически представляет собой короткозамкнутую цепь. Благодаря этому напряжение сигнала с автогенератора подается на индуктивно-резистивную цепь так же, как и в других рассмотренных схемах.

В схеме на рис. 12.3, в индуктивность L_1 выбирается так, чтобы ее реактивное сопротивление на частоте сигнала было в 10 раз больше сопротивления резистора R_1 . Поэтому ток I_{RL} в цепи обратной связи будет отставать от напряжения E_0 автогенератора на 90° (рис. 12.3,г). Этот ток протекает также через резистор R_1 и определяет напряжение E_{R1} на резисторе, которое совпадает по фазе с током I_{RL} (рис. 12.3, г). Ток стока I_c имеет ту же фазу, что и напряжение E_{R1} или E_3 (рис. 12.3, г). Отсюда следует, что напряжение E_0 автогенератора опережает ток стока на 90° . Следовательно, данная реактансная схема имеет индуктивный характер причем величина эквивалентной индуктивности и ее реактивное сопротивление рассчитываются по формулам, подобным приведенным для схемы на рис. 12.2, в. Таким образом, путем воздействия управляющего напряжения на резистор R_1 можно управлять величиной эквивалентной индуктивности и соответственно изменять частоту автогенератора, как и в других рассмотренных реактансных схемах.

12.4. Схема подстройки с двумя варакторами

Как указывалось в разд. 12.1, варактор обладает емкостью, величина которой зависит от приложенного к нему обратного напряжения. Типичная схема с варакторами, используемая для подстройки приемника, показана на рис. 12.4, где параллельно резонансному контуру C_1L_1 включены два варакторных диода. В этой схеме диоды D_1 и D_2 включены встречно для обеспечения более высокой стабильности и линейности. Однако часто применяются схемы только с одним варакторным диодом.

Схема, показанная на рисунке, представляет собой высокочастотный резонансный усилитель на полевом транзисторе, контур которого настраивается в резонанс с частотой входящего сигнала. Переменный конденсатор C_1 может быть подстроечным и использоваться для подстройки в диапазоне одной станции или же выполнять роль основного конденсатора настройки, действующего независимо от варакторных диодов. В некоторых приемниках применение селекторного ключа позволяет осуществлять ручную настройку конденсатора для последовательного выбора передающей станции. При этом поворот ротора конденсатора C_1 производится синхронно с поворотом конденсатора гетеродина (одной ручкой). При варакторной настройке выбор необходимой станции осуществляется кнопочным управлением. В этом случае при помощи кнопок в

схему источника питания включаются резисторы с различным сопротивлением, и таким образом изменяется напряжение, подаваемое на варакторные диоды. При каждом уровне напряжения приемник настраивается на определенную станцию.

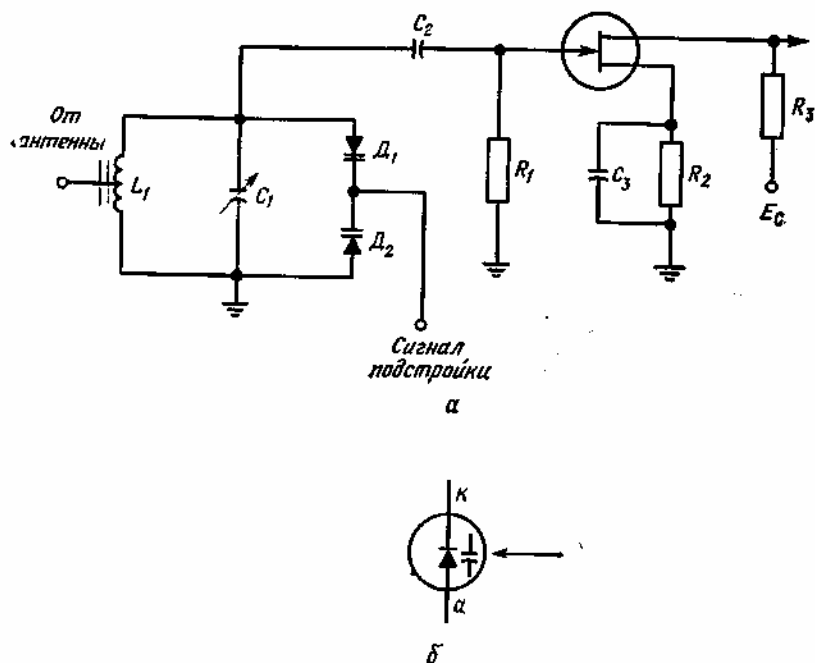


Рис. 12.4. Схема подстройки с двумя варакторными диодами (а) и условное обозначение такого диода (б).

В остальном показанная на рис. 12.4, а схема является традиционной. Разделительный конденсатор C_2 служит для подачи сигнала на затвор полевого транзистора, а также для изоляции контура от постоянного напряжения. Резистор R_1 соединяет затвор транзистора с землей, и на него подается входной сигнал. Резисторно-емкостная цепь между истоком и землей обеспечивает стабилизацию постоянного тока, протекающего между истоком и стоком. Через резистор R_3 подается напряжение питания на сток.

Условные обозначения варакторных диодов, показанные на рис. 12.4, а, применяются наиболее часто, но иногда используют и другие символы (рис. 12.4,б). Обозначения катода (к) и анода (а) на рис. 12.4,б не отличаются от принятых для обычных диодов, но рядом с диодом изображается символ малой емкости.

12.5. Схема с одним варактором

Применение варакторов в блоке настройки показано на рис. 12.5. Такой блок настройки может использоваться в телевизорах и высококачественных радиоприемниках. Как показано на рисунке, настройка осуществляется кнопочным переключателем, который подключает резисторы. Эти резисторы являются переменными; изменяя их сопротивление, обеспечивают подачу соответствующего уровня напряжения для настройки на сигнал определенной станции. Резистор R_2 предназначен для ограничения приложенного напряжения до необходимого уровня, а конденсатор C_1 имеет большую емкость и поэтому заземляет контур на частоте сигнала.

Хотя на схеме на рис. 12.5 показаны только три подстроечных резистора, при необходимости количество резисторов может быть увеличено. Как и в схеме, показанной на рис. 12.4, здесь можно осуществлять настройку ручным способом, так что в тех случаях, когда требуется перестройка по всему диапазону приемника, можно обойтись без варакторов. Так как в схемах всегда имеется некоторый дрейф, то часто применяют различные виды точной автоматической настройки (см. гл. 7).

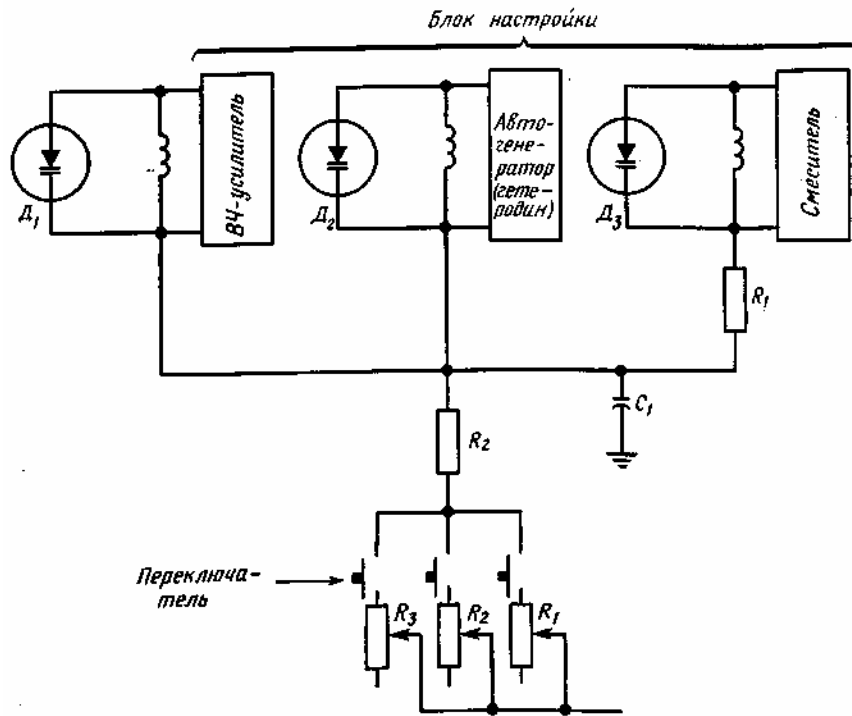


Рис. 12.5. Схема настройки с одним вращающимся диодом.

Глава 13

СПЕЦИАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ

13.1. Делитель частоты на блокинг-генераторе

Блокинг-генератор, описанный в разд. 4.9, можно использовать в качестве делителя частоты повторения импульсов (рис. 13.1,а). Здесь блокинг-генератор работает согласно описанному в разд. 4.9, т. е. в режиме генерирования релаксационных колебаний. Резистор R_3 , включенный последовательно с вторичной обмоткой L_3 трансформатора, служит для подачи на базу транзистора синхронизирующих сигналов. Форма колебаний на базе транзистора показана на рис. 13.1,б. Как видно, напряжение на базе периодически нарастает, что приводит к периодическому отпиранию транзистора. Это происходит в то время, когда нарастающий ток коллектора, протекая через обмотку L_1 трансформатора, индуцирует в обмотке L_3 напряжение прямого смещения транзистора. Однако при открытом транзисторе конденсатор C_1 заряжается с отрицательной полярностью на базовом выводе транзистора, вследствие чего прямое смещение на базе уменьшается. В результате этого изображающая точка транзистора переходит в активную область характеристик транзистора, в которой уменьшающееся базовое напряжение приводит к уменьшению тока коллектора. Обусловленное этим исчезающее магнитное поле в трансформаторе L_3 наводит в обмотке L_3 напряжение, запирающее транзистор. Далее конденсатор C_1 , зарядившийся за время отпирания транзистора, начнет разряжаться через резисторы R_1 и R_2 , и, когда напряжение на нем достигнет уровня открывания транзистора, процесс повторится.

Во время действия положительных синхронизирующих импульсов на резистор R_3 на базовом напряжении возникают положительные всплески напряжения, которые синхронизируют работу блокинг-генератора. Это происходит потому, что синхронизирующие импульсы переводят транзистор в открытое состояние и таким образом осуществляется управление частотой колебаний блокинг-генератора. Если частота синхронизирующих сигналов в два раза выше частоты автоколебаний блокинг-генератора то синхронизация все-таки будет иметь место, так как входные импульсы (через один) не достигают уровня открывания транзистора и не оказывают влияния на состояние транзистора (рис. 13.1,б). Таким образом, блокинг-генератор в этом случае будет работать в качестве делителя частоты повторения импульсов.

Выходной сигнал снимается с обмотки трансформатора L_2 .

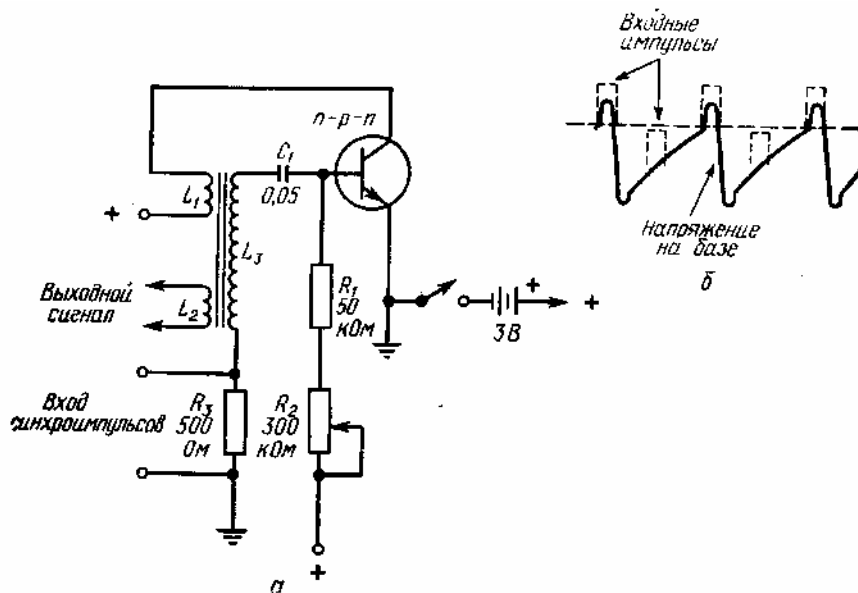


Рис. 13.1. Схема делителя частоты на блокинг-генераторе (а) и форма колебаний на базе транзистора (б).

13.2. Делитель частоты накопительного типа

Типичная схема импульсного делителя частоты накопительного типа изображена на рис. 13.2. Здесь также используется блокинг-генератор, но он работает не в режиме автоколебаний, а в ждущем режиме: генератор вырабатывает выходной импульс только после того, как на его вход поступит определенное, заранее заданное число импульсов. Следовательно, при такой схеме построения релаксатор, в частности блокинг-генератор, работает в качестве делителя частоты следования импульсов или в качестве счетчика импульсов. Характеристики работы схемы определяются длительностью входных импульсов и параметрами схемы.

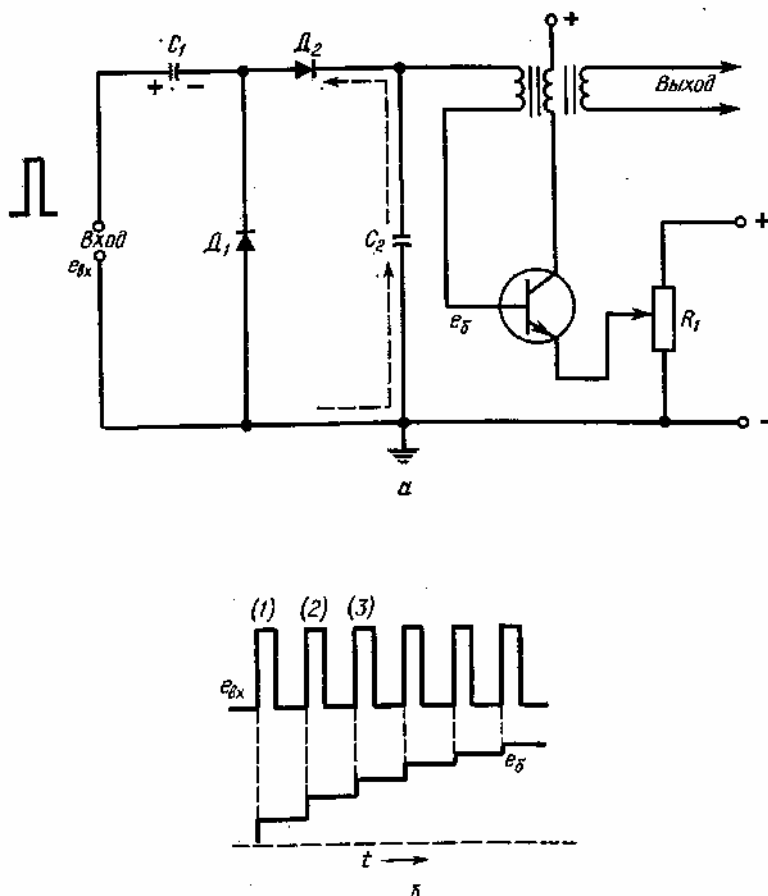


Рис. 13.2. Схема делителя частоты накопительного типа.

До поступления определенного числа импульсов в схему транзистор находится в закрытом состоянии, что обусловлено действием положительного напряжения, подаваемого на эмиттер. При помощи переменного резистора R_i можно устанавливать нужную величину напряжения, подаваемого на эмиттер, и таким образом регулировать порог отпирания транзистора, который является основным параметром такой схемы делителя частоты следования импульсов. Предположим, что уровень отсечки транзистора равен 0,5 В, а при помощи переменного резистора на эмиттер подается напряжение 40 В. При этих условиях запирающее напряжение смещения превысит напряжение отсечки на 39,5 В. При подаче первого входного импульса через конденсатор C_1 диод D_2 и конденсатор C_2 будет протекать ток сигнала, причем электроны будут двигаться к конденсатору C_2 в направлении, показанном стрелками. В результате протекания тока конденсаторы C_1 и C_2 будут заряжаться, но из-за большой постоянной времени цепи заряда и сравнительно малой длительности импульса оба конденсатора за время действия импульса успеют зарядиться только до незначительной величины напряжения. Следовательно, после первого импульса конденсатор C_2 окажется заряженным лишь на небольшую часть амплитуды напряжения входного импульса. Хотя это напряжение на конденсаторе C_2 приложено между базой и эмиттером транзистора, пока оно лишь незначительно уменьшает уровень обратного смещения транзистора.

В течение интервала времени до прихода второго импульса заряд на конденсаторе C_2 сохраняется, поэтому напряжение e_6 между базой и землей сохранит уровень, равный приросту напряжения на конденсаторе C_2 (рис. 13.2,6). На рис. 13.2,6 входные импульсные сигналы обозначены как $e_{вх}$; первый импульс находится под цифрой 1.

Так как конденсатор C_1 заряжен с указанной на рисунке полярностью, он будет разряжаться через диод D_1 и входную цепь. На конденсаторе C_2 заряд будет сохраняться, поскольку он не может разряжаться ни через диоды, ни через закрытый транзистор.

С приходом второго импульса на вход схемы диод D_2 открывается вновь и конденсатор C_2 получает дополнительный заряд. Как и в предыдущем случае, поскольку длительность импульса мала по сравнению с постоянной времени схемы, конденсатор C_2 получит лишь незначительный добавочный заряд. Во время интервала между вторым и третьим импульсами напряжение на конденсаторе C_2 будет сохраняться (рис. 13.2,6). Таким образом, последовательное нарастание и сохранение напряжения между базой и землей приводит к тому, что это напряжение имеет ступенчатый вид. Так как конденсатор C_2 заряжается по экспоненциальному закону, то каждая последующая ступенька напряжения на нем уменьшается (рис. 13.2,6).

Верхняя обкладка конденсатора C_2 соединена с базой транзистора через первичную обмотку трансформатора. Следовательно, по мере нарастания напряжения на конденсаторе обратное смещение на транзисторе будет уменьшаться. Таким образом, если напряжение отсечки транзистора составляет 0,5 В, как было указано ранее, а при помощи переменного резистора R_i потенциал эмиттера устанавливается равным 40 В, то для отпирания транзистора напряжение e_6 должно достигнуть уровня 39,5 В. Когда напряжение e_6 достигнет этого уровня, транзистор откроется и в этом состоянии будет иметь малое внутреннее сопротивление. Тогда конденсатор C_2 начнет разряжаться через транзистор. Транзистор будет находиться в открытом состоянии до тех пор, пока напряжение на конденсаторе C_2 в процессе разряда не снизится настолько, что смещение, задаваемое резистором R_i , не приведет опять к запирающему транзистора. Во время нарастания и спада тока через транзистор при его открывании и закрывании на третьей обмотке трансформатора формируется выходной сигнал.

Таким образом, схема выполняет функцию деления частоты следования импульсов, так как при заданном числе входных импульсов она вырабатывает только один выходной импульс.

Если при помощи переменного резистора на эмиттере транзистора задается напряжение 20 В, то транзистор откроется при достижении напряжения на базе, равного 19,5 В. Следовательно, при помощи переменного резистора можно регулировать коэффициент деления схемы.

13.3. Удвоитель частоты

Усилители класса С, рассмотренные в гл. 3, можно также применять для удвоения частоты высокочастотных колебаний. Для получения более высокого коэффициента умножения частоты можно использовать несколько таких каскадов удвоения, соединив их последовательно один за другим. В схеме удвоения транзистор может быть включен по схеме с общим эмиттером, общей базой, общим истоком, общим затвором и т.д. На рис. 13.3 показана схема удвоителя частоты, в которой транзистор включен по схеме с общей базой.

Входной сигнал от генератора несущей (или от предыдущего усилителя класса С) подается на резонансный контур в цепи базы. Предположим, что частота, которую необходимо удвоить, равна 1000 кГц. Входной контур L_2C_1 настроен на эту частоту, а контур L_3C_3 в цепи коллектора настроен на частоту 2000 кГц. Так как контуры в цепях коллектора и эмиттера настроены на разные частоты, то условия самовозбуждения в схеме не выполняются и не требуется производить нейтрализации в схеме удвоителя даже в случае схемы с общим эмиттером. Вообще говоря, контур в цепи коллектора может быть настроен на частоту в три раза выше входной частоты, но следует иметь в виду, что к. п. д. схемы резко понижается с увеличением коэффициента умножения.

