

$$I_{\text{я пуск}} = \frac{U_{\text{н}}}{r_{\text{д}} + r_{\text{я}}} = \frac{110}{0,04 + r_{\text{я}}} = 1,5I_{\text{ян}} = 1,5 \cdot 263 = 394 \text{ А}; \quad (8.52)$$

$$r_{\text{п}} = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{я пуск}}} - r_{\text{я}} = \frac{110}{394} - 0,04 = 0,24 \text{ Ом}. \quad (8.53)$$

Потери мощности в обмотке якоря при номинальной нагрузке:

$$\Delta P_{\text{ян}} = I_{\text{ян}}^2 \cdot r_{\text{я}} = 263^2 \cdot 0,04 = 2770 \text{ Вт}; \quad (8.54)$$

Потери мощности в обмотке возбуждения при номинальной нагрузке: $\Delta P_{\text{вн}} = I_{\text{вн}}^2 \cdot r_{\text{в}} = 4^2 \cdot 27,5 = 440 \text{ Вт}; \quad (8.55)$

Общие потери в двигателе при номинальной нагрузке:

$$\sum \Delta P = P_{\text{эн}} - P_{\text{н}} = 29400 - 25000 = 4400 \text{ Вт}; \quad (8.56)$$

Магнитные и механические потери:

$$\Delta P_{\text{м}} + \Delta P_{\text{мех}} = \sum \Delta P - \Delta P_{\text{ян}} - \Delta P_{\text{вн}} = 4400 - 2770 - 440 = 1190 \text{ Вт}; \quad (8.57)$$

Момент на валу при номинальной нагрузке:

$$M_{\text{н}} = \frac{P_{\text{н}} \cdot 9550}{n_{\text{н}}} = \frac{25 \cdot 9550}{1000} = 240 \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (8.58)$$

9. Основы электроники

9.1. Общие сведения о полупроводниковых элементах

Электроника – область науки и техники, изучающая физические явления в полупроводниковых, электровакуумных приборах и их применение.

В настоящее время в электронных приборах широко используются полупроводниковые элементы, обладающие высокой надежностью в работе, экономичные в потреблении энергии, имеющие малую массу, высокий КПД и большой срок службы. Работа полупроводниковых элементов основана на использовании электрических свойств материалов, называемых полупроводниками. По электропроводности полупроводники занимают промежуточное положение между металлами и диэлектриками. Удельное сопротивление полупроводников при комнатной температуре находится в пределах ($10^{-3} \div 10^{10}$) Ом·см.

Для изготовления полупроводниковых приборов используют элементы IV группы периодической системы Менделеева кремний, германий, а также селен, арсенид галлия и др. При температуре абсолютного нуля эти материалы являются диэлектриками. Между атомами вещества существуют ковалентные связи. Свободных электронов нет. **При повышении температуры или другой определенной энергии электроны вырываются из связи кристаллической решетки и становятся свободными, а освободившееся место в решетке приобретает положительный заряд, равный заряду электрона. Это вакантное для электрона место получило название “дырки”.** Наряду с генерацией носителей заряда, при их хаотическом движении, происходит процесс рекомбинации - воссоединение пары носителей заряда при встрече свободного электрона с дыркой. Устанавливается динамическое равновесие между количеством возникших и исчезающих пар и при неизменной температуре общее количество свободных носителей заряда остается постоянным. Если приложить внешнее электрическое поле, движение свободных носителей упорядочивается. **Электроны и дырки движутся во взаимно противоположных направлениях вдоль силовой линии поля.**

Электропроводность чистого полупроводника называется собственной. При обычных температурах количество свободных носителей невелико, ($10^{16} \div 10^{18}$) в 1 см^3 вещества. Такой полупроводник по своим свойствам приближается к диэлектрикам.

Электрические свойства полупроводников существенно изменяются при введении в них определенных примесей из элементов III и V групп периодической системы Менделеева. Введение в кремний в качестве примесей атомов мышьяка (элемент V группы) создает избыток свободных электронов за счет пятого валентного электрона на внешней оболочке атомов примеси. Удельное сопротивление такого полупроводника значительно уменьшается и в нем будет преобладать электронная проводимость, а сам полупроводник называют **полупроводник “n”-типа**. Носители заряда, концентрация которых выше, называют основными (в данном случае электроны), а с меньшей концентрацией (дырки) – неосновными.

Введение атомов примеси III группы, например, индия, создает дырочную электропроводность, в результате чего образуется **полупроводник типа «р»**. Здесь дырки – основные носители заряда, а электроны – неосновные.