Так как рабочая точка усилителя класса С выходит за пределы линейной части характеристики транзистора, то ток транзистора содержит гармонические составляющие высоких частот. При обычной работе усилителя

класса С эти гармонические составляющие сильно ослабляются входным и выходным контурами благодаря их высокой избирательности на резонансной частоте. Однако в схеме удвоителя частоты коллекторный контур настроен на вторую гармонику, ток которой оказывается довольно значительным в составе тока коллектора. В схеме на рис. 13.3 элементы имеют те же значения, что и в схеме на рис. 3.8. Обратное напряжение смещения, подводимое к контуру C_1L_2 , создает нужные условия для работы в режиме класса С.

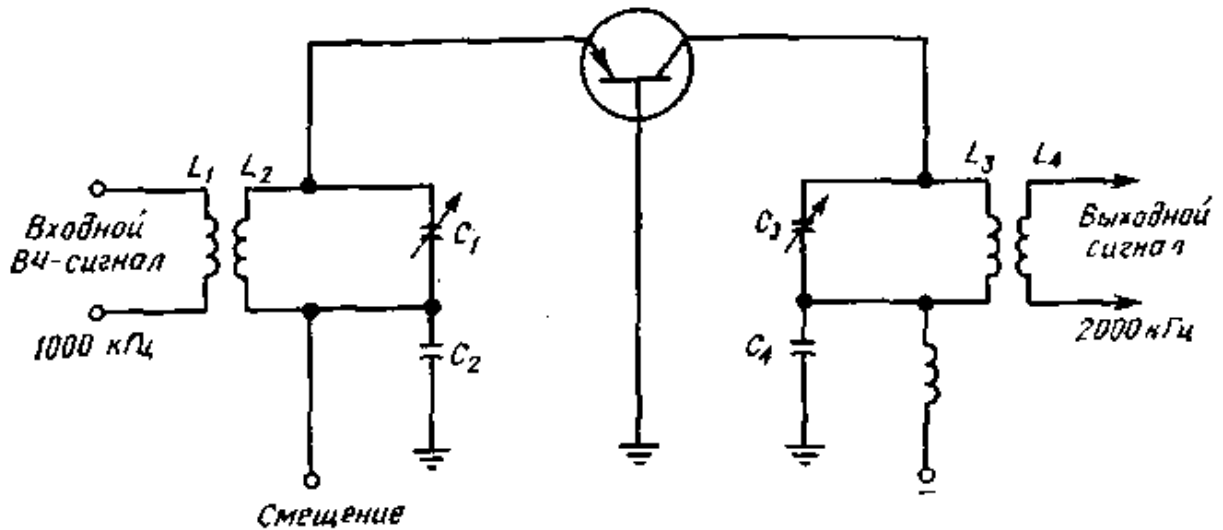


Рис. 13.3. Схема удвоителя частоты на транзисторе.

13.4. Одностабильный мультивибратор

В промышленной электронике, радиолокационных и вычислительных устройствах часто применяются импульсные устройства, которые после их запуска вырабатывают нормированный выходной импульс заданной длительности и высоты. Таким устройством является *одностабильный мультивибратор*, называемый также *ждущим мультивибратором*, *однотактным релаксатором* или *старт-стопным мультивибратором*. От обычного мультивибратора он отличается тем, что работает не в режиме автоколебаний. Одностабильный мультивибратор вырабатывает один выходной импульс при подаче на его вход запускающего импульса.

Схема транзисторного одностабильного мультивибратора изображена на рис. 13.4. На базу транзистора T_2 подается отрицательное напряжение, благодаря которому транзистор находится в закрытом состоянии. При этом падение напряжения на коллекторном резисторе R_4 равно нулю, вследствие чего потенциал коллектора равен напряжению источника питания. На базу транзистора T_1 подается прямое положительное смещение через резистор R_3 . При этих условиях транзистор T_1 находится в открытом состоянии, а транзистор T_2 — в закрытом.

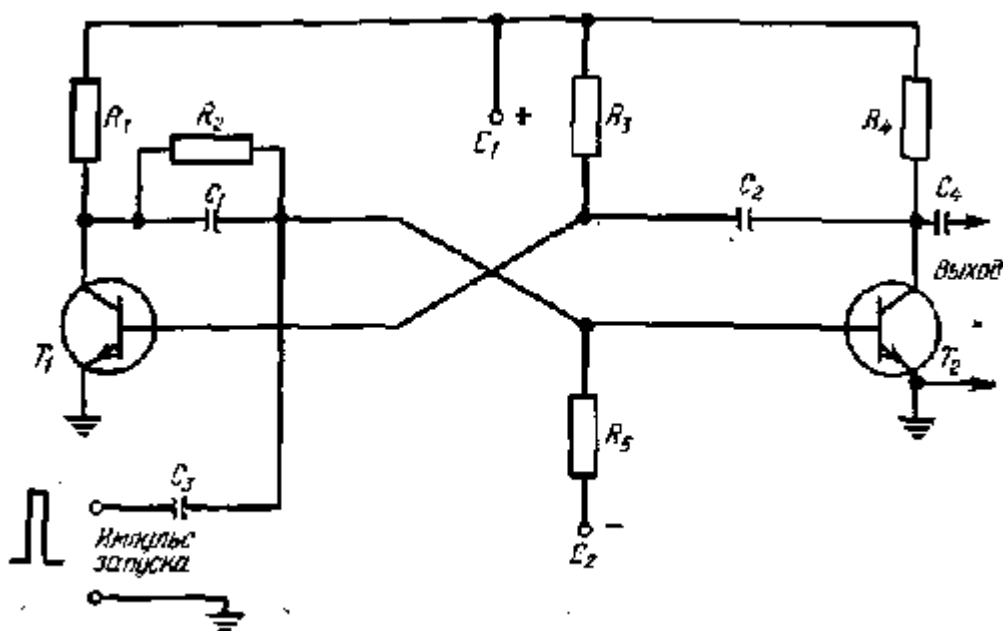


Рис. 13.4. Одностабильный мультивибратор.

Для получения выходного импульса на вход схемы должен поступать импульс запуска положительной полярности. Этот импульс переведет транзистор T_2 в открытое состояние. Из-за протекания тока коллектора возникает падение напряжения на резисторе R_4 , которое уменьшает коллекторное напряжение транзистора T_2 . Это уменьшение напряжения передается на базу транзистора T_1 , который начинает запирается, вследствие чего падение напряжения на резисторе R_1 уменьшается, а коллекторное напряжение транзистора T_1 возрастает. Это в свою очередь увеличит прямое смещение на базе транзистора T_2 , что вызовет дальнейшее нарастание тока коллектора указанного транзистора. Развитие описанного процесса приведет к полному открыванию транзистора T_2 и закрыванию транзистора T_1 .

По окончании действия входного запускающего импульса пройдет некоторый интервал времени и на конденсаторе C_2 установится существовавшее на нем ранее напряжение, а источник E_2 закроет транзистор T_2 . В результате этого положительное напряжение, приложенное к базе транзистора T_1 , увеличится что вызовет его открывание, и, таким образом, восстановится исходное состояние схемы. В процессе открывания и закрывания транзистора T_2 на выходе схемы появится импульс, длительность которого определяется постоянной времени R_3C_2 .

13.5. Триггер Шмитта

Триггер Шмитта представляет собой бистабильную схему, переключение которой зависит от амплитуды запускающих импульсов. Такие схемы успешно применяются в вычислительных устройствах и различных промышленных установках, где требуется изменять форму импульсов, формировать прямоугольные импульсы из синусоидальных колебаний и фиксировать превышение сигналом постоянного тока установленного уровня (порога).

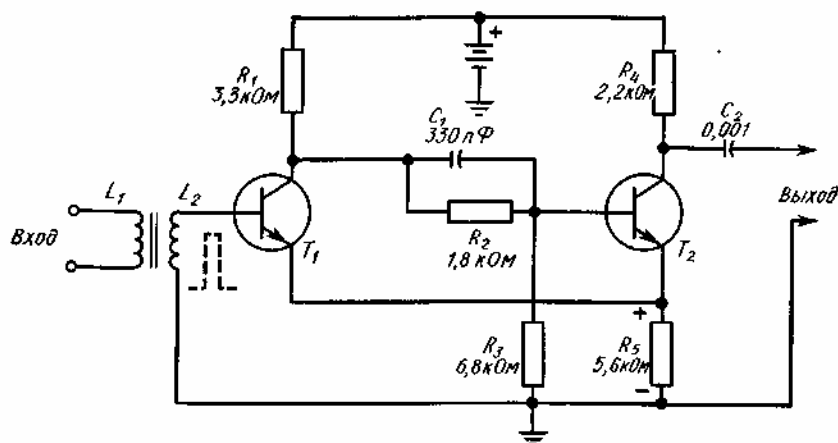


Рис. 13.5. Триггер Шмитта.

Типичная схема триггера Шмитта на двух транзисторах $p-n-p$ -типа изображена на рис. 13.5.

Для лучшего понимания работы схемы вначале предположим, что на входе транзистора T_1 сигнал отсутствует. Резисторы R_1 , R_2 и R_3 , включенные между положительным зажимом источника питания и землей, образуют делитель напряжения, и падение напряжения на резисторе R_3 будет положительным относительно эмиттера транзистора T_2 , благодаря чему поддерживается открытое состояние этого транзистора. На коллектор транзистора T_2 через резистор R_4 подается положительное напряжение от источника питания. При открытом транзисторе на резисторе R_5 в цепи эмиттера появляется падение напряжения, так как через него протекает ток эмиттера; полярность напряжения показана на рисунке. Через низкоомную вторичную обмотку входного трансформатора L_2 напряжение на R_5 прикладывается между эмиттером и базой транзистора T_1 и создает обратное смещение на переходе база — эмиттер транзистора T_1 . Поэтому T_1 закрыт. Такое стабильное состояние схемы является одним из двух возможных состояний. Из-за протекания тока через резистор R_4 и падения напряжения на нем коллекторное напряжение на выходном зажиме меньше напряжения источника. Конденсатор C_2 не пропускает на выход постоянного напряжения, и в рассматриваемом стабильном состоянии триггера выходное напряжение равно нулю.

При подаче на вход импульса напряжения он не будет оказывать влияния на схему, если амплитуда импульса меньше напряжения смещения между базой и эмиттером транзистора T_1 , подаваемого с резистора R_3 . Если же амплитуда входного импульса превысит указанную величину, то транзистор T_1 откроется. Вследствие уменьшения напряжения на коллекторе транзистора T_1 уменьшается прямое смещение на базе транзистора T_2 , в результате чего его ток эмиттера уменьшится. Соответственно уменьшится падение напряжения на резисторе R_5 , а прямое смещение на базе первого транзистора возрастет и вызовет дальнейшее увеличение тока через транзистор T_1 . Падение напряжения на резисторе R_1 еще больше возрастет и приведет к еще большему уменьшению прямого смещения на базе T_2 и уменьшению падения напряжения на резисторе R_5 . Этот

регенеративный процесс будет продолжаться до тех пор, пока транзистор T_1 полностью не откроется, а T_2 не закроется. Когда ток коллектора транзистора T_2 спадет от максимальной величины до нуля и соответственно падение напряжения на резисторе R_4 станет уменьшаться, напряжение на коллекторе, которое является выходным, начнет возрастать. Изменение напряжения на коллекторе передается через конденсатор C_2 и является выходным сигналом; форма и величина выходного сигнала зависят от величины сопротивления нагрузки R_n и постоянной времени $(R_4 + R_n)C_2$. Состояние, соответствующее открытому транзистору T_1 и закрытому транзистору T_2 , является вторым устойчивым состоянием схемы, и оно сохраняется в течение длительности входного импульса. Когда напряжение входного импульса спадет до нуля, схема вновь возвратится в исходное состояние: транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт. Если постоянная времени $(R_4 + R_n)C_2$ значительно превосходит длительность входного импульса, то амплитуда выходных импульсов остается практически постоянной независимо от изменений высоты входных импульсов (при условии, что они превосходят уровень запирающего T_1). На частотах повторения импульсов более 20 кГц эффективность схемы можно повысить путем применения конденсатора связи вместо входного трансформатора.

13.6. Селектор синхроимпульсов

Телевизионное изображение передается при помощи сигналов, представляющих собой комбинацию сигналов изображения, синхросигналов и бланкирующих (гасящих) импульсов. В приемном устройстве синхроимпульсы необходимо отделить

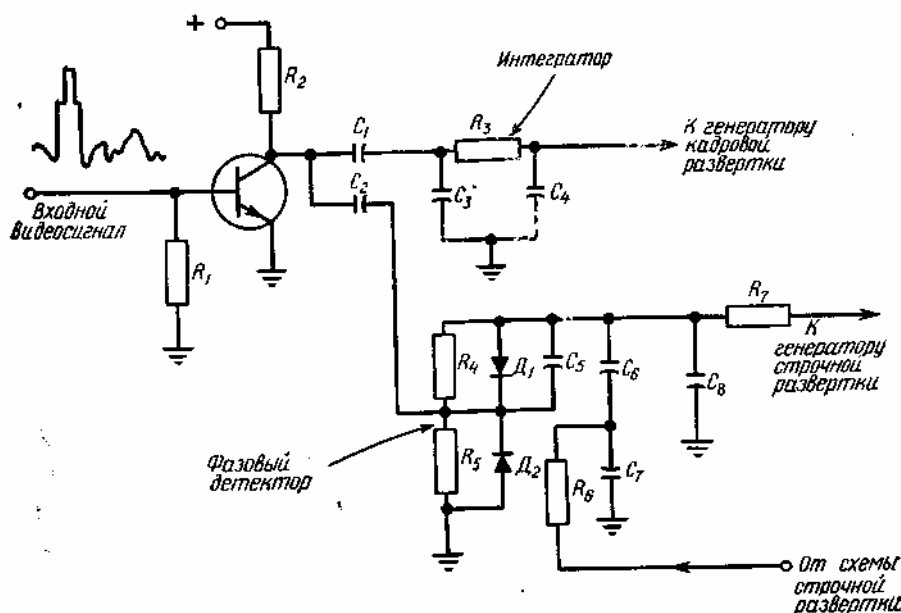


Рис. 13.6. Схема селектора синхроимпульсов.

От сигнала изображения и подать на соответствующие схемы кадровой и строчной разверток. Схема селектора синхроимпульсов, показанная на рис. 13.6, выполняет как раз эту операцию. В этой схеме резистор R_1 включен между базой транзистора и землей, и поэтому прямое смещение на базе отсутствует. При этом на базе поддерживается нулевой или очень небольшой уровень напряжения. К базе может быть приложено обратное смещение чтобы транзистор был закрыт до прихода входных сигналов достаточной амплитуды, которые переведут его в открытое состояние. В этом случае только синхроимпульсы, имеющие достаточно большую высоту, могут превысить обратное смещение и перевести транзистор в открытое состояние. Если схема построена на транзисторе $n-p-n$ -типа, то входной сигнал должен иметь положительную полярность, обуславливающую прямое смещение эмиттерного перехода транзистора.

При правильно спроектированной схеме только синхроимпульсы могут открыть транзистор, а следовательно, появиться на коллекторном выходе. Здесь эти импульсы через конденсаторы C , подаются на интегрирующую цепь, составленную из резистора R_3 и конденсаторов C_3 и C_4 . Интегрирующая цепь имеет большую постоянную времени, которая выбирается таким образом чтобы последовательно поступающие импульсы кадровой синхронизации постепенно повышали напряжение до тех пор, пока оно не окажется достаточным для запуска генератора кадровой развертки и его синхронизации (см. разд. 11.1 и рис. 11.1). Через конденсатор C_2 , также присоединенный к коллектору транзистора, синхроимпульсы подаются на фазовый детектор схемы строчной развертки. Здесь синхроимпульсы сравниваются с сигналами от выходного каскада строчной развертки для осуществления синхронизации (разд. 9.11).

13.7. Индикатор настройки

В высококачественных приемниках с целью индикации усиления принятого сигнала или для облегчения точной настройки применяется измеритель (индикатор) настройки (рис. 13.7). Сигнал с последнего каскада усилителя промежуточной частоты через конденсатор C_1 подается на детектор индикаторной схемы Д1 и на параллельный контур, настроенный на промежуточную частоту. Резисторы R_1 и R_2 вместе с конденсатором C_3 осуществляют фильтрацию пульсаций напряжения после детектора. Как показано на рисунке, величину постоянного напряжения после детектора, подаваемого на базу $n-p$ — p — транзистора, можно регулировать при помощи переменного резистора R_2 .

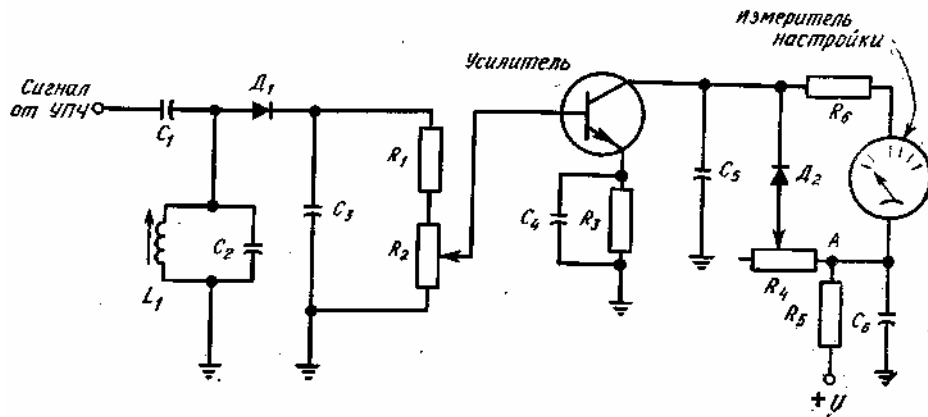


Рис. 13.7. Схема индикатора настройки.

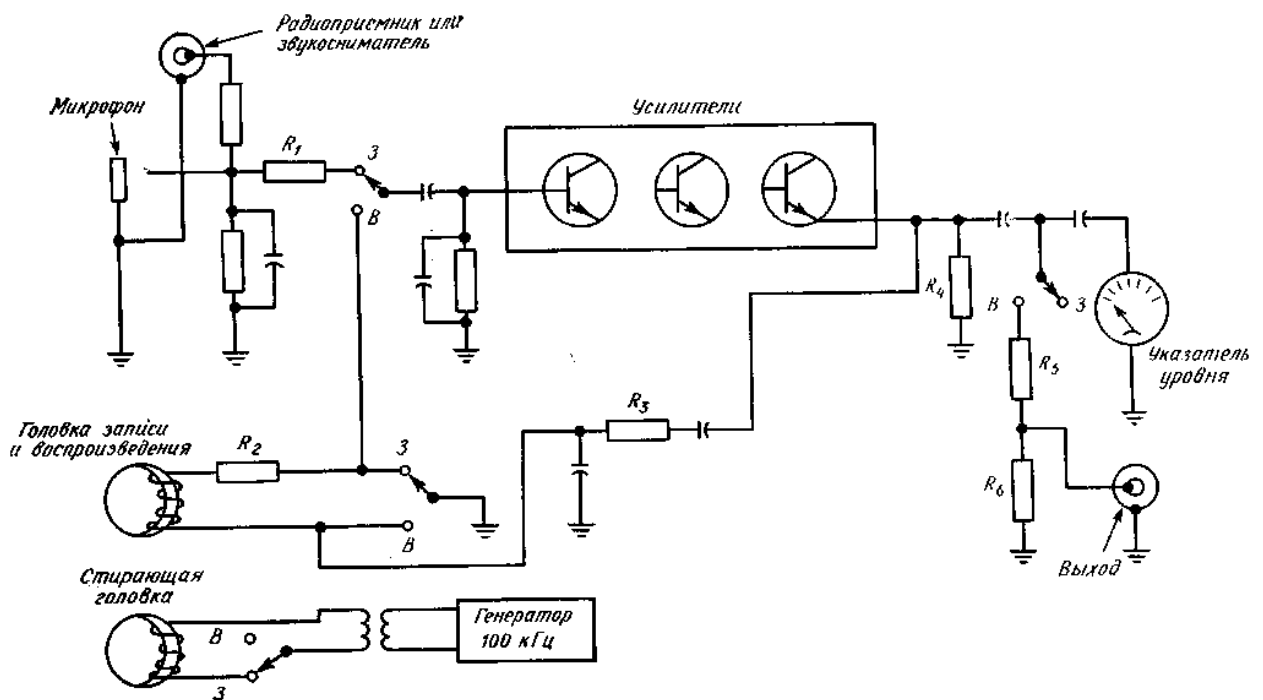


Рис. 13.8. Система переключения рода работы магнитофона.

Диод Д1 является детектором высокочастотных сигналов, поэтому после демодуляции и фильтрации напряжение будет равно среднему значению входного сигнала. Так как величина прямого смещения, приложенного между базой и эмиттером транзистора, определяет величину тока, протекающего через транзистор, то этот ток будет пропорционален входному сигналу, поступающему с усилителя промежуточной частоты. Следовательно, в конце настройки, когда требуется ее наибольшая точность, как раз обеспечивается большее отклонение стрелки индикатора, когда ток через транзистор максимален. Диапазон отклонения стрелки индикатора устанавливается при помощи резистора R_4 . Диод Д2 присоединен к схеме таким образом, что на него подается прямое смещение, величина которого определяется резисторами R_4 и R_5 . Следовательно, если движок резистора R_4 смещать к точке А, то суммарное сопротивление резисторов R_4 и R_5 уменьшается и ток через диод Д2 возрастает. Таким образом, при большом сигнале на входе схемы прибор шунтируется диодом в большей степени, что предотвращает зашкаливание прибора. При слабом сигнале резистор R_4 устанавливается таким образом, чтобы через диод Д2 протекал очень малый ток, а большая часть тока протекала через прибор, обеспечивая достаточное отклонение стрелки.

13.8. Система переключения рода работы магнитофона

В магнитофонах кассетного или катушечного типа для переключения рода работы «Воспроизведение» или «Запись» используется система, показанная на рис. 13.8. В такой системе должно быть несколько переключателей на общем валу, так как они должны срабатывать одновременно при переключении с воспроизведения на запись и наоборот. Как показано на рисунке, имеются два входных гнезда: одно для подачи сигнала от микрофона, а другое — от радиоприемника или звукоснимателя, причем последнее гнездо включено через последовательный резистор. Этот резистор необходим для уменьшения входного сигнала, если он превышает уровень сигнала с микрофонного входа. Комбинированный вход должен отключаться, когда магнитофон находится в положении «Воспроизведение». Должны переключаться также и записывающая, и стирающая головки; в случае если записывающая головка является одновременно и головкой воспроизведения, то переключатель заземления головки должен устанавливаться в положение «Запись» или «Воспроизведение», как показано на рисунке. В положении «Воспроизведение» стирающая головка должна быть отключена, чтобы не происходило стирания записи. (Генератор тока высокой частоты для стирания записи работает непрерывно, и его сигнал подается на стирающую головку.)

Переключение должно производиться и на выходе магнитофона. Выход должен отключаться во время записи, но при этом к нему должен быть подключен указатель (измеритель) уровня записи. В положении «Воспроизведение» подключается рези-стивная схема, соединенная с выходным гнездом. В данной конкретной системе указатель уровня остается подключенным к схеме и работает во время воспроизведения.

13.9. Схема гашения

В цветных телевизионных приемниках управление полосовым усилителем осуществляется сигналами цветности и требуется, чтобы синхроимпульсы не проходили через этот усилитель и не попадали на кинескоп, иначе они вызовут искажение изображения. Поэтому в приемнике должна быть предусмотрена схема гашения. Типичная схема гашения, в которой использованы транзисторы $p-n-p$ -типа, изображена на рис. 13.9. В этой схеме на базу запирающего транзистора с выходного трансформатора строчной развертки подаются импульсные сигналы, которые периодически создают на базе положительное смещение, в результате чего транзистор открывается во время действия импульса. Эмиттер транзистора полосового усилителя подключен к земле через резистор R_4 . Поэтому с приходом на базу импульса гашения транзистор открывается и ток, протекающий через резистор R_4 , возрастает. В результате падение напряжения на резисторе R_4 увеличивается; его полярность указана на рисунке. Поэтому прямое смещение на транзисторе полосового усилителя уменьшается настолько, что транзистор закрывается. Так как описанное бланкирование полосового усилителя осуществляется во время прихода синхроимпульсов, то последние не проходят на выход усилителя и, следовательно, не подаются на кинескоп.

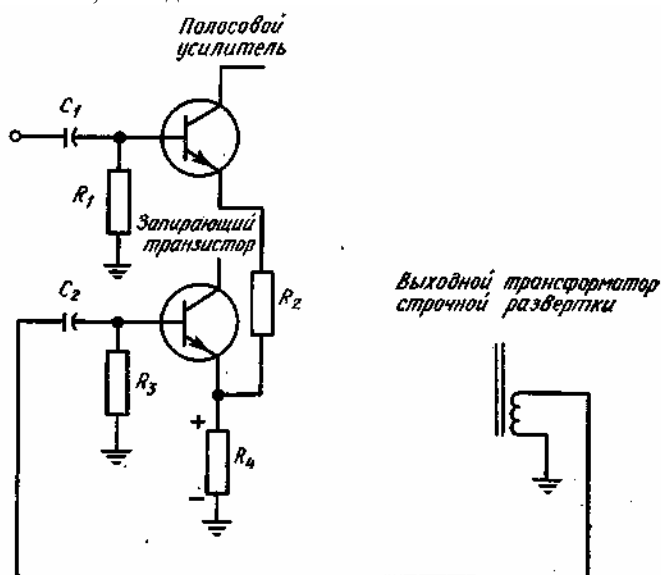


Рис. 13.9. Схема гашения и фиксации.

13.10 Система переключения АМ- и ЧМ-сигналов в стереоприемнике

В стереоприемнике обеспечивается возможность переключения с приема амплитудно-модулированных

сигналов на прием сигналов с частотной модуляцией. Кроме того, такой приемник может иметь вход для звукоснимателя магнитного или пьезоэлектрического типа, дополнительный вход для воспроизведения записи с магнитофона, а также выход для записи сигналов на магнитофон.

Различные соединения, выполняемые при переключении, показаны на рис. 13.10. Сигнал, поступающий с звукоснимателя, прежде чем поступить «а основной усилитель звуковой частоты, подается на предварительный усилитель. Уровень сигнала, подаваемого на дополнительный магнитофонный вход, должен быть достаточно большим, так как этот сигнал, минуя каскад предварительного усиления, поступает прямо на основной усилитель. Сигнал, поступающий на магнитофонный выход для записи, снимается с промежуточных каскадов звуковых усилителей (обозначенных на схеме буквами *x* и *y*) и подается на соответствующие выходные зажимы, обозначенные теми же буквами.

Выходы правого и левого усилителей, подключенные к громкоговорителям, могут, кроме того, присоединяться к головным телефонам. При включении телефонов громкоговорители отключаются и присоединяются последовательные резисторы по 330 Ом, которые уменьшают выходной сигнал и таким образом исключают перегрузку телефонов. (В более дорогих стереоприемниках высшего класса предусматриваются дополнительные выходы на высококачественные громкоговорители.)

13.11. Системы управления

Сервомеханизмы и сельсины широко применяются в различных электронных устройствах в качестве дистанционных датчиков механических величин, для управления механическими процессами и для коррекции механических величин при помощи электрических или электронных схем. Таким образом, термины «сервомеханизм» и «сельсин» в общем случае связаны с системами управления. В данной главе рассматриваются электронные схемы, которые используются вместе с сервомеханизмами и сельсинами.

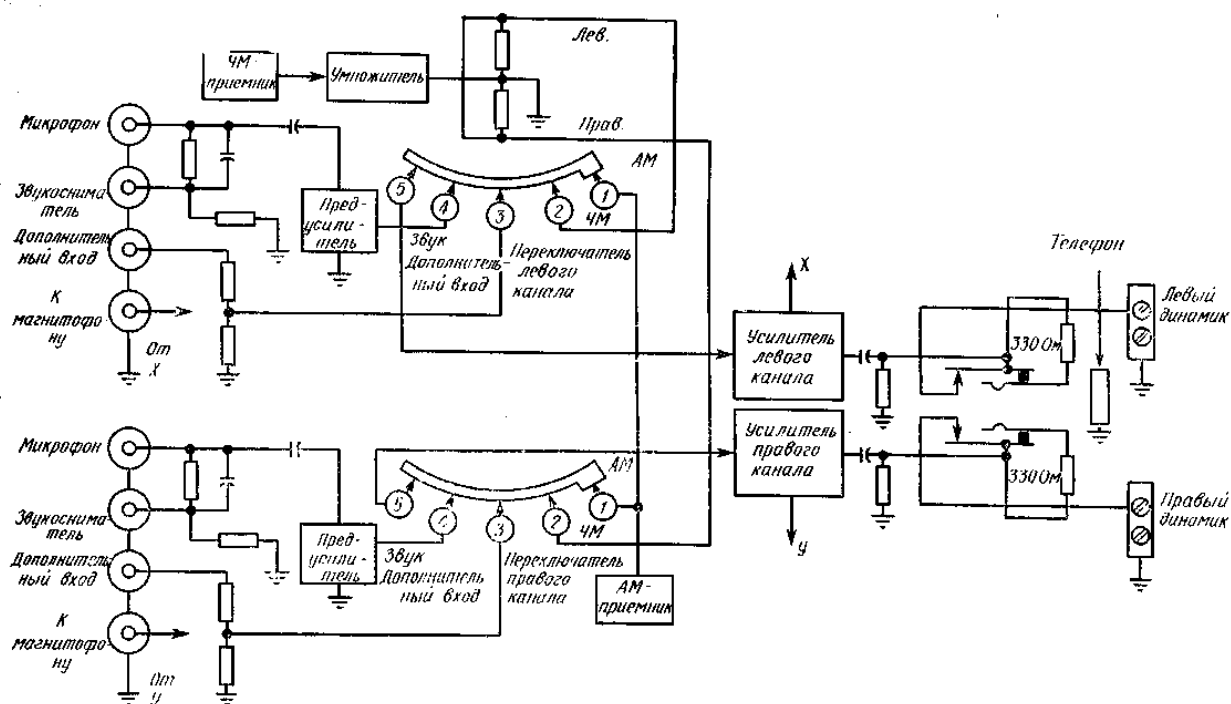


Рис. 13.10. Система переключения AM- и ЧМ-сигналов в стереоприемнике.

Электромеханические системы управления бывают двух типов: разомкнутые и замкнутые. Система разомкнутого типа — это электрические и механические устройства, соединенные между собой образующие законченную систему, предназначенную для выполнения определенной функции при лодаче соответствующей команды. Таким образом, электрическую стиральную машину или электросушитель можно рассматривать как разомкнутую систему. Например, в электросушителе при нажатии кнопки производится включение схемы и начинается выполнение механических операций. Степень нагрева и время сушки устанавливаются заранее. Система устроена таким образом, что по окончании заданного времени она автоматически отключается. Бытовые нагревательные приборы, регулируемые при помощи термостатов, можно рассматривать как замкнутые системы управления. Здесь термостат является датчиком отклонения температуры от некоторого заданного уровня. При отклонении температуры от заданного уровня автоматически включается нагреватель, температура повышается до заданного уровня, после чего система выключается.

Сервомеханизм можно определить как систему управления замкнутого типа, в которой элементом управления является положение стрелки, рычага или стержня. Сервомеханизм, или следящая система,

используется в радиолокационной станции, где управляемым элементом является механическое положение антенны. Еще одним примером применения сервомеханизма является цветная печать, где объектом управления является положение бумаги, необходимое для получения правильного отпечатка. Сервомеханизмы применяются также для управления давлением жидкости в трубопроводе, осуществляемого изменением положения клапана, регулирующего давление.

Сельсины представляют собой устройства, преобразующие механические величины в электрические сигналы, которые передаются по проводам и затем опять преобразуются в механические величины. На практике применение сервомеханизмов и сельсинов взаимно связано. Основные схемы указанных механизмов рассматриваются в настоящей главе.

13.12 Сельсины

Сельсины — это устройства, похожие на небольшие электродвигатели, но в отличие от последних не вращающиеся непрерывно при подаче на них электроэнергии. Эти устройства выполняют функцию преобразования, т. е. могут преобразовать информацию о положении в электрический сигнал, при помощи которого можно дистанционно воспроизвести идентичное механическое состояние. Таким образом, сельсины, или синхронные устройства, могут преобразовывать механическую величину в электрическую и наоборот.

Сельсины благодаря их передаточным характеристикам можно использовать для передачи данных путем преобразования информации о положении вала в электрические сигналы и передачи их по проводам. В месте приема при помощи этих сигналов другой вал устанавливается в положение, соответствующее положению первого вала. Это позволяет осуществлять синхронное вращение валов без механического соединения между ямами. Следует, однако, иметь в виду, что сельсины не могут развивать большого вращающего момента. Поэтому в некоторых случаях вращающий момент на втором валу требуется усиливать с тем, чтобы он имел достаточную величину для преодоления нагрузки на валу. Используемые для этой цели устройства называют сервомеханизмами. В тех случаях, когда требуется дистанционно воспроизвести только показание какой-либо шкалы, усиливать вращающий момент вала не требуется.

Сельсины бывают трех основных типов. Сельсины, которые вырабатывают сигнал посредством изменения угла поворота, называют генератором или сельсин-датчиком. Сельсин, расположенный на некотором расстоянии от первого и принимающий его сигналы, называют мотором или сельсин-приемником.

Если между генератором и мотором применяется промежуточный сельсин, то его называют дифференциальным сельсином. Схема и рабочие характеристики дифференциального сельсина будут рассмотрены ниже.

Синхрогенераторы и моторы имеют по пять внешних выходов (рис. 13.11,*a*). Соединение генератора и мотора показано на рис. 13.11,*б*. Заметим, что символы мотора и генератора идентичны и соответствующие выводы, обозначенные через S , соединяются между собой. Питающее напряжение подводится к выводам обмотки ротора, обозначенным R_1 и R_2 . Обмотка ротора эквивалентна первичной обмотке трансформатора. Три вторичные обмотки обозначены на рисунке символами S_1 , S_2 и S_3 . Эти обмотки расположены в статоре и сдвинуты относительно друг друга на 120° . (Пространственный сдвиг обмоток не означает, что используется трехфазный ток; для питания здесь применяется однофазный ток.)

Если сельсин-датчик и сельсин-приемник соединить между собой, как показано на рис. 13.11., *б*, и вал сельсин-датчика установить в нулевое положение, то вал сельсин-приемника также займет это положение благодаря воздействию электрических сигналов, поступающих в сельсин-датчик. Заметим, что для соединения сельсин-датчика с сельсин-приемником требуются три провода. В нулевом положении осевой полюс обмотки ротора совмещен с осевым полюсом обмотки статора S_2 , как показано на рисунке. В этом положении имеет место трансформаторное действие, и напряжение 120 В, подаваемое на первичную обмотку (обмотку ротора), индуцирует на обмотке статора S_2 напряжение 50 В. В этом положении напряжения, наводимые в обмотках S_1 и S_3 , будут меньше и равны 25 В. Далее между сельсин-датчиком и сельсин-приемником должно установиться равновесие напряжений. При этом ротор сельсин-приемника займет точно такое же положение, что и ротор сельсин-датчика. Следовательно, ось первичной обмотки сельсин-приемника совместится с осью обмотки S_2 статора. В этом положении между сельсин-датчиком и сельсин-приемником ни по одному из трех проводов не будет протекать ток. Если вал сельсин-датчика изменит свое положение, то будет иметь место разбаланс напряжений между обмотками сельсин-датчика и сельсин-приемника, в результате чего ротор сельсин-приемника займет то же положение, что и ротор сельсин-датчика. При этом вновь установится равновесие напряжений. В течение времени, когда ротор сельсин-приемника движется в положение, соответствующее положению ротора сельсин-датчика, в соединительных проводах протекает ток. Когда же роторы сельсин-приемника и сельсин-датчика имеют одинаковое положение, протекание тока прекращается. Протекание тока и, следовательно, потребление энергии необходимо для создания вращающего момента, который восстанавливает ротор сельсин-приемника в положение, соответствующее положению ротора сельсин-датчика.

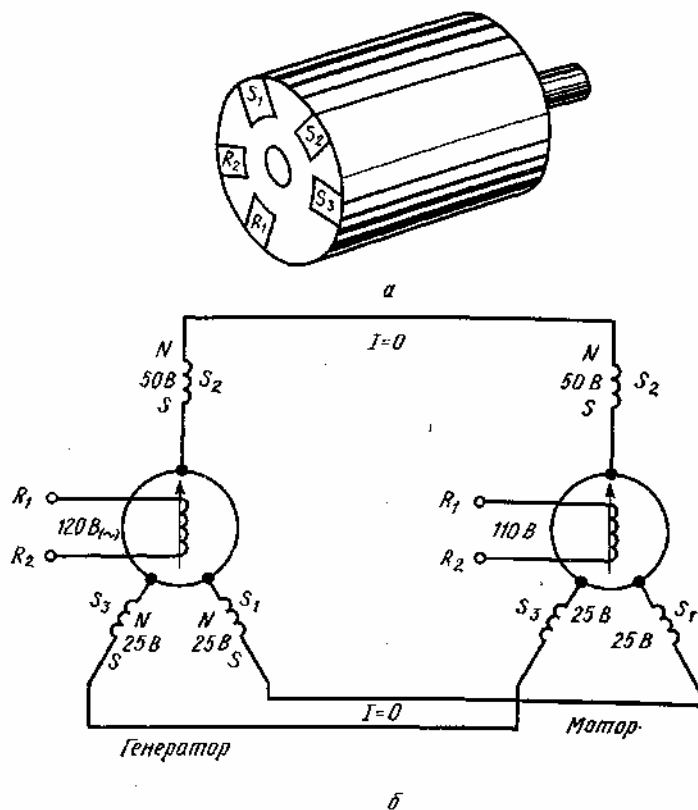


Рис. 13.11. Вид сельсина (а) и схема соединения сельсин-датчика и сельсин-приемника (б).

13.13. Дифференциальные сельсины

Дифференциальные сельсины позволяют зафиксировать угол поворота вала, который является разностью углов поворота валов двух других сельсинов. В такой системе один сельсин является сельсин-приемником, а два других — сельсин-датчиками. Дифференциальный сельсин может быть соединен также с двумя другими сельсинами таким образом, что угол поворота его вала будет вычитаться из угла поворота вала одного из сельсин-датчиков. В этом случае разность углов поворота валов двух сельсинов фиксируется относительным углом поворота вала сельсин-приемника, а дифференциальный сельсин служит в качестве сельсин-датчика. Можно сельсины соединить таким способом, что из угла поворота вала дифференциального сельсина будет вычитаться угол поворота вала сельсин-датчика. Разность будет фиксироваться углом поворота вала сельсин-приемника. Как и в предыдущем случае, дифференциальный сельсин служит здесь в качестве сельсин-датчика.

Схематическое изображение дифференциального сельсина показано на рис. 13.12, а. Здесь, так же как в сельсин-датчике и сельсин-приемнике, имеются три обмотки статора S_1 , S_2 и S_3 . Однако ротор в дифференциальном сельсине имеет не две обмотки, а три. Эти обмотки расположены в пазах ротора на равных расстояниях одна от другой. (На рисунке роторные обмотки обозначены символами R_1 , R_2 и R_3 .) В зависимости от схемы использования обмотки присоединяются к той или иной обмотке других сельсинов (рис. 13.12, б — г). Хотя схема соединения одинакова для случаев использования дифференциального сельсина в качестве сельсин-датчика и сельсин-приемника, однако на практике при использовании дифференциального сельсина в качестве сельсин-приемника приходится вводить незначительные конструктивные изменения. Они сводятся к введению демпфирующего устройства для гашения возможных колебаний около правильного положения. Точно так же и обычный сельсин-приемник отличается от сельсин-датчика наличием в нем демпфирующего устройства.

Схема, показанная на рис. 13.12, б, применяется в случае, когда управление сельсин-приемником осуществляется от двух сельсинов — сельсин-датчика и дифференциального сельсина. Валы сельсин-датчика и дифференциального сельсина соединены с механизмами, вращение которых должно обеспечиваться валом сельсин-приемника. Таким образом, положение вала сельсин-приемника будет определяться изменением положения любого из валов — сельсин-датчика и дифференциального сельсина. При повороте этих двух валов вращение вала сельсин-датчика изменяет сигнал, подаваемый на дифференциальный сельсин. Это приводит к повороту вала дифференциального сельсина, вызывающего появление сигнала, который способствует установлению вала сельсин-приемника в синхронное положение. Угол поворота вала сельсин-приемника равен алгебраической разности между углами поворота сельсин-датчика и дифференциального сельсина, т. е. $M = (G - D)^\circ$. Таким образом, когда дифференциальный сельсин действует как сельсин-датчик, эта операция является вычитанием. Когда дифференциальный сельсин является сельсин-приемником, можно использовать аналогичное уравнение. В этом случае угол поворота вала дифференциального сельсина, используемого в качестве сельсин-приемника, составит $D = (G - M)^\circ$.

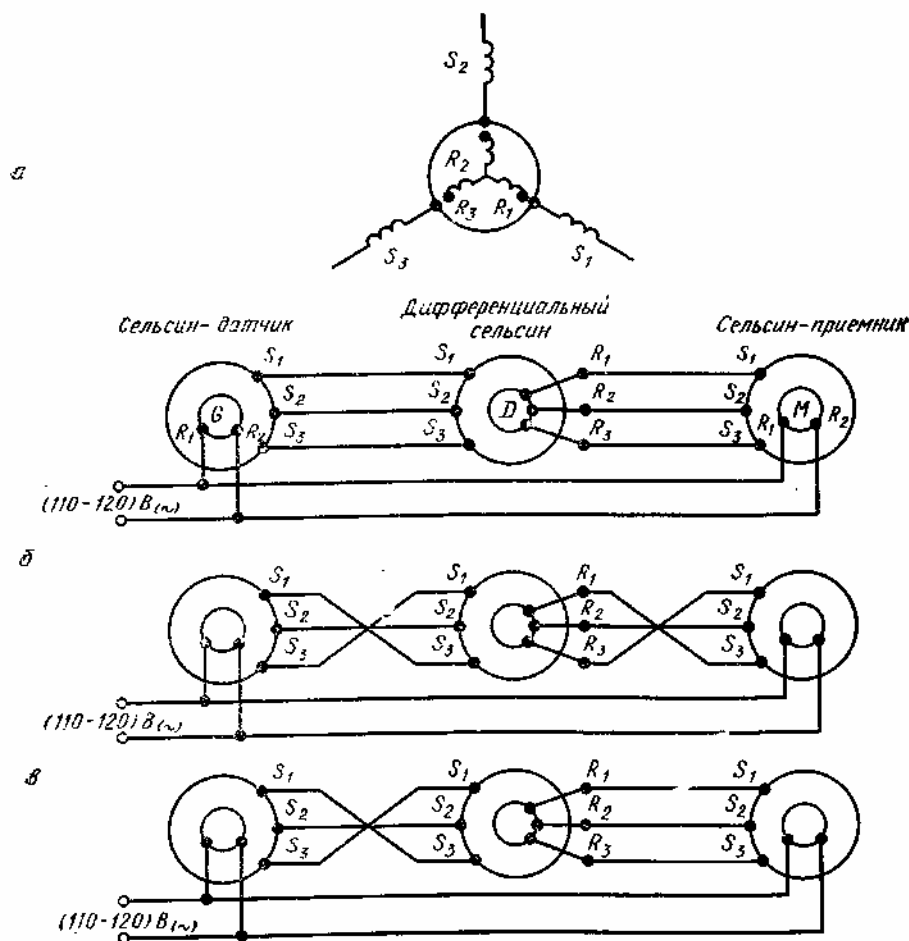


Рис. 13.12. Схематическое изображение дифференциального сельсина (а) и способы включения такого сельсина (б — г).

На рис. 13.12, б дифференциальный сельсин подключен таким образом, что выполняется операция сложения. Здесь вал сельсин-приемника будет принимать положение, соответствующее равенству $M = (G + Z)^{\circ}$.

На схеме рис. 13.12, г дифференциальный сельсин используется в качестве сельсин-приемника, поэтому угол поворота его вала равен сумме углов поворота двух сельсин-датчиков. Таким образом, угловой поворот вала сельсин-датчика, используемого в качестве сельсин-приемника, равен $D = (G + M)^{\circ}$. В этом случае также имеет место процесс сложения, как и для схемы на рис. 13.12, в, только дифференциальный сельсин используется здесь в качестве сельсин-приемника, а не сельсин-датчика,

13.14. Электромашинный усилитель — амплидин

Амплидин применяется в сервомеханизмах и в промышленных электронных установках для усиления относительно слабой электрической энергии, подводимой к его обмоткам. По своим характеристикам усиления мощности амплидин, или электромашинный усилитель, значительно превосходит обычные генераторы.

Генератор постоянного тока можно рассматривать как усилительное устройство, так как небольшие изменения тока возбуждения вызывают значительно большие изменения выходного тока.

Коэффициент усиления амплидина существенно превышает усиление, которое можно получить в случае, когда энергия с одного генератора подается в обмотку возбуждения второго, более мощного генератора с целью усиления. Если сравнить обычный генератор с амплидином, то коэффициент усиления по мощности амплидина может иметь значения 25000 — 50000, в то время как усиление обычного генератора постоянного тока находится в пределах примерно 25 — 100. Таким образом, мощность подводимая к обмотке возбуждения амплидина, может составлять всего несколько ватт, а выходная мощность при этом равна более 20000 Вт.

Схема амплидина изображена на рис. 13.13. Верхняя и нижняя щетки замкнуты накоротко, как показано на рисунке, что обеспечивает протекание больших токов в этой цепи. Следовательно если до замыкания щеток выходной ток был равен 100 А при токе возбуждения ~4 А, то при короткозамкнутых щетках ток возбуждения, равный 0,2 А, будет достаточен для получения той же величины тока 100 А.

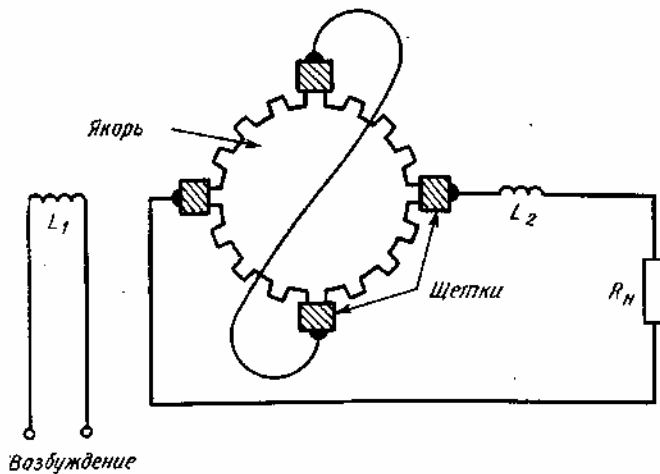


Рис. 13.13. Схема амплидина.

Ток короткого замыкания якоря создает сильное поперечное поле- этот эффект называется *реакцией якоря*. При вращении якоря его обмотки пересекают это поле, и в них индуцируется напряжение, сдвинутое по отношению к полю возбуждения на 90° . Поэтому для получения максимальной мощности в нагрузке используются дополнительные щетки, сдвинутые по отношению к первым на 90° .

Магнитное поле, обусловленное реакцией якоря, и поле, которое ее вызывает, сдвинуты по фазе на 90° . Управляющее магнитное поле и поле реакции нагрузки отличаются по фазе на 180° Такой фазовый сдвиг вызывает эффект компенсации, который приводит к уменьшению выходной мощности, а его действие можно сравнить с действием обратной связи в усилителях. Эффект компенсации можно минимизировать путем введения специальной компенсирующей обмотки L_2 . Компенсирующая обмотка обычно располагается на отдельном полюсе и имеет число витков, которое должно обеспечивать компенсацию магнитного поля, обусловленного нагрузкой.

Так как поле возбуждения амплидина можно изменять, это устройство можно использовать для управления скоростью вращения двигателей постоянного тока. Кроме того, амплидин можно применять в качестве возбудителя для другого генератора с целью регулирования последнего. Так как для возбуждения амплидина требуется небольшая мощность, то проблемы стабилизации напряжения амплидина, как правило, не возникает. По этой причине амплидин можно использовать для регулирования напряжения мощных генераторов.

13.15. Схемы с фотоэлементами

Светочувствительные фотоэлементы весьма широко используются во всех областях электроники для преобразования света в электрические сигналы. Они находят применение в киноаппаратуре, промышленных системах контроля, устройствах защиты, в системах регулирования уличного освещения. По краю-киноплёнки имеются светлые и темные участки, соответствующие звуковому сопровождению фильма. Свет, проходящий через эти участки, изменяет свою интенсивность. Эти изменения воспринимаются фотоэлементом и преобразуются в электрические звуковые сигналы, которые затем усиливаются и воспроизводятся динамиком. В промышленных установках присутствие, отсутствие или изменение светового потока вызывают замыкание или размыкание соответствующих реле, которые приводят в действие сервомеханизмы (см. разд. 13.12 — 13.14). В защитных устройствах, например в системах охраны или системах защиты машин, прерывание луча света вызывает подачу сигнала тревоги или выключает рабочий процесс машины. В домашних и уличных системах освещения с наступлением темноты фотоэлемент включает освещение.

Фотоэлементы бывают двух типов: на основе фотоэлектрического и фоторезистивного эффектов. Схема, в которой используется фотоэлемент с фотоэлектрическим эффектом, изображена на рис. 13.14, а. Такой фотоэлемент вырабатывает электрическое напряжение, и до тех пор, пока на него падает свет, в замкнутой цепи протекает ток. В фотоэлементе с фоторезистивным эффектом (рис. 13.14,б) под действием света изменяется сопротивление, а следовательно, и проводимость. Таким образом, для работы схем с фоторезистивным элементом требуется внешний источник напряжения.

Фотоэлементы изготовляют разнообразных типов: в виде вакуумных или газонаполненных ламп, полупроводниковых диодов или транзисторов. Полупроводниковые фотоэлементы, в которых в качестве светочувствительного материала используется селен, работают на принципе фотоэлектрического эффекта. Они имеют высокую чувствительность и находят широкое применение в тех случаях, когда частота изменения светового потока не превосходит 2000 Гц. Фототранзисторы обладают также высокой светочувствительностью, но могут работать при значительно более высоких частотах по сравнению с селеновыми фотоэлементами. Основным представителем класса фотопроводящих приборов является *фотосопротивление*. Фотосопротивления изготовляют из сульфида кадмия; они также имеют очень высокую

светочувствительность. Однако область применения этих приборов ограничивается низкими частотами, поэтому их применяют главным образом в переключающих (релейных) схемах. (Выпускавшиеся ранее фотоэлементы вакуумного типа имели высокую светочувствительность и хорошие частотные характеристики, в то время как рабочая частота газонаполненных фотоэлементов не превышала 10 кГц.)

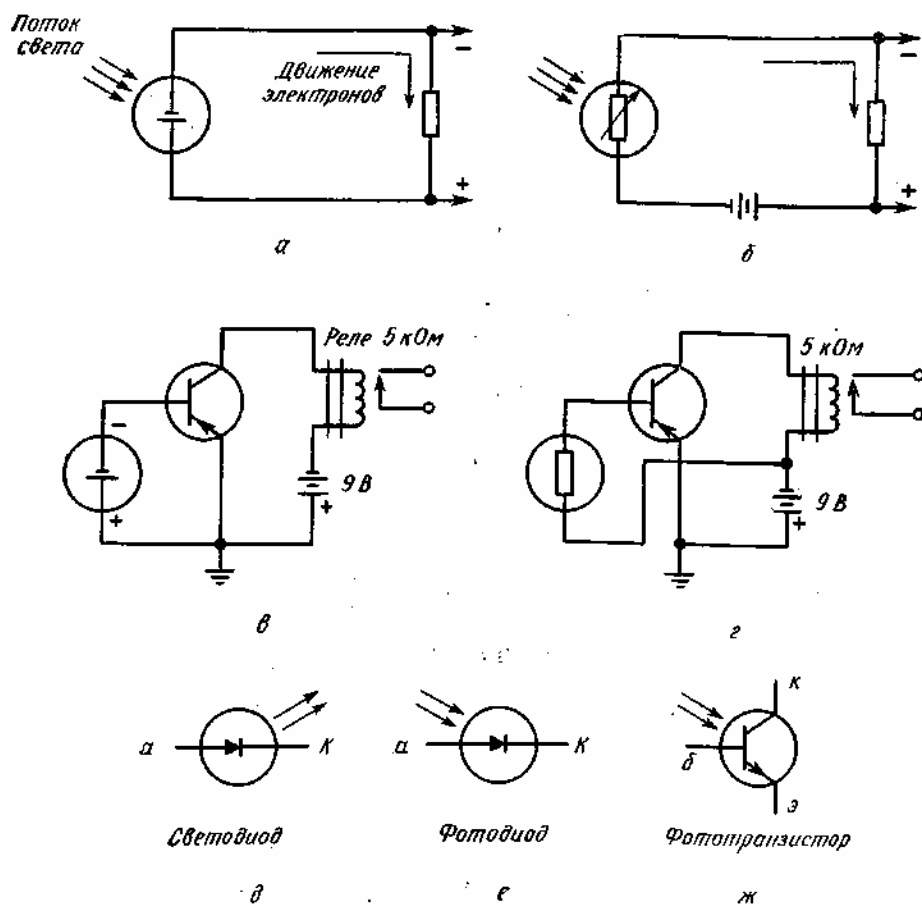


Рис. 13.14. Схемы с фотоэлементами (а — г) и условные обозначения последних (д — ж).

В фотоэлектрических релейных схемах для увеличения тока, поступающего в обмотку реле, используются транзисторные усилители. На рис. 13.14, в показано реле с нормально разомкнутыми контактами, хотя в случае необходимости могут использоваться реле и с нормально замкнутыми контактами. Напряжение, снимаемое с фотоэлемента, в соответствующей полярности прикладывается к транзистору $p-n-p$ -типа и создает на его базе прямое смещение. При увеличении интенсивности света, падающего на фотоэлемент, с последнего будет сниматься более высокое напряжение и будет протекать больший ток через транзистор. При достаточной величине тока через транзистор реле замыкается, а когда интенсивность света уменьшится ниже заданного уровня, реле размыкается.

На рис. 13.14, г показана схема, приводящая в действие реле при помощи фоторезистивного элемента. В этой схеме светочувствительный резистор, или фоторезистор, включен последовательно с источником прямого смещения в цепь базы транзистора. Как показано на рисунке, на эмиттере транзистора создается положительный потенциал от источника, а его отрицательный полюс приложен к базе через фоторезистор. При небольшом световом потоке, падающем на фоторезистор, сопротивление последнего будет большим, и создаваемое смещение базы транзистора недостаточно для его отпирания. При увеличении интенсивности светового потока проводимость фотоэлемента возрастает, увеличивается прямое смещение базы транзистора и возникающий ток транзистора включает реле. По мере увеличения проводимости фоторезистора увеличивается ток между базой и эмиттером и транзистор усиливает это изменение тока. Если чувствительность реле низкая (для его переключения требуется большая величина тока), используется дополнительный каскад усиления.

На рис. 13.14, д показано условное обозначение светодиода. Такие приборы применяются для индикации включения электронных устройств или определенного режима их работы. Свето-диоды излучают свет, когда между анодом (А) и катодом (К) приложено напряжение ~ 5 В.

Условное обозначение фотодиода показано на рис. 13.14, е. Такие приборы вырабатывают напряжение на выходных зажимах при воздействии на них световой энергии. На рис. 13.14, ж показано условное обозначение фототранзистора.

13.16. Основные измерительные схемы

Применяемая в вольтметре схема, обеспечивающая измерение напряжений разных диапазонов, показана на рис. 13.15, а. В качестве основного измерителя в приборе используется мил-ли- или микроамперметр, а последовательно с измерителем подключаются резисторы с различным сопротивлением. Последовательные резисторы служат для ограничения максимально допустимого тока, протекающего через измеритель, до величины, которая определяется внутренней катушкой измерителя. Таким образом, независимо от диапазона измеряемого напряжения напряжение, прикладываемое к катушке измерителя, не превышает установленного значения.

Величину сопротивления последовательного резистора, требуемую для измерения в пределах определенной шкалы, можно найти из следующего выражения:

$$R_n = R_{\text{и}}(N-1), \quad (13.1)$$

где $R_{\text{и}}$ — сопротивление одного из последовательных резисторов;

$R_{\text{и}}$ — внутреннее сопротивление измерителя; N — множитель, на который следует умножить показание прибора.

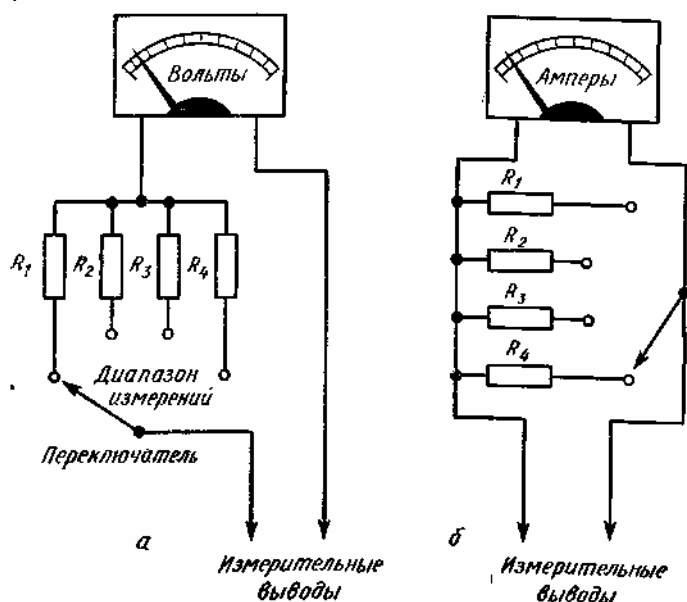


Рис. 13.15. Схемы вольтметра (а) и амперметра (б).

Таким образом, если в вольтметре с максимальным пределом измерения 5 В используется измеритель от 0 до 1 мА с внутренним сопротивлением $R_{\text{и}}=50$ Ом, то вначале нужно определить падение напряжения на внутреннем сопротивлении измерителя. При токе $I=1$ мА $E = IR_{\text{и}} = 0,001 \cdot 50 = 0,05$ (В). Эта величина меньше 5 В в $5/0,05=100$ раз. Следовательно, из уравнения (13.1) получим $R_n = 50 \cdot (100 - 1) = 50 \cdot 99 = 4950$ Ом.

Измерительный прибор с максимальным током 50 мкА обладает в измерительных схемах более высокой чувствительностью по сравнению с измерителем, максимальный ток которого равен 1 мА. Чувствительность вольтметра (Ом/В) показывает величину множителя, на который нужно умножить сопротивление резистора, чтобы увеличить шкалу измерителя на 1 В. Измеритель чувствительностью 20 000 Ом/В оказывает меньший нагрузочный эффект на схему, в которой производится измерение, по сравнению с измерителем чувствительностью 1000 Ом/В.

Схема амперметра, в которой также используется переключатель для выбора различных диапазонов измерения, показана на рис. 13.15,б. Диапазоны измерения от миллиампер до ампер можно получить путем использования соответствующих шунтирующих резисторов. Через шунтирующий резистор протекает избыточный ток, и таким образом предотвращается протекание через измеритель больших токов, превышающих максимально-допустимую величину, соответствующую полному отклонению стрелки прибора.

Сопротивление шунтирующего резистора, обеспечивающего определенный диапазон измерения тока, можно найти из уравнения

$$R_{\text{ш}} = \frac{R_{\text{и}}}{N-1}, \quad (13.2)$$

где $R_{\text{ш}}$ — сопротивление шунтирующего резистора; $R_{\text{и}}$ — внутреннее сопротивление измерителя; N — множитель, на который следует умножить показание прибора.

Таким образом, если миллиамперметр имеет основной диапазон измерений от 0 до 3 мА и требуется расширить диапазон измерений до 9 мА, то $N = 3$. Если внутреннее сопротивление измерителя равно 28 Ом, то сопротивление шунтирующего резистора

$$R_{ш} = \frac{28}{3-1} = 14 \text{ Ом.}$$

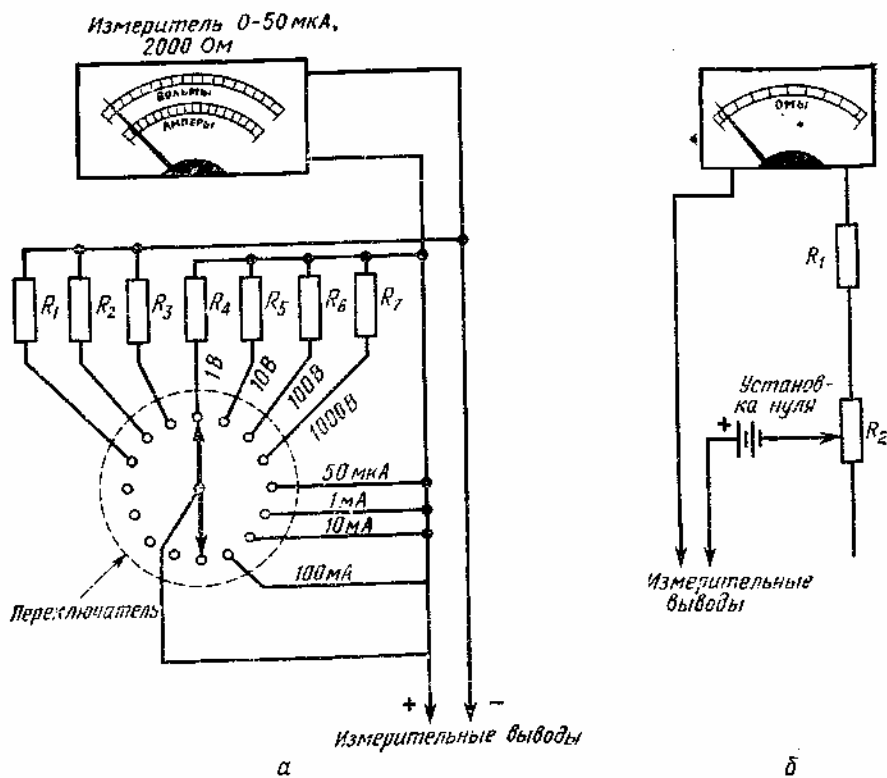


Рис. 13.16. Схемы комбинированного вольтметра и миллиамперметра (а) и омметра (б).

Если вольтметр, амперметр « другие измерительные приборы объединяют вместе, то требуется применять специальный переключатель. Прибор такого типа, включающий в себя вольтметр и амперметр, изображен на рис. 13.16, а. Заметим, что при измерении напряжения резисторы подключаются последовательно с выводами прибора. При измерении тока используются два контакта переключателя, которые присоединяют шунтирующий резистор параллельно измерителю.

Типичная схема омметра приведена на рис. 13.16,б. Для обеспечения более широких пределов измерения сопротивлений миллиамперметр, используемый в омметре, должен иметь более-высокую чувствительность. В приведенной схеме резистор \$R_1\$ служит для ограничения тока, протекающего через измерительный прибор, в допустимых пределах. Переменный резистор \$R_2\$ обеспечивает возможность регулировки нулевого положения стрелки прибора при изменении напряжения источника питания. Шкала в таких приборах калибруется таким образом, что нулевое положение соответствует полному отклонению стрелки вправо. Следовательно, при измерении сопротивлений их большему значению соответствует большее отклонение стрелки влево. При измерении больших сопротивлений через прибор протекает очень малый ток и стрелка отклоняется влево, где шкала фиксирует большие величины сопротивлений.

Глава 14

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

14.1. Особенности интегральных схем

Интегральные схемы (ИС) представляют собой микроминиатюрные устройства из полупроводниковых элементов, таких, как транзисторы, резисторы и диоды. Используя специальную технологию, различные элементы соединяют между собой таким образом, чтобы они могли выполнять определенную функцию: усиление, генерирование сигналов или формирование импульсов. В интегральных схемах отдельные микроэлементы объединены в одной полупроводниковой монокристаллической пластине (chip). Когда монокристаллические пластины соединяют друг с другом для получения некоторой электронной схемы (усилителя звуковой частоты или схемы обработки цифровых сигналов), такие ИС называют *составными*.

Интегральные схемы могут содержать сотни элементов весьма малой площади, размеры которых иногда

ограничиваются лишь возможностью изготовления выводов. Часто интегральные пластины являются частью модуля, который содержит в своем составе ряд других элементов (катушки индуктивности, мощные транзисторы и т. п.), необходимых при создании таких устройств, как амплитудный детектор, звуковой усилитель, свип-генератор, выходные усилители разверток телевизионного приемника. Интегральные схемы также являются основой ручных калькуляторов, электронных систем слежения и других подобных устройств, объединяющих электронные и механические блоки. Для изготовления интегральных схем применяются различные технологические процессы, включающие травление необходимого рисунка схемы, тепловую обработку, изготовление маски, химическое травление, фотообработку. Кроме того, используются операции диффузии и вакуумного осаждения для соединения элементов в единую структуру.

Часть ИС, показанная на рис. 14.1, а, содержит два резистора, конденсатор, транзистор и межэлементные соединения и является интегральной реализацией каскада усилительной схемы» приведенного на рис. 14.1,б. Изображение части ИС на рис. 14.1, а дает, конечно, весьма приближенное представление о реальной интегральной схеме.

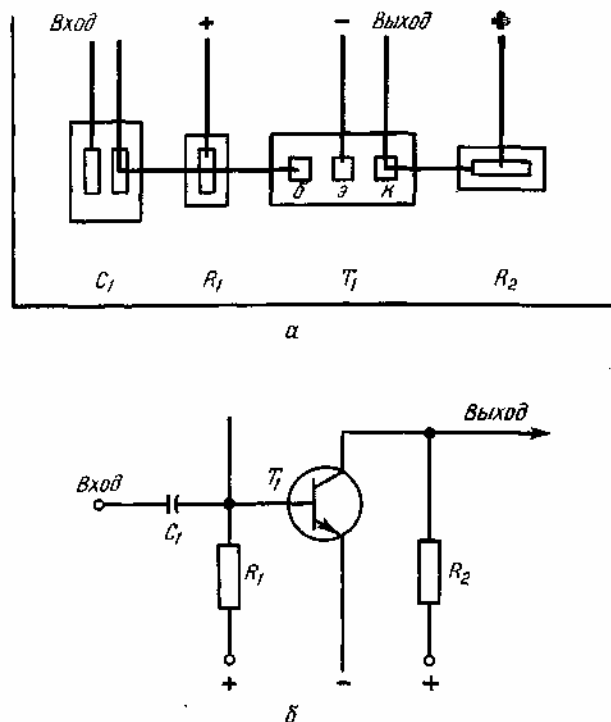


Рис. 14.1. Интегральное представление (а) каскада усилителя (б).

14.2. Применение интегральных схем в модулях

Типичная схема модуля, показанная на рис. 14.2, содержит УПЧ звука, детектор и выходной звуковой усилитель. На корпусе такого модуля обычно имеется специальный выступ для установки его на шасси, на котором имеется соответствующий выступу вырез.

Схема, изображенная на рис. 14.2, может быть схемой модуля обработки звуковых сигналов ЧМ-радиоприемника или модуля ЧМ звукового сопровождения в телевизионном приемнике. Первая интегральная схема ИС₁ содержит несколько каскадов УПЧ, и сигнал с ее выхода подается на входной трансформатор ЧМ-детектора. Перемещением сердечника обеспечивается возможность подстройки частоты в процессе регулировки. Далее сигнал подается на схему ИС₂, содержащую частотный детектор и один или два каскада звукового усиления, которые позволяют получить амплитуду сигнала, необходимую для подачи на динамик.

Как показано на рис. 14.2, для обеспечения работы ИС используются внешние резисторы и конденсаторы. В тех случаях, когда в модуле применяется один резистор для подачи напряжения питания на несколько интегральных схем, номинальная мощность этого резистора должна быть больше, чем в случае одной ИС. Таким образом, иногда оказывается более целесообразно применять в схемах внешние элементы. Так, используют навесные катушки индуктивности, поскольку пока нет возможности изготавливать их методами интегральной технологии. Для изготовления емкостей в интегральных схемах приходится применять дополнительные технологические процессы. Поэтому часто более удобным оказывается их замещение навесными конденсаторами. Внешние катушки индуктивности приходится использовать всегда, когда требуется осуществлять настройку частоты.

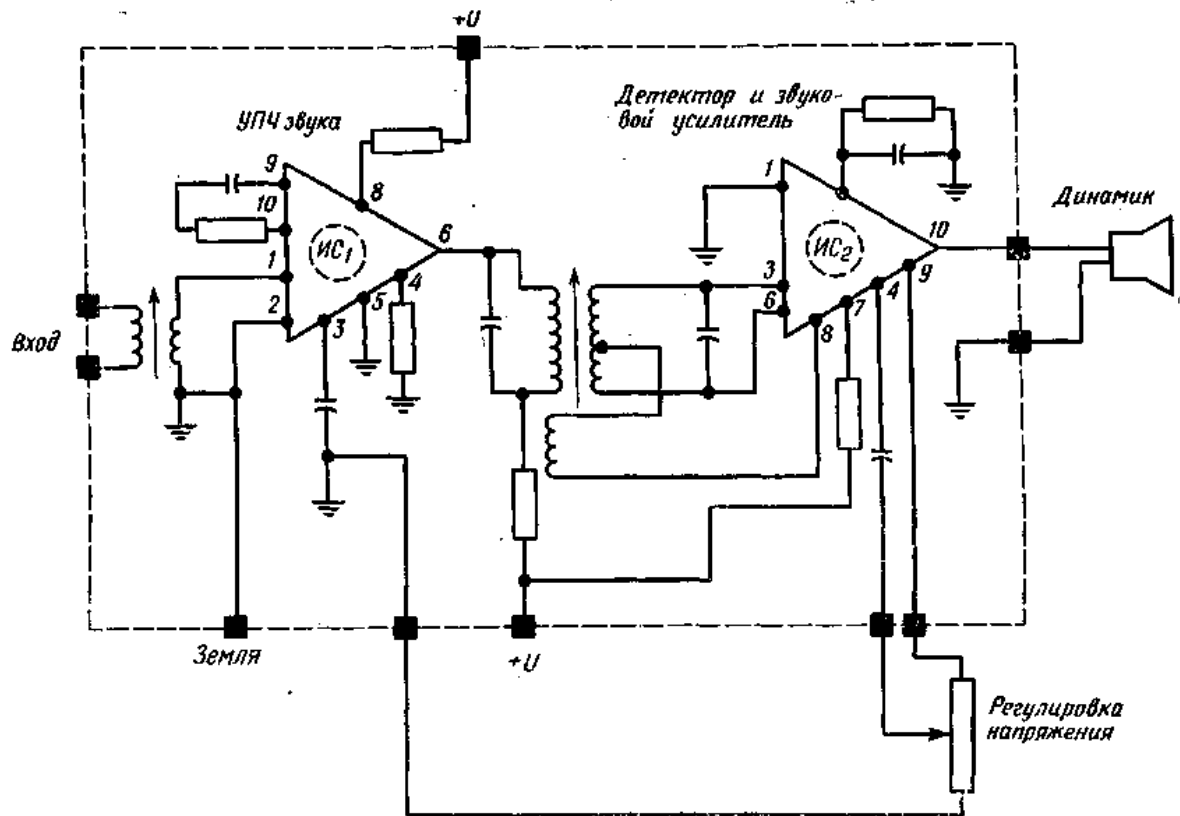


Рис. 14.2. Схема модуля с интегральными схемами.

Типичная схема выводов ИС, включающей два звуковых усилителя для стереофонического устройства, показана на рис. 14.3. Выступы на корпусе ИС располагаются с той стороны, которая обращена к панели для включения ИС (или к печатной плате в случае присоединения методом пайки). Выемка, изображенная на рисунке сверху, служит началом нумерации выводов. Такая интегральная схема имеет размеры 6,5x6,5x1,5 мм и выходную мощность порядка нескольких ватт на один канал и содержит в себе все необходимые каскады для обработки входных сигналов.

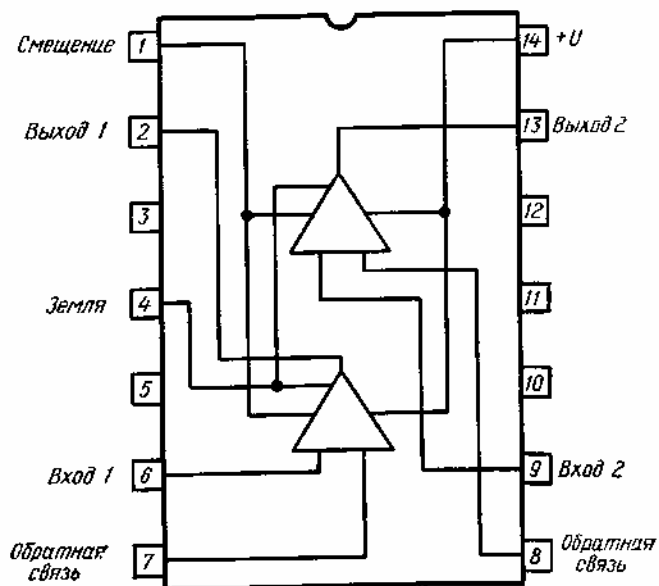


Рис. 14.3. Схема выводов ИС.

14.3. Многоэмиттерные транзисторы в схемах ТТЛ-типа

В интегральных логических схемах часто используются *многоэмиттерные транзисторы* (МЭТ) (рис. 14.4, а). Такие транзисторы удобно применять для многовыходовых логических вентилях, так как это упрощает

процесс изготовления интегральных схем. Применение многоэмиттерного транзистора в схеме логического вентиля показано на рис. 14.4,б. Здесь три эмиттера транзистора T_1 $n-p-n$ -типа являются входными зажимами схемы. Транзистор T_2 инвертирует сигнал, поэтому оба транзистора T_1 и T_2 формируют логику отрицания. Эта схема представляет транзисторно-транзисторный логический (ТТЛ) вентиль типа И-НЕ (см. гл. 8).

Оба транзистора — в схеме $n-p-n$ -типа, поэтому при работе в нормальном (неинверсном) режиме прямое смещение на базе имеет положительную полярность относительно эмиттера.

На базу МЭТ через резистор R_1 подается положительный потенциал (несколько вольт). При подаче хотя бы на один из входов МЭТ отрицательного или даже небольшого положительного потенциала (не более $\sim 0,5$ В) эмиттерный ток МЭТ почти равен току базы МЭТ, а ток базы транзистора T_2 практически равен нулю, и транзистор T_2 заперт. Если же на *все* входы МЭТ будут поданы положительные потенциалы выше $1-2$ В, то токи эмиттеров МЭТ становятся практически равными нулю, а ток базы МЭТ оказывается равным току базы транзистора T_2 .

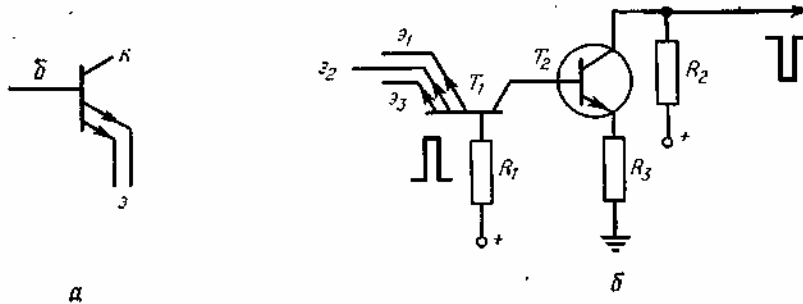


Рис. 14.4 Многоэмиттерный транзистор (а) и логическая схема ТТЛ-типа на его основе (б).

В этом случае транзистор T_2 открыт и находится в состоянии насыщения. Выходной каскад на транзисторе T_2 работает как инвертор, а МЭТ выполняет функции логической схемы И.

Применение многоэмиттерных транзисторов и логических устройств ТТЛ-типа позволяет минимизировать число элементов, составляющих интегральную схему. Использование непосредственной связи между транзисторами исключает применение переходного конденсатора, способствует повышению быстродействия и помехоустойчивости логической схемы этого типа, выполняющей логическую функцию И-НЕ. Иногда применяют многоэмиттерные транзисторы с четырьмя-пятью входами, но большее число эмиттеров приводит к снижению помехоустойчивости схемы.

14.4. Интегральные схемы с дополняющими МОП-транзисторами

Схемы с *дополняющими* МОП-транзисторами представляют собой специальный тип интегральных схем и были впервые разработаны фирмой RCA. Термин «МОП» означает, что транзистор имеет структуру металл — окисел — полупроводник. Как показано на рис. 14.5, а, схема состоит из двух дополняющих полевых транзисторов МОП-типа с p - и n -каналами. Схемы указанного типа имеют ряд преимуществ в отношении технологии их изготовления и могут использоваться как в цифровых, так и в линейных аналоговых системах.

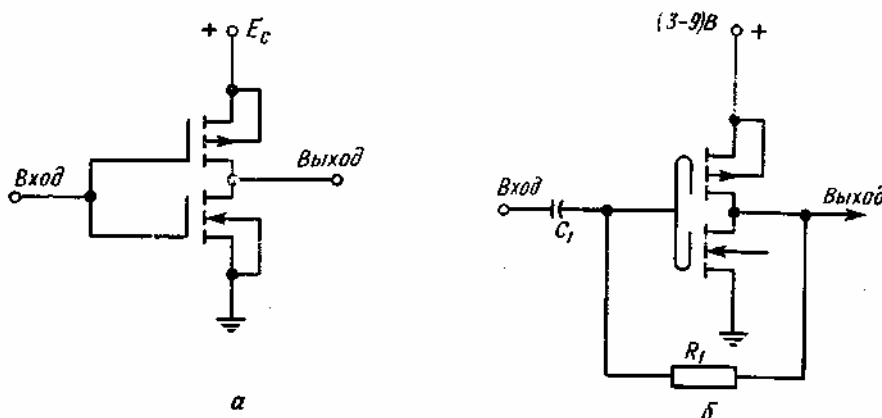


Рис. 14.5. Интегральные схемы с дополняющими МОП-транзисторами.

При отсутствии входных сигналов схемы МОП-типа с дополняющими транзисторами, по существу, не потребляют никакой мощности. Логические системы из таких схем, содержащие около 100 вентилях, потребляют мощность менее $0,1$ мВт. Как показано на рис. 14.5, полевые транзисторы МОП-типа с p - и n -

каналами соединены параллельно и, таким образом, имеют характеристики противоположной полярности. Следовательно, если транзистор с р-каналом открыт, то транзистор с я-каналом находится в закрытом состоянии. По этой причине рабочий ток в схеме весьма мал, а к. п. д. схемы очень высок.

При работе в цифровых системах, где используются импульсные сигналы малой длительности, транзисторы работают поочередно, обеспечивая также очень незначительное потребление мощности. При увеличении скорости переключения средняя мощность вентиля возрастает, хотя, если скорость переключения не превышает 10 кГц, значение рассеиваемой мощности составляет не более 1 мкВт на вентиль. С повышением частоты сигнала увеличивается частота повторения импульсов тока, и поэтому несколько возрастает потребляемая мощность.

Благодаря особенностям передаточной характеристики схемы МОП-типа с дополняющими транзисторами имеют высокую помехоустойчивость. Различные фирмы выпускают интегральные цифровые схемы такого типа, которые могут хорошо работать на частотах до нескольких мегагерц. Таким образом, МОП-схемы с дополняющими транзисторами могут с успехом применяться не только в вычислительных устройствах, но также в системах связи и измерительной аппаратуре.

Как показано на рис. 14.5,6, в схему может быть введен дополнительный резистор $R_в$ обеспечивающий линейный режим работы. Этот резистор включают между входным и выходным зажимами, так что он является цепью обратной связи, которая автоматически корректирует дрейф, появляющийся на выходе схемы. Так как при нормальной работе вентиля через него протекает ток незначительной величины, то падение напряжения на резисторе $R_в$ практически отсутствует. Это позволяет применять высокоомный резистор $R_в$ величиной в несколько десятков мегом, что обеспечивает эффективное разделение сигналов на входе и выходе.

Схема, изображенная на рис. 14.5,6, может использоваться для построения генератора или усилителя. В схеме генератора с кварцевой стабилизацией частоты кварцевую пластину включают параллельно резистору $R_в$. Кварц ведет себя как резонансный контур в цепи обратной связи на частоте сигнала, обеспечивая высокую стабильность частоты колебаний (см. рис. 4.5).

14.5. Логические схемы инжекционного типа

Термин «интегральные логические схемы *инжекционного типа*» (схемы *инжекционной логики* — *PL*) относится к интегральным схемам, достоинства которых особенно очевидны в биполярных схемах с большим уровнем интеграции (БИС). Логические схемы инжекционного типа потребляют очень незначительную мощность, просты, так как содержат минимальное количество схемных элементов, и обладают высокой эффективностью. Так, например, на одной полупроводниковой пластине можно изготовить систему, содержащую до 3000 вентилях, или систему памяти объемом 10000 двоичных разрядов.

Важной характеристикой инжекционных схем является универсальность их применения в электронных схемах. Они могут применяться в производстве недорогих электронных часов, в которых потребление мощности не превышает нескольких микроватт. Несмотря на очень малое потребление энергии, такие схемы обеспечивают достаточно большую амплитуду сигнала и тем самым делают возможной работу цифрового устройства отображения на светодиодах. Схемы инжекционного типа могут также использоваться в цифровых вольтметрах, цифровых блоках настройки, в линейных схемах радио- и телевизионных приемников. Но главное применение инжекционных схем — логические матрицы, устройства считывания информации из постоянных запоминающих устройств, а также системы обработки логических сигналов в калькуляторах.

Инжекционные схемы, включающие два дополняющих транзистора, выполняют роль вентиля (рис. 14.6, а). Многоколлекторный транзистор $n-p-n$ применяется в качестве инвертора, а транзистор $p-n-p$ типа служит либо в качестве нагрузки, либо является источником тока. На входе и выходе схемы не используется ни одного резистора.

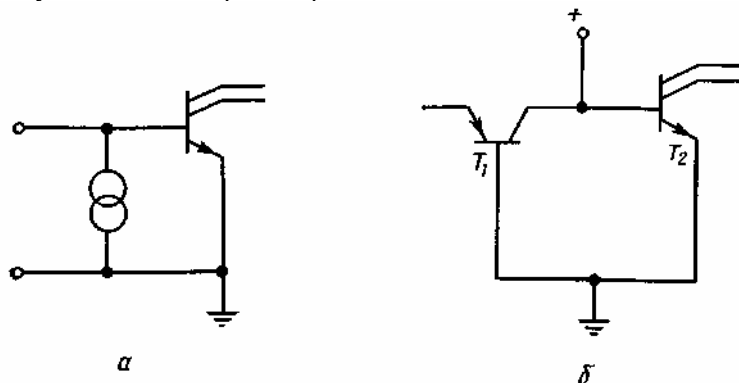


Рис. 14.6. Логические схемы инжекционного типа.

Типичная схема инжекционного типа показана на рис. 14.6,а. Здесь в виде двух пересекающихся окружностей изображен источник тока, который присоединен к многоколлекторному транзистору $n-p-n$.

типа (см. также рис. 2.3). Источник тока может быть транзистором $p-n-p$ -типа, как показано на рис. 14.6,б. В такой схеме первый транзистор $p-n-p$ -типа является вентилем, который инжектирует неосновные носители в базу второго транзистора $n-p-n$ -типа, являющегося инвертором. Второй транзистор можно рассматривать как нагрузку, следовательно, отпадает необходимость в применении обычных резисторов (см. разд. 14.3).

Схемы инжекционного типа работают очень устойчиво при различных видах сигналов, а потребляемая мощность не увеличивается с возрастанием частоты. Кроме того, такие схемы обладают высокой помехоустойчивостью при действии шумов и нежелательных сигналов.

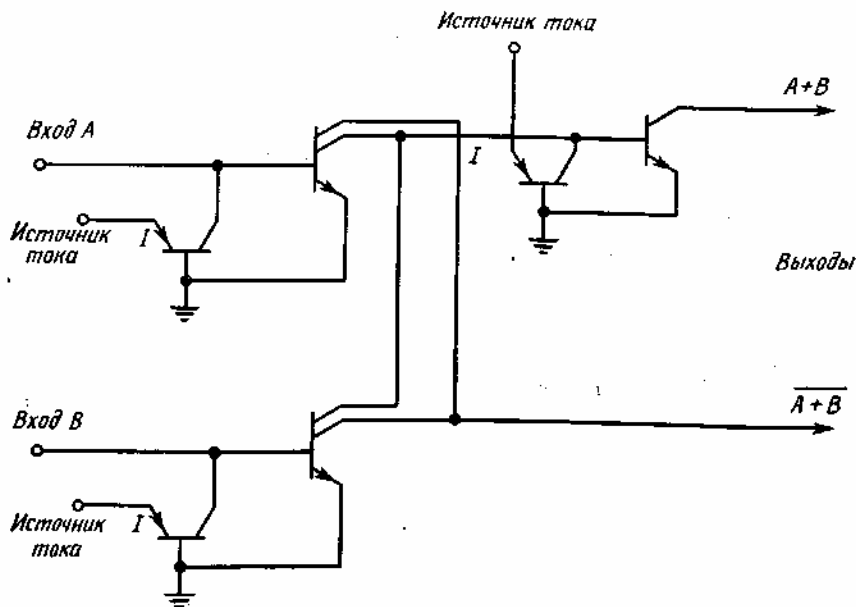


Рис. 14.7. Схема вентиля ИЛИ-НЕ инжекционного типа.

14.6. Схема вентиля ИЛИ-НЕ инжекционного типа

На рис. 14.7 изображена схема логического двухвходового вентиля ИЛИ-НЕ. Схема имеет два выхода, один из которых является выходом с отрицанием (ИЛИ-НЕ), а второй выход — неинвертированный (ИЛИ). В таком вентиле использованы три схемы инжекционного типа, а источники постоянного тока образованы инжекционными транзисторами, являющимися неотъемлемой частью интегральной схемы.

Коллекторы каждой из входных инжекционных схем соединены между собой перекрестно, т. е. верхний коллектор схемы A соединен с нижним коллектором схемы B и наоборот. Выход схемы A подан на базу дополнительной инжекционной схемы, которая является инвертором. Благодаря этому при подаче сигнала на вход A на выходе этой схемы он инвертируется; вторая схема инвертирует сигнал вторично и возвращает его в исходное состояние. Когда же сигнал подается на вход B , то он инвертируется только один раз, и поэтому полярность сигнала на выходе окажется противоположной сигналу на входе.

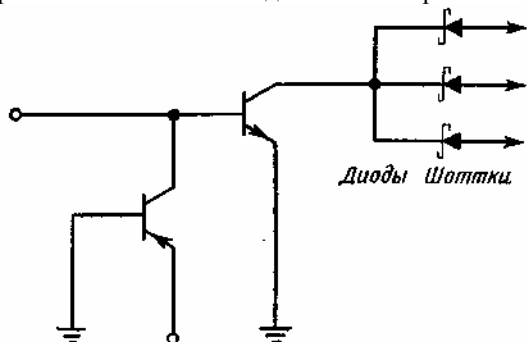


Рис. 14.8. Схема фиксации с диодами Шоттки.

При подаче сигнала на вход A он появляется на выходе после второго инвертора в неинвертированном виде. Однако с первой инжекционной схемы этот же сигнал подается и на выход нижней схемы, а так как здесь он не подвергается повторной операции инвертирования, на нижнем выходе вентиле сигнал появляется в инвертированном виде (A).

Аналогичным образом при подаче импульса на вход B на нижнем коллекторе схемы и на выходе он появится в инвертированном виде (B). Выходной сигнал с верхнего коллектора нижней схемы подается

одновременно на верхнюю схему и выходной инвертор. Следовательно, на верхнем выходе этот сигнал появится в неинвертированном виде. Таким образом, выходные сигналы в такой схеме появляются в случае подачи сигнала ИЛИ на вход Л, ИЛИ на вход В, ИЛИ на оба входа вместе, а выходной сигнал получается как в инвертированном, так и в неинвертированном виде. Путем добавления других схем, аналогичных показанной на рис. 14.7, можно получить схему с большим числом входов и выходов.

14.7. Схема фиксации с диодами Шоттки

Для улучшения характеристик логических схем в интегральной технике широко применяются специальные приборы, называемые *диодами Шоттки*.

Эти диоды выполняют функции переключения с значительно более высокой скоростью, чем обычные диоды. Кроме того, благодаря небольшому падению напряжения на диодах Шоттки потери мощности в таких диодах минимальны. Условное изображение диодов Шоттки (рис. 14.8) отличается от принятого для обычных диодов.

В схеме на рис. 14.8 диоды Шоттки используются для фиксации выходных сигналов вентилей инжекционного типа. Эти диоды ограничивают амплитуду сигналов, подаваемых на вход логических схем, и уменьшают время переключения, которое имело бы место при чрезмерно большой амплитуде сигналов. Применение фиксирующих диодов Шоттки позволяет увеличить скорость переключения инжекционного вентиля примерно в 5 — 6 раз. Приведенная на рисунке схема применяется в вентилях инжекционного типа фирмы ИВМ для уменьшения амплитуд сигналов, превышающих 500 мВ, до уровня 150 — 300 мВ.

Глава 15

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ПЕРЕДАЮЩИХ И ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

15.1. Передатчик АМ-сигналов

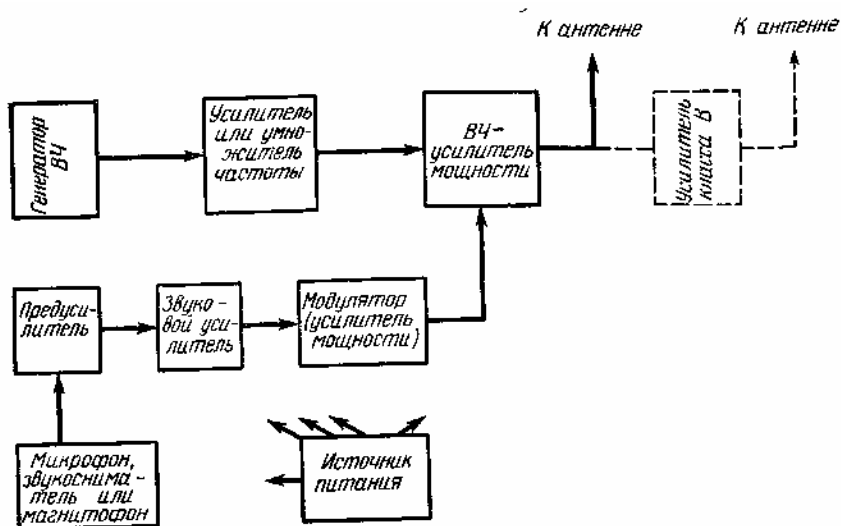


Рис. 15.1. Блок-схема передатчика с А.М.

Схема передающего устройства, показанная на рис. 15.1, применяется для генерирования АМ-сигналов, которые передаются в широкоэмитательных радиосистемах. (Соответствующий приемник АМ-сигналов рассмотрен в разд. 15.5). Как показано на рис. 15.1, высокочастотный генератор с кварцевой стабилизацией генерирует колебания несущей частоты. С выхода генератора колебания подаются на стандартный буферный усилитель класса С или умножитель частоты, после чего амплитуда и частота сигнала принимают такие значения, которые требуются для управления высокочастотным усилителем мощности. Сигналы с микрофона, звуко-снимателя или магнитофона подаются на предварительный усилитель. Далее для повышения амплитуды сигнала применяются звуковой усилитель и выходной усилитель мощности, с выхода которого сигнал используется для модуляции несущей (более подробно см. гл. 6).

Если сигнал с модулирующего усилителя класса С подается непосредственно в антенну, как показано на

рисунке, то такую схему называют схемой *модуляции на высоком уровне мощности* (модуляция осуществляется при наибольшей мощности несущей). Если же после модулятора используется линейный усилитель класса В (показан штриховой линией), выход которого присоединяется к антенне, тогда имеет место схема *модуляции на низком уровне мощности* (модуляция производится при наименьшей мощности несущей).

В результате амплитудной модуляции для каждого сигнала звуковой частоты образуются сигналы верхней и нижней боковых частот. Таким образом, если несущая частота 100 кГц модулируется сигналом частотой 1000 Гц, то образуются сигналы с частотами 101 и 99 кГц. Это сигналы боковых полос, и вместе с несущей они образуют сложный радиосигнал, амплитуда высокочастотных колебаний которого изменяется с частотой модулирующего звукового сигнала. Так как боковые составляющие отстоят от несущей на частоту модулирующего сигнала, то при большей частоте модулирующего сигнала боковые составляющие будут дальше отстоять от несущей частоты, и, следовательно, для передачи и приема будет требоваться более широкая полоса частот.

15.2. Одноканальный передатчик с ЧМ

Существует несколько методов получения ЧМ-сигналов, Блок-схема передатчика с *непосредственной частотной модуляцией* приведена на рис. 15.2. Неотъемлемой частью такой схемы является реактансная схема. Для получения сигнала, модулированного по частоте, требуется изменять частоту несущей со скоростью, зависящей от частоты модулирующего сигнала. Таким образом, если частота модулирующего сигнала равна 100 Гц, частота несущей после модуляции будет отклоняться от средней частоты в обе стороны 100 раз в секунду. Аналогично, если частота модулирующего сигнала равна 2 кГц, то частота модулированного сигнала будет изменяться 2000 раз в секунду. Величина же отклонения частоты от ее среднего значения определяется амплитудой модулирующего сигнала. При увеличении амплитуды модулирующего сигнала отклонение частоты несущей от среднего значения возрастает.

Поскольку частота несущей непрерывно изменяется в процессе частотной модуляции, генератор несущей должен позволять осуществлять перестройку частоты. Для того чтобы частота несущей была стабильной, применяется кварцованный автогенератор. Кроме того, для той же цели используется схема автоматической подстройки частоты.

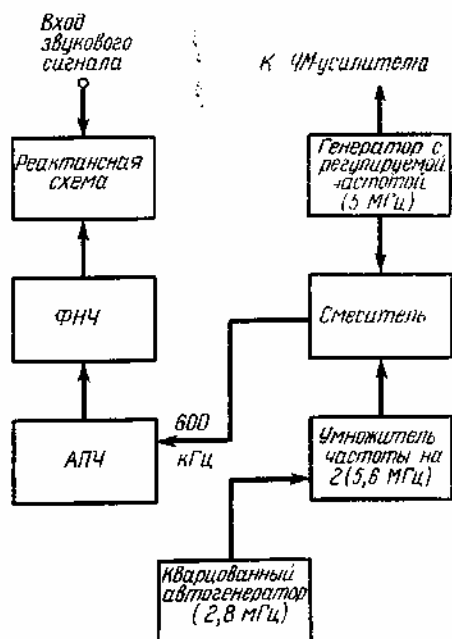


Рис. 15.2. Блок-схема передатчика с непосредственной ЧМ.

Генератор с регулируемой частотой в схеме на рис. 15.2 имеет частоту, равную $\sim 1/18$ частоты несущей. Таким образом, если частота несущей равна 90 МГц, то частота генератора составит 5 МГц. Максимальное отклонение (девиация) частоты поддерживается в пределах 4,2 кГц с тем, чтобы обеспечить линейную частотную модуляцию. Если, например, отклонение частоты генератора равно 4 кГц, то отклонение частоты на выходе составит 72 кГц, так как за счет умножения отклонение частоты также увеличивается в 18 раз.

В данной схеме кварцованный автогенератор вырабатывает колебания частотой 2,8 МГц. Затем эта частота удваивается до 5,6 МГц и подается на смеситель, на который также поступают сигналы частотой 5 МГц от генератора с регулируемой частотой. На выходе смесителя образуется сигнал разностной частоты 600 кГц, который поступает на схему автоматической подстройки частоты (АПЧ).

При работе схемы в ней поддерживается устойчивое состояние. Если частота генератора отклоняется от значения 5 МГц, то сигнал разностной частоты на выходе смесителя не будет совпадать с резонансной

частотой, на которую настроена схема АПЧ. В результате на выходе схемы АПЧ появится напряжение, которое будет действовать как управляющий сигнал, корректирующий уход частоты генератора (см. также разд. 4.6). Как показано на рисунке, управляющий сигнал с выхода схемы АПЧ проходит через фильтр нижних частот и подается на реактансную схему. Последняя осуществляет коррекцию ухода частоты генератора с регулируемой частотой (см. гл. 12). Фильтр нижних частот используется для того, чтобы модулирующие колебания, которые содержатся в сигнале 0,6 МГц, не попадали на реактансную схему. Этот фильтр обычно пропускает сигналы частотой не более 10 Гц. Благодаря исключению сигналов звуковой частоты они не будут оказывать влияния на функцию управления. Если же звуковые составляющие не будут отфильтрованы, то они приведут к появлению реактивности, противоположной по знаку той, которая возникает под действием сигналов, подаваемых с модулирующей схемы. В результате частотная модуляция несущей может свестись к нулю. Так как уход частоты генератора с регулируемой частотой происходит с очень небольшой скоростью, то изменение напряжения на выходе схемы АПЧ происходит с частотой значительно ниже 10 Гц, т. е. в пределах полосы фильтра нижних частот.

Другой метод получения ЧМ-сигналов представлен на рис. 15.3. Вначале осуществляется амплитудная модуляция, которая затем преобразуется в частотную путем смещения боковых составляющих на 90° и воссоединения боковых составляющих и несущей. Здесь используется маломощная частотная модуляция, поэтому образуются только две боковые составляющие достаточной амплитуды. Путем сдвига фазы боковых составляющих получается фазовая модуляция, которая может быть преобразована в частотную при помощи схемы коррекции. В схеме на рис. 15.3 используется кварцованный автогенератор, сигналы которого после умножения частоты образуют несущую. Звуковые сигналы с усилительного выходного каскада подаются на балансный модулятор, на который поступают также сигналы с кварцованного автогенератора. В балансном модуляторе осуществляется амплитудная модуляция несущей звуковыми сигналами. Две боковые составляющие АМ-сигнала подаются на квадратурную фазосдвигающую схему. Две боковые полосы затем объединяются с несущей, которая подается от кварцованного автогенератора через буферный усилитель. Таким образом, осуществляется косвенная частотная модуляция. В последующих каскадах происходит умножение частоты до требуемого значения. В балансном модуляторе несущая подавляется, так что на его выходе получают только сигналы боковых составляющих (см. гл. 6).

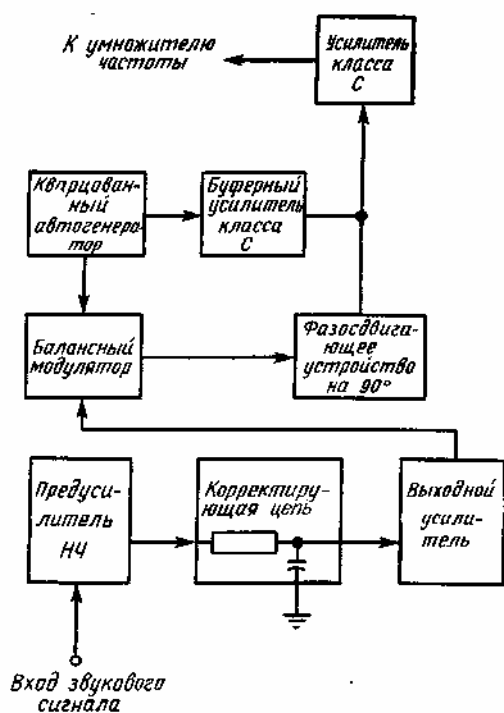


Рис. 15.3. Блок-схема передатчика с косвенной ЧМ.

При фазовой модуляции девиация несущей является функцией частоты звукового модулирующего сигнала, умноженной на максимально допустимый сдвиг фазы. Следовательно, более высокой частоте звукового сигнала будет соответствовать большая величина девиации несущей в отличие от частотной модуляции, где девиация зависит только от амплитуды звукового сигнала. Для уравнивания девиации с тем, чтобы она соответствовала значению, которое имеет место при ЧМ, вводится корректирующая цепь, показанная на рис. 15.3. Эта цепь состоит из последовательного резистора и параллельного конденсатора. Сопротивление $R_{\text{снк}} \gg R_{\text{сн}} \gg R_{\text{сн}} \gg R_{\text{сн}}$ выбирается таким образом, чтобы оно было значительно больше реактивного сопротивления конденсатора во всем диапазоне звуковых частот. Поэтому осуществляется компенсация характеристик, полученных во время фазовой модуляции сигналов, и на выходе сигнал приобретает свойства ЧМ-сигнала.

Выходной сигнал с корректирующей цепи снимается с конденсатора, поэтому амплитуда сигналов

изменяется в зависимости от частоты. На низких частотах конденсатор имеет большое реактивное сопротивление и оказывает слабое шунтирующее действие. В этом случае амплитуда сигнала, по существу, полностью передается на следующий каскад. Однако на более высоких частотах реактивное сопротивление конденсатора уменьшается так что он оказывает более сильное шунтирующее влияние. Поэтому при возрастании частоты амплитуда сигналов поступающих с корректирующей схемы на выходной усилитель уменьшается. Эта операция, обратная процессу фазовой модуляции, приводит к компенсации последней. В результате осуществляется процесс, эквивалентный стандартной частотной модуляции, при которой одинаковым амплитудам звуковых сигналов соответствуют одинаковые отклонения частоты несущей независимо от частоты.

15.3. Многоканальный передатчик с ЧМ

Как было показано ранее в разд. 6.4, в радиовещательных ЧМ-системах 100%-ная модуляция определяется как девиация частоты по 75 кГц в обе стороны от несущей. В ЧМ стерео- или других многоканальных системах передача должна осуществляться таким образом, чтобы спектр частот оставался в заданных пределах определяемых указанной 100%-ной модуляцией. Таким образом, в процессе стереопередачи различные модулирующие сигналы не должны приводить к превышению пределов определяемых 100%-ной модуляцией.

В системах высокого качества модулирующие звуковые сигналы обычно находятся в диапазоне частот 30 Гц- 15 кГц. Могут быть использованы и более высокие модулирующие частоты но при условии, что их амплитуда не будет слишком велика и полоса частот не превысит заданных пределов. При более высокой частоте модулирующих сигналов скорость девиации несущей возрастает. Таким образом, применение более высокочастотных модулирующих сигналов позволяет реализовать удобный метод формирования сигналов в многоканальных (стерео-) системах.

ГЛАВА 15

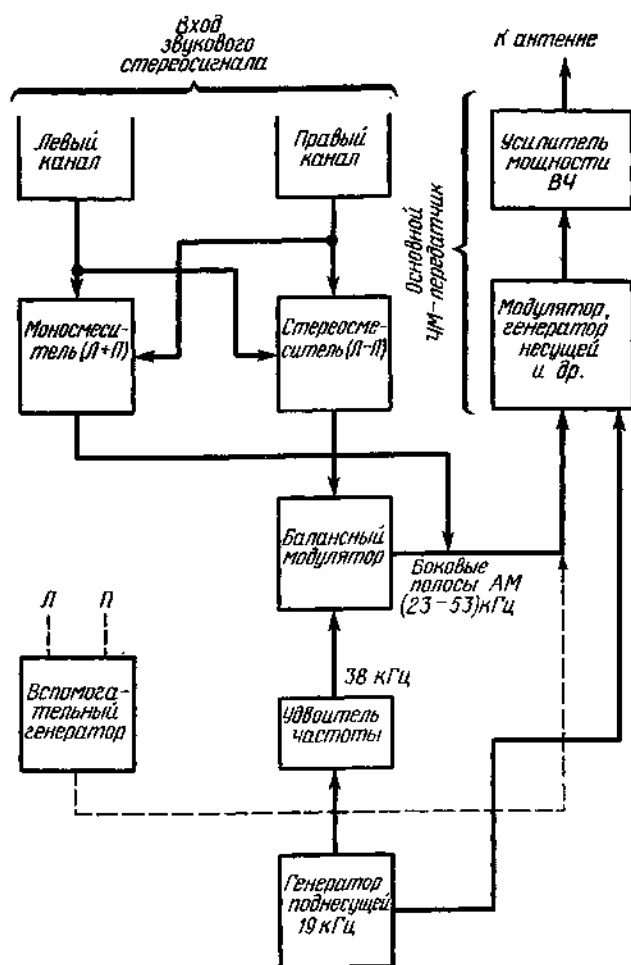


Рис. 15.4. Стереопередатчик с ЧМ.

При передаче стереосигналов должна обеспечиваться совместимость т. е. возможность приема как стерео-, так и обычным одноканальным приемником. Для обеспечения совместимости стереостанции ведут передачу моносигнала, получаемого сложением двух сигналов от разных источников. При этом звуковые сигналы с левого и правого микрофонов подаются на модулирующую схему основного ЧМ-передатчика, который

является основным каналом. Такой способ иллюстрируется на рис. 15.4, где сигналы левого (Л), и правого (П) каналов подаются на моносмеситель. Эти сигналы затем поступают на модулятор генератор несущей и другие схемы, составляющие основной ЧМ-передатчик.

Для передачи стереосигналов требуются дополнительные схемы, которые образуют отдельно левый и правый каналы. С этой целью формируется разностный сигнал путем вычитания правого сигнала из левого (правый и левый сигналы подаются на смеситель со сдвигом фаз 180°). Разностный сигнал используется для модуляции дополнительной несущей (называемой поднесущей) по амплитуде (АМ), в результате чего образуются боковые составляющие. Эти боковые составляющие отдельно модулируют несущую по частоте. Поднесущая частота подавляется, и поэтому при приеме стереосигналов она должна восстанавливаться в приемнике (см. разд. 15.7).

Частота поднесущей равна 38 кГц (генератор вырабатывает частоту 19 кГц, которая затем удваивается для получения требуемой частоты 38 кГц). Сигнал частотой 19 кГц также передается (путем модуляции несущей) для синхронизации стерео-детектора в приемнике. При этом сигнал частотой 19 кГц, называемый пилот-сигналом, осуществляет неглубокую модуляцию несущей (приблизительно 10%). Этого оказывается достаточно для удвоения этой частоты с целью восстановления поднесущей 38 кГц в приемнике. В приемнике поднесущая демодулируется вместе с боковыми составляющими стереосигнала (см. рис. 9.6).

Боковые составляющие, которые получаются в результате модуляции поднесущей частотой 38 кГц разностным сигналом, не совпадают с модулирующими моносигналами; боковые составляющие располагаются в диапазоне частот 23 — 53 кГц. Как и в случае моносигнала, диапазон частот звуковых стереосигналов находится в пределах 30 Гц — 15 кГц. Таким образом, многоканальный модулирующий сигнал при ЧМ-стереопередаче состоит из моносигнала (Л + П), частота которого лежит в звуковом диапазоне 30 Гц — 15 кГц, пилот-сигнала (поднесущей) частотой 19 кГц и (Л — П)-сигнала (23 — 53 кГц) с подавленной при передаче несущей частотой 38 кГц. При передаче музыкальных записей производится также модуляция основной несущей сигналами по двум каналам при помощи вспомогательного генератора, как показано на рисунке штриховыми линиями.

Метод совмещения каналов (subsidiary communications authorization — SCA) позволяет в передающей станции использовать дополнительные каналы, кроме канала обычного радиовещания. ЧМ-канал используется для радиовещания, а совмещенный (SCA) канал — только для передачи сигналов со звукоснимателя, например для звукового сопровождения и других вспомогательных целей. Как показано на рис. 15.4, вспомогательный генератор является по существу миниатюрным ЧМ-передатчиком (по сравнению с основным передатчиком) с частотой поднесущей 67 кГц.

15.4. Телевизионный передатчик

В телевидении изображение передается по способу амплитудной модуляции несущей, как и при обычной АМ-радиопередаче. Для передачи сигналов звукового сопровождения используется частотная модуляция. Разность между частотами несущей изображения и несущей звука составляет 4,5 МГц (см. рис. 5.14, а).

При передаче черно-белого изображения требуется передавать и сигналы для синхронизации кадровой и строчной разверток. Однако в цветном телевидении при модуляции несущей используются, кроме того, сигналы цветности и дополнительные синхронизирующие сигналы.

В черно-белом телевизионном приемнике задающий генератор вырабатывает колебания основной частоты, из которых получают сигналы для схем развертки. Частота колебаний задающего генератора равна 31,5 кГц. Для получения частоты строчной (развертки 15750 Гц она делится на два, а для получения частоты кадровой развертки 60 Гц ее делят на 7, 5, 5 и 3. В случае передачи цветного изображения эти частоты несколько отличаются из-за особенностей ширины спектра и синхронизации. При цветной передаче требуется генерировать под-несущую и осуществлять ее модуляцию для получения боковых составляющих сигналов цветности, а затем несущую требуется подавить ввиду того, что отведенная для передачи полоса частот ограничена. Поэтому в приемнике несущую следует восстановить и смешать с боковыми составляющими для последующей демодуляции цветоразностных сигналов.

Таким образом, частота строчной развертки в цветном телевизионном приемнике равна 15734,264 Гц, а частота поднесущей при этом составляет 3,579545 МГц (3,58 МГц). Частота кадровой развертки в цветном телевизионном приемнике равна 59,94 Гц. Так как частоты строчной и кадровой разверток в цветном приемнике близки к соответствующим частотам в черно-белом приемнике, то при нормальных условиях работы не возникает никаких проблем при переходе от приема черно-белого изображения к цветному.

Основные блоки передающего устройства цветного телевидения показаны на рис. 15.5. Передающая камера цветного телевидения со специальной передающей трубкой и линзовой системой воспринимает три основных цвета изображения. Исходя из принципа аддитивности цвета, такими цветами являются красный (*R*), синий (*B*) и зеленый (*G*).

Как следует из схемы, приведенной на рис. 15.5, схемы усиления и развертки формируют на выходе три составляющих (сигналы красного, зеленого и синего) передаваемого изображения. Сигналы *R*, *G* и *B* далее подаются на три матричные схемы, две из которых содержат фазоинверторы. Выходные сигналы матриц обозначены *У*, *7* и *Q*. Сигнал *У*, как было отмечено выше, называют яркостным сигналом. Он получается

сложением трех сигналов основных цветов — красного, зеленого и синего — в соотношении 0,3:0,59:0,11. Соблюдение такого соотношения необходимо для компенсации неодинаковой чувствительности глаза человека к различным цветам.

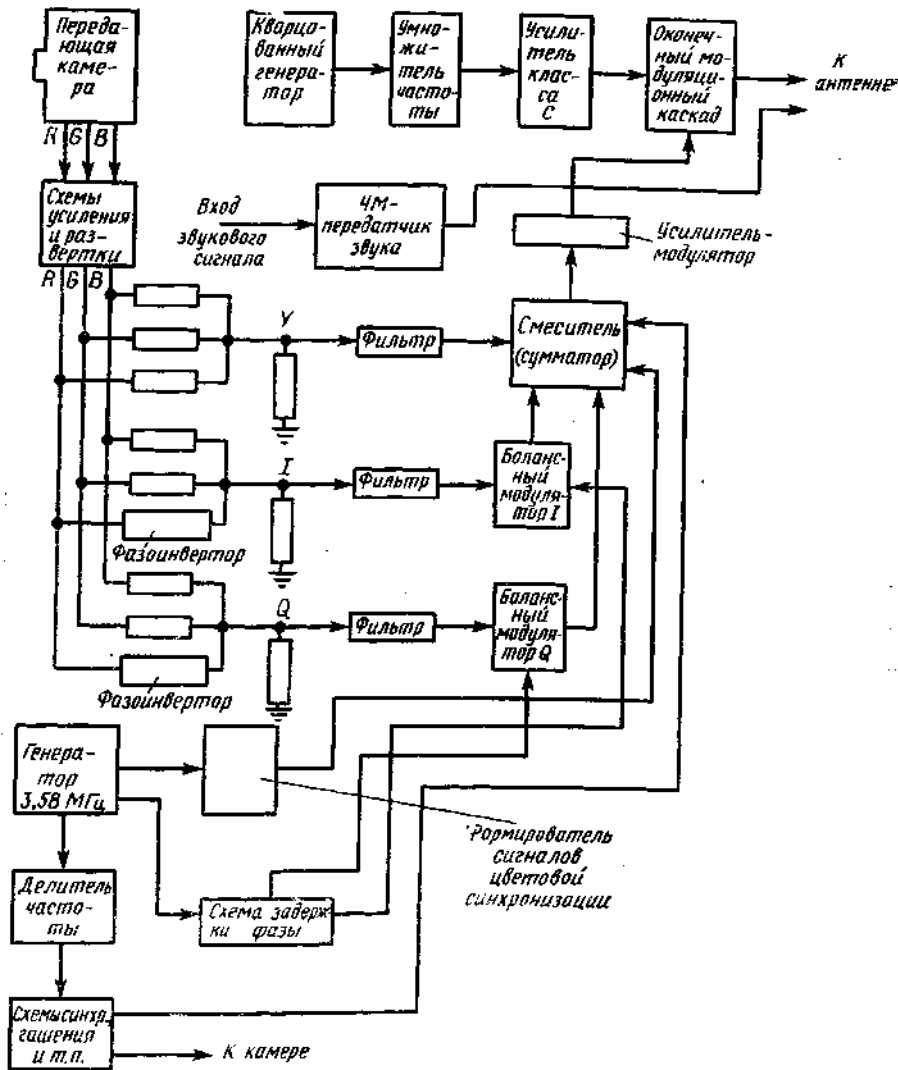


Рис. 15.5. Блок-схема цветного телевизионного передатчика.

Два основных цветоразностных сигнала состоят из I-сигнала (в фазе) и Q-сигнала (квадратурного). Сигнал I содержит 0,6 сигнала красного, 0,28 сигнала зеленого и 0,32 сигнала синего. Соотношение этих составляющих для сигнала Q следующее: $R : G : B = 0,21 : 0,52 : 0,13$.

Сигналы I и Q подаются на балансные модуляторы, где они модулируют две поднесущие частотой 3,58 МГц, сдвинутые по фазе на 90° , причем сигнал I опережает сигнал Q. В балансных модуляторах поднесущая и сигналы I и Q подавляются, а на выход проходят только боковые колебания поднесущей. Сигнал Y через фильтр поступает на сумматор, куда подаются также выходные сигналы с балансных модуляторов.

Формирователь сигналов цветовой синхронизации, на который поступают сигналы от генератора частотой 3,58 МГц, вырабатывает 9-периодный сигнал частотой 3,58 МГц, который передается на заднем уступе строчного гасящего импульса и служит для синхронизации генератора поднесущей в приемнике (см. разд. 4.6). Все сигналы, включая синхронизирующие сигналы и гасящие импульсы строк и полей, складываются в сумматоре. Сформированный таким образом полный телевизионный сигнал подается на усилитель-модулятор, где при необходимости он усиливается, и затем поступает на окончательный модуляционный каскад, работающий в режиме усиления класса С. Как и в других передатчиках с АМ, здесь используется генератор с кварцевой стабилизацией. Сигналы с этого генератора умножаются по частоте, усиливаются и подаются на усилитель класса С. Для передачи сигналов звукового сопровождения используется отдельный передатчик с ЧМ. Таким образом, в телевизионном передающем устройстве используются два передатчика: один с амплитудной, а другой с частотной модуляцией.

15.5. Приемник АМ-сигналов

Блок-схема приемника АМ-сигналов изображена на рис. 15.6. Здесь представлена *супергетеродинная* схема приема, которая положена в основу большинства приемников, используемых в системах связи.

Сигнал с выхода антенны через ВЧ-усилитель (см. рис. 3.4) поступает на преобразователь частоты, включающий в себя гетеродин и смеситель. В приемниках с низкой чувствительностью высокочастотного усилителя может и не быть; тогда сигнал с выхода антенны подается непосредственно на преобразователь, как показано на рисунке штриховой линией (см. также рис. 4.2).

Гетеродин преобразователя вырабатывает колебания требуемой частоты, которые, смешиваясь в смесителе с принимаемыми колебаниями модулированной несущей, образуют на выходе смесителя колебания промежуточной (разностной) частоты. Значение промежуточной частоты 455 кГц является стандартным для радиовещательных приемников [Промежуточная частота приемников, используемых в различных областях радиоэлектроники, изменяется в очень широких пределах. — Прим. Ред].

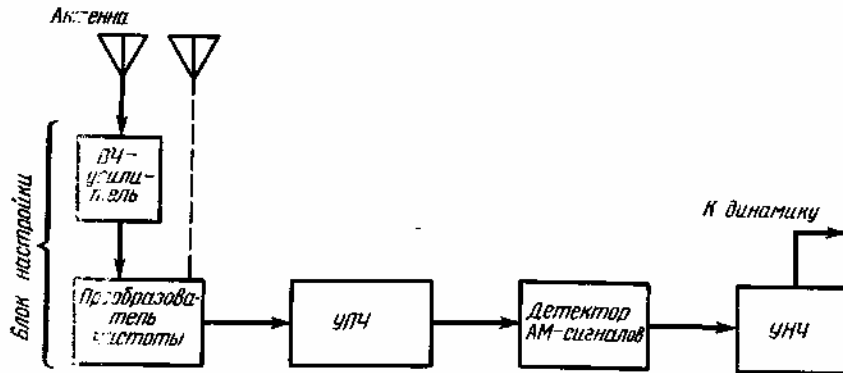


Рис. 15.6. Блок-схема супергетеродинного приемника.

Со смесителя сигнал подается на усилитель промежуточной частоты для дополнительного усиления и фильтрации мешающих сигналов, которые появляются в процессе гетеродинирования. После усиления сигнал промежуточной частоты демодулируется в детекторе, и выделяется звуковой сигнал. Так как звуковые сигналы на выходе детектора довольно слабые, их усиливают в обычном звуковом усилителе до уровня, необходимого для их дальнейшего воспроизведения в громкоговорителе.

Независимо от частоты принимаемых сигналов промежуточная частота приемника сохраняет определенное значение. Для этого настроечные конденсаторы высокочастотного усилителя, смесителя и гетеродина связывают между собой, так что в процессе настройки их роторы вращаются одновременно. Параллельно каждому из основных конденсаторов настройки включают подстроечный конденсатор небольшой емкости для обеспечения точной настройки во всем диапазоне работы приемника (см. рис. 4.2). Таким образом, независимо от частоты принимаемого сигнала гетеродин обеспечивает получение сигнала промежуточной (строго фиксированной) частоты; обычно частота гетеродина выше несущей частоты сигнала. Следовательно, если станция ведет передачу на частоте несущей 1000 кГц, то для получения разностной частоты 455 кГц частота колебаний гетеродина должна быть равна 1455 кГц.

15.6. Одноканальный приемник ЧМ-сигналов

Блок-схема одноканального приемника ЧМ-сигналов изображена на рис. 15.7. Эта схема аналогична схеме приемника АМ-сигналов (рис. 15.6), за исключением того, что здесь используется частотный, а не амплитудный детектор (см. гл. 7).

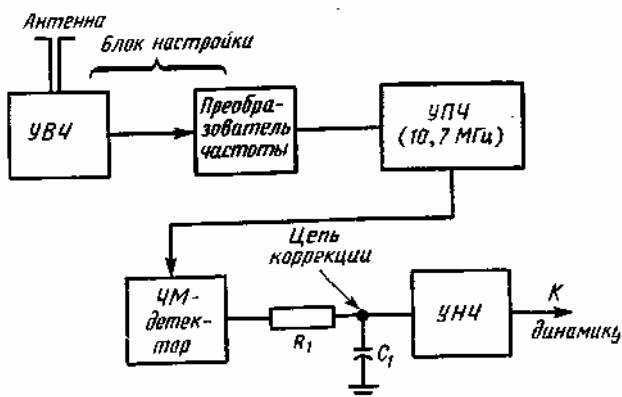


Рис. 15.7. Блок-схема одноканального приемника ЧМ-сигналов.

Хотя блок-схемы АМ- и ЧМ-приемников схожи, тем не менее имеется существенное различие между их схемными реализациями, обусловленное тем, что ЧМ-приемники используются в диапазоне существенно более высоких частот. Так как радиовещательная полоса частот с частотной модуляцией лежит в пределах 88 — 108 МГц, входная часть смесителя и гетеродин должны строиться таким образом, чтобы минимизировать потери, действующие на высоких частотах. Стандартное значение промежуточной частоты здесь равно 10,7 МГц, и так же, как и в приемнике АМ-сигналов, при перестройке приемника оно сохраняется неизменным. Как и в случае АМ-приемника, гетеродин вырабатывает колебания, частота которых на 10,7 МГц выше частоты принимаемого сигнала. При приеме сигналов различной частоты гетеродин отслеживает настройку ВЧ-усилителя и смесителя и обеспечивает получение фиксированного значения промежуточной частоты.

Каскады УПЧ также должны проектироваться с учетом их работы на более высоких частотах и обеспечивать минимальные потери на этих частотах. В схеме применяется специальный детектор, чувствительный к изменениям частоты сигнала, описанный в гл. 7. После детектора вводится цепь частотной коррекции для компенсации частот сигнала, «подчеркнутых» передатчиком (см. разд. 6.8).

15.7. Многоканальный приемник ЧМ-сигналов

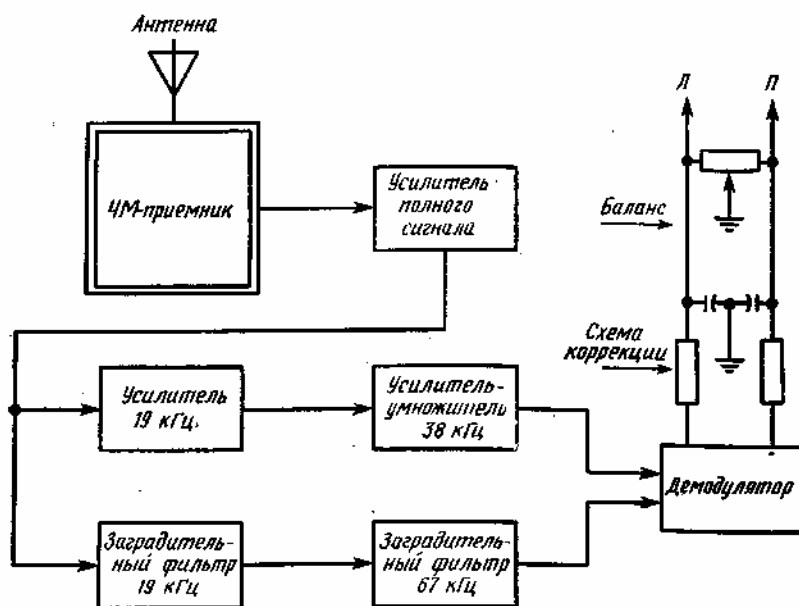


Рис. 15.8. Блок-схема стереоприемника ЧМ-сигналов.

Как было показано в разд. 15.3, многоканальная система позволяет передавать несколько сигналов одновременно. Такая необходимость возникает в ЧМ-стереовещании для передачи дополнительных боковых составляющих, которые требуются при нескольких звуковых каналах. Для модуляции используется дополнительная несущая, называемая поднесущей, которая и позволяет получить необходимые боковые составляющие в спектре сигнала. После получения боковых полос поднесущая подавляется в передатчике с целью экономии полосы частот. Следовательно, в приемнике поднесущая должна быть восстановлена и вместе с боковыми составляющими подана на детектор.

Частота поднесущей равна 38 кГц. Так как сигнал такой частоты должен воспроизводиться в приемнике с высокой точностью, то производится передача сигналов, используемых приемником для синхронизации. Таким синхронизирующим сигналом является пилот-сигнал, т. е. поднесущая частотой 19 кГц. В приемнике эта частота удваивается до требуемого значения 38 кГц.

Блок-схема многоканального (стерео-) ЧМ-приемника показана на рис. 15.8. Заметим, что первый блок представляет собой одноканальный ЧМ-приемник, состоящий из блока настройки, УПЧ и детектора. Корректирующая цепь здесь исключена, так как она используется в последующих схемах.

Напряжение на выходе детектора содержит все виды принятых сигналов. В случае, когда принимается стереосигнал, сигнал на выходе детектора содержит боковые составляющие левого (Л) и правого (П) сигналов, пилот-сигнал поднесущей и моносигнал; перечисленные сигналы образуют составной (полный) ЧМ-сигнал. Как показано на рис. 15.8, для увеличения амплитуды полного сигнала до величины, необходимой для его последующей обработки, применяется специальный усилитель.

Сигнал с выхода этого усилителя подается на резонансный усилитель, настроенный на частоту 19 кГц, и заградительный фильтр, настроенный на такую же частоту. С усилителя сигнал поступает на схему удвоения частоты до 38 кГц и далее подается на мостовой балансный демодулятор. Заградительный фильтр пропускает сигналы всех частот, кроме пилот-поднесущей частотой 19 кГц. Следовательно, на его выходе будут со-

держаться (Л + П) -сигналы в диапазоне 50 Гц — 15 кГц, боковые составляющие (Л — П) с полосой частот 23 — 53 кГц и сигнал частотой 67 кГц, предназначенный для приема сигналов только определенной станции. Такой дополнительный сигнал передается с целью музыкального сопровождения передачи или обеспечения служебной связи. Для приема этих специальных сигналов необходимо иметь декодирующее устройство. В обычных радиовещательных стереоприемниках дополнительные сигналы подавляются при помощи заградительного фильтра, настроенного на частоту 67 кГц. После этого остальные сигналы подаются на балансный мостовой демодулятор вместе с поднесущей частотой 38 кГц.

В демодуляторе боковые составляющие смешиваются с под-несущей и производится их совместное детектирование. Корректирование сигналов левого и правого каналов осуществляется отдельно для каждого канала, а общий потенциометр между каналами позволяет регулировать баланс сигналов левого и правого каналов (см. разд. 9.9). Сигналы левого и правого каналов затем поступают на отдельные усилители и, наконец, на два отдельных громкоговорителя стереосистемы.

15.8. Телевизионный приемник

Основные блоки цветного телевизионного приемника показаны на рис. 15.9. Блоки, изображенные на рисунке двойными линиями, необходимы для приема сигналов цветного изображения.

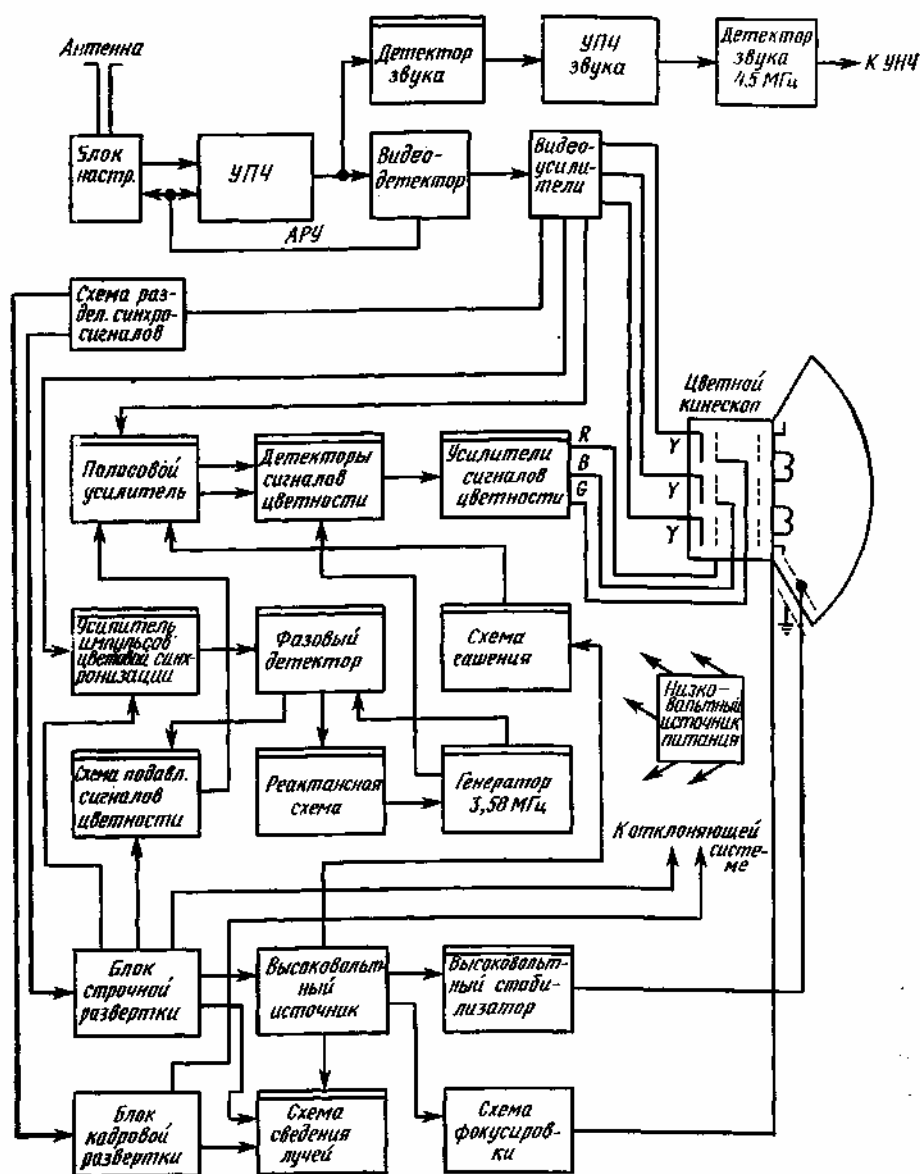


Рис. 15.9. Блок-схема цветного телевизионного приемника.

В блоке настройки (переключателе телевизионных программ) имеются две секции: для приема в диапазоне метровых волн и в диапазоне дециметровых волн. Выходы с этих секций подаются на общий вход усилителя

промежуточной частоты. В цветном телевизионном приемнике УПЧ должен иметь более широкую полосу частот для обеспечения хорошей цветопередачи изображения. Поэтому УПЧ должен пропускать сигналы шириной спектра до 4,2 МГц. При такой широкой полосе велика возможность возникновения помех, поэтому должны быть предусмотрены меры по частичному снижению уровня звуковых сигналов. В результате на входе видеодетектора амплитуда несущей звука будет несколько меньше, а для ее детектирования используется отдельный детектор в звуковом канале (см. гл.7). Промежуточная частота в звуковом канале равна 4,5 МГц, так же как и в черно-белом телевизионном приемнике. Сигналы цветности с выхода видеоусилителей подаются на соответствующие детекторы через полосовые усилители, как показано на рис. 15.9. Сигнал яркости У, несущий информацию о яркости передаваемой сцены и обеспечивающий передачу черно-белого изображения, подается на катод трехпрожекторного цветного кинескопа. На внутренней поверхности переднего стекла колбы кинескопа нанесено множество триад люминофорных кружков с красным, синим и зеленым цветами свечения, на которые направлены электронные лучи соответствующих электронных прожекторов. Таким образом, при приеме черно-белого изображения в цветном приемнике должны светиться все три цветных люминофора, свечение которых, смешиваясь, дает черно-белое изображение.

Три цветоразностных сигнала (исключая сигнал У) поступают каждый на отдельную управляющую сетку трехпрожекторного кинескопа. Усилитель импульсов цветовой синхронизации пропускает сигнал частотой 3,58 МГц (см. разд. 4.6) и обеспечивает синхронизацию генератора поднесущей частотой 3,58 МГц. Выходной сигнал этого генератора поступает на детекторы сигналов цветности, где боковые колебания поднесущей смешиваются с самой поднесущей и происходит детектирование цветоразностных сигналов. Синхронизирующие сигналы с видеоусилителя подаются на схемы строчной и кадровой разверток (см. гл. 2 и 4).

Так же, как и в черно-белом телевизионном приемнике, импульсы с устройства строчной развертки после увеличения их амплитуды и выпрямления используются для получения высокого напряжения, подаваемого на второй анод кинескопа. Для стабилизации высокого напряжения часто применяется высоковольтный стабилизатор. Для фокусирующего электрода также вырабатывается дополнительное напряжение. (Такая схема была описана в гл. 2.) В системах строчной и кадровой разверток имеются схемы сведения лучей, которые служат для точной регулировки совмещения трех цветных изображений на экране кинескопа. Это позволяет создать такие условия, когда каждый луч направляется в определенную точку экрана, благодаря чему обеспечивается соответствующее воспроизведение цветов на экране кинескопа.

Оглавление

Предисловие редактора перевода

Предисловие

Глава 1. Усилители звуковой частоты и видеоусилители

- 1.1. Усилители с общим эмиттером и общим истоком
- 1.2. Усилители с общей базой и общим затвором
- 1.3. Усилители с общим коллектором и общим стоком
- 1.4. Классификация усилителей
- 1.5. Типы связи между каскадами
- 1.6. Цепи развязки
- 1.7. Регуляторы тембра
- 1.8. Отрицательная обратная связь
- 1.9. Видеоусилители
- 1.10. Фазоинверторы
- 1.11. Двухтактные усилители

Глава 2. Усилители специального назначения

- 2.1. Схема Дарлингтона
- 2.2. Операционные усилители
- 2.3. Дифференциальные усилители
- 2.4. Усилитель сигнала выключения канала цветности
- 2.5. Полосовой усилитель сигналов цветности
- 2.6. Усилитель сигналов цветности
- 2.7. Схема стробирования цветовой вспышки
- 2.8. Магнитные усилители
- 2.9. Магнитный усилитель с самонасыщением
- 2.10. Двухтактный магнитный усилитель
- 2.11. Выходные усилители блоков кадровой и строчной разверток
- 2.12. Усилитель ЧМ-пилот-сигнала

Глава 3. Усилители промежуточной и высокой частоты

- 3.1. Принципиальная схема УПЧ

- 3.2. Заграждающие фильтры входного каскада УПЧ
- 3.3. Каскады УПЧ на полевых транзисторах
- 3.4. ВЧ-усилитель
- 3.5. Линейный усилитель класса В
- 3.6. Однотактный усилитель класса С
- 3.7. Двухтактный усилитель класса С
- 3.8. Умножители частоты

Глава 4. Генераторы

- 4.1. Генератор по схеме Армстронга
- 4.2. Генератор с регулируемой частотой
- 4.3. Генератор по схеме Хартли
- 4.4. Генератор по схеме Колпитса
- 4.5. Кварцованный генератор
- 4.6. Генератор поднесущей с ФАПЧ
- 4.7. Мультивибратор
- 4.8. Мультивибратор кадровой развертки
- 4.9. Блокинг-генератор
- 4.10. Блокинг-генератор кадровой развертки
- 4.11. Блокинг-генератор строчной развертки

Глава 5. Фильтры и аттенюаторы (ослабители)

- 5.1. Общие положения
- 5.2. Фильтры нижних частот типа k
- 5.3. Фильтры нижних частот типа m
- 5.4. Фильтры верхних частот типа k
- 5.5. Фильтры верхних частот типа m
- 5.6. Сбалансированные фильтры
- 5.7. Полосовые фильтры
- 5.8. Заграждающие фильтры
- 5.9. Аттенюаторы (ослабители)
- 5.10. Типы переменных аттенюаторов
- 5.11. Типы постоянных аттенюаторов
- 5.12. Г-образный постоянный аттенюатор
- 5.13. Т- и Н-образные аттенюаторы
- 5.14. П- и О-образные аттенюаторы
- 5.15. Мостовые Т- и Н-образные аттенюаторы
- 5.16. Фильтр частичного подавления одной боковой полосы

Глава 6. Модуляционные устройства

- 6.1. Основные виды модуляции
- 6.2. Режим одпотактной АМ
- 6.3. Режим двухтактной АМ
- 6.4. Ширина полосы ЧМ
- 6.5. Коэффициенты частотной модуляции
- 6.6. Обеспечение стабильности частоты несущей при ЧМ
- 6.7. Балансный модулятор
- 6.8. Предварительная коррекция
- 6.9. Ввод импульсов синхронизации в состав телевизионного сигнала
- 6.10. Ввод кадровых синхроимпульсов
- 6.11. Схемы объединения сигналов

Глава 7. Демодуляторы и схемы АРГ, АРУ и другие

- 7.1. Детектор АМ-сигналов
- 7.2. Регенеративный детектор
- 7.3. Фазовый детектор
- 7.4. Дискриминатор ЧМ-сигналов
- 7.5. Детектор отношений ЧМ-сигналов
- 7.6. Схема ослабления звуковых сигналов более высоких частот
- 7.7. Видеодетектор
- 7.8. Автоматическая регулировка громкости
- 7.9. Основная схема АРУ
- 7.10. Ключевая схема АРУ
- 7.11. Автоматическая подстройка частоты
- 7.12. Автоматическая регулировка усиления сигналов цветности
- 7.13. Демодулятор цветоразностных сигналов $B - Y$ и $R - Y$

Глава 8. Цифровые схемы

- 8.1. Общие положения .
- 8.2. Статический триггер
- 8.3. Схема ИЛИ
- 8.4. Схемы ИЛИ-НЕ, И, И-НЕ
- 8.5. Сложные логические схемы
- 8.6. Резисторно-транзисторные и диодно-транзисторные логические схемы
- 8.7. Логика с непосредственными связями
- 8.8. Схема ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ
- 8.9. Представление двоичного числа в прямом и обратном кодах

Глава 9. Мостовые схемы

- 9.1. Мостик Уитстона
- 9.2. *L*- и *C*-мостики Уитстона
- 9.3. Мост Овена
- 9.4. Мост Максвелла
- 9.5. Мост Вина
- 9.6. Резонансный мост
- 9.7. Мост Хея
- 9.8. Мост Шеринга
- 9.9. Детектор мостового типа
- 9.10. Мостовой выпрямитель
- 9.11. Мостовой фазовый детектор
- 9.12. Мостовой антенный переключатель

Глава 10. Источники питания и схемы управления

- 10.1. Общие сведения об источниках питания
- 10.2. Однополупериодный выпрямитель
- 10.3. Двухполупериодный выпрямитель
- 10.4. Удвоитель напряжения
- 10.5. Утроитель напряжения
- 10.6. Высоковольтные схемы
- 10.7. Мостовой выпрямитель
- 10.8. Стабилизаторы напряжения
- 10.9. Прерыватели и преобразователи
- 10.10. Схемы с регулируемым напряжением
- 10.11. Схемы с тиристорами
- 10.12. Фазосдвигающая цепь
- 10.13. Схема с игнитроном
- 10.14. Двухполупериодная схема с игнитронами

Глава 11. Цепи преобразования формы сигналов

- 11.1. Интегрирующая цепь
- 11.2. Дифференцирующая цепь
- 11.3. Интегрирующе-дифференцирующая цепь
- 11.4. Последовательный диодный ограничитель
- 11.5. Параллельный диодный ограничитель
- 11.6. Двусторонний ограничитель
- 11.7. Выравнивание амплитуд
- 11.8. Схемы фиксации уровня
- 11.9. Формирование пилообразных сигналов
- 11.10. Преобразование пилообразного напряжения в пилообразный ток

Глава 12. Реактансные схемы

- 12.1. Основная схема с управляемым реактивным сопротивлением
- 12.2. Реактансная схема *RC-типа*
- 12.3. Реактансная схема *RL-типа*
- 12.4. Схема подстройки с двумя варакторами
- 12.5. Схема с одним варактором

Глава 13. Специальные устройства и системы

- 13.1. Делитель частоты на блокинг-генераторе
- 13.2. Делитель частоты накопительного типа
- 13.3. Удвоитель частоты
- 13.4. Одностабильный мультивибратор
- 13.5. Триггер Шмитта
- 13.6. Селектор синхроимпульсов
- 13.7. Индикатор настройки.....
- 13.8. Система переключения рода работы магнитофона

- 13.9. Схема гашения
- 13.10. Система переключения АМ- и ЧМ-сигналов в стереоприемнике
- 13.11. Системы управления
- 13.12. Сельсины
- 13.13. Дифференциальные сельсины
- 13.14. Электромашинный усилитель — амплидин
- 13.15. Схемы с фотоэлементами
- 13.16. Основные измерительные схемы

Глава 14. Интегральные схемы

- 14.1. Особенности интегральных схем
- 14.2. Применение интегральных схем в модулях
- 14.3. Многоэмиттерные транзисторы в схемах ТТЛ-типа
- 14.4. Интегральные схемы с дополняющими МОП-транзисторами
- 14.5. Логические схемы инжекционного типа
- 14.6. Схема вентиля ИЛИ-НЕ инжекционного типа
- 14.7. Схема фиксации с диодами Шоттки

Глава 15. Функциональные схемы передающих и приемных устройств

- 15.1. Передатчик АМ-сигналов
- 15.2. Одноканальный передатчик с ЧМ
- 15.3. Многоканальный передатчик с ЧМ
- 15.4. Телевизионный передатчик
- 15.5. Приемник АМ-сигналов
- 15.6. Одноканальный приемник ЧМ-сигналов
- 15.7. Многоканальный приемник ЧМ-сигналов
- 15.8. Телевизионный приемник

ББК 32.852

М98

УДК 621.37

Мэнгл М.

М98 200 избранных схем электроники: Пер. с англ. 2-е изд., стереотип., — М.: Мир, 1985. — с. 350, ил.

В книге американского автора рассматриваются принципы построения широкого набора схем, в том числе усилителей звуковых частот, видеоусилителей, избирательных и резонансных схем генераторов, модуляторов и демодуляторов, источников питания. Описывается также структура более сложных узлов: передающей аппаратуры радио и телевидения, радиоприемных устройств с АМ и Ф.М., телевизионных приемников, главным образом цветного изображения. Прилагается достаточно полный словарь современных терминов по радиоэлектронике.

Для широких кругов читателей, имеющих дело с импульсной техникой, техникой связи, автоматикой и телемеханикой.

2401000000-510

М-----инф. письмо

041 (01) -85

ББК 32.852

6Ф0.32

Редакция литературы по информатике и электронике

© 1978 Prentice-Hall, Inc.

© перевод на русский язык, «Мир», 1985, 1980

Мэтью Мэнгл

200 ИЗБРАННЫХ СХЕМ ЭЛЕКТРОНИКИ

Старший научный редактор Л. П. Якименко

Младший научный редактор Е. П. Орлова

Художник Т. С. Андреева

Художественный редактор Н. М. Иванов

Технический редактор И. М. Кренделева

Корректоры Л. В. Байкова, Г. С. Заерко, Н. Н. Яковлева

ИБ № 5923

Сдано в набор 16.05.85. Подписано к печати 29.10.85. Формат 60X90 1/16. Бумага типографская N 1. Гарнитура латинская. Печать высокая. Объем 11,00 бум. л. Усл. печ. л. 22,00. Уч.-изд. л. 21 93 Усл. кр.-отг. 22,00. Изд. № 6/4453. Тираж 30000 экз. Зак. 1137. Цена 1 р. 90 к.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «МИР» Москва, 1-й Рижский пер., 2. Московская типография № 11 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, 113105, Нагатинская ул., д. 1.

OCR Pirat