В одном кристалле можно получить зоны различной проводимости. Область их соприкосновения называется **электронно-дырочным переходом** или **p-n-переходом**. На основе полупроводников различной проводимости создают **полупроводниковые диоды, транзисторы, тиристоры, резисторы, варисторы** (их сопротивление зависит от приложенного к ним напряжения), **термисторы** (сопротивление зависит от температуры), **фоторезисторы** (их параметры зависят от освещенности), **тензорезисторы** (параметры зависят от деформации этих элементов), **магниторезисторы** – величина сопротивления которых зависит от магнитного поля, в среде которых находится этот элемент.

На границе раздела полупроводников различной проводимости происходит рекомбинация электронов и дырок, т. е. свободные электроны из зоны полупроводника n-типа занимают свободные уровни в валентной зоне полупроводника p-типа. В результате, на границе двух полупроводников образуется слой, лишенный подвижных носителей заряда, и потому он обладает высоким электрическим сопротивлением, при этом, полупроводник “n”-типа приобретает положительный заряд, а полупроводник “p”-типа – отрицательный.

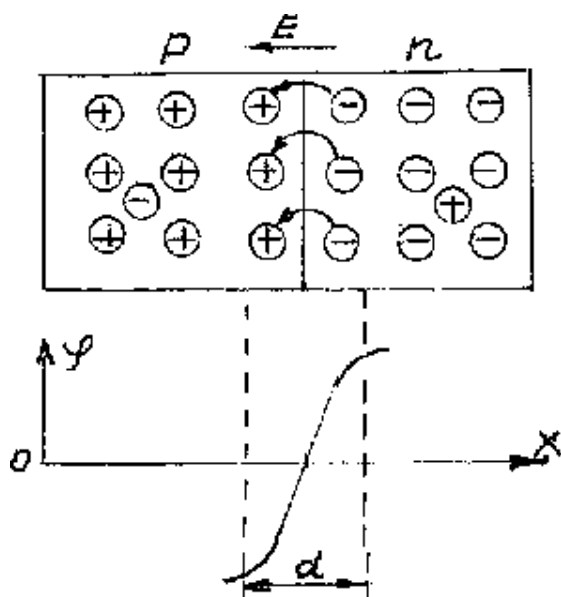


Рис.9.1

Таким образом, на p-n-переходе создается потенциальный барьер, препятствующий прохождению через него основных носителей, рис. 9.1(а,б), где d – ширина p-n-перехода.

Если подключить внешний источник плюсом к “p”-слою, минусом к “n”, то на p-n-переходе будет действовать электрическое поле за счет напряжения внешнего источника

$$E_{\text{вн}} = \frac{U_{\text{вн}}}{d},$$

которое скомпенсирует внутреннее электрическое поле

и в цепи пойдет прямой ток. При подключении внешнего источника противоположной полярности, основные носители будут притянуты к внешнему источнику питания и при этом зона границы раздела «d» расширится. Напряженность на p-n-переходе от внешнего источника будет действовать в одном направлении с внутренним полем. В результате, по-

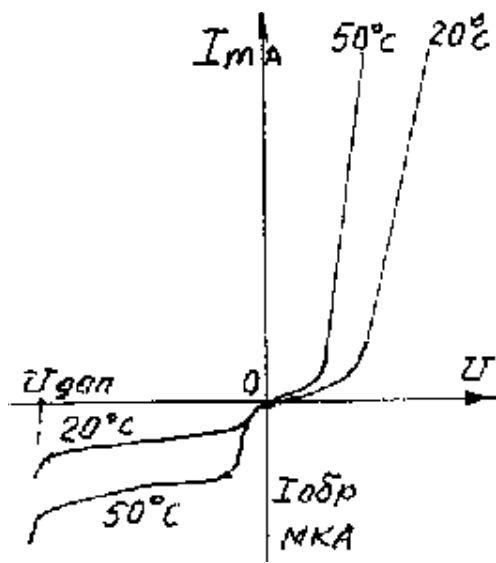


Рис.9.2

тенциальный барьер на р-п-переходе возрастет, полное сопротивление цепи будет очень большим, ток в цепи будет близким к нулю.

Величина тока будет определяться только неосновными носителями полупроводникового элемента. Это свойство односторонней проводимости диода используется в электронике для выпрямления переменного тока в постоянный, для формирования импульсов, в диодных матрицах дешифраторов, в ограничителях сигналов и т. д.

На рис. 9.2 приведены **вольт-амперные характеристики диода**

(ВАХ) при двух различных температурах: $t^{\circ}\text{C} = 20^{\circ}$ и $t^{\circ}\text{C} = 50^{\circ}$. Следует обратить внимание, что обратный ток диода во много раз меньше прямого тока. Потому, для маломощных диодов он исчисляется в микроамперах.

Характерными параметрами при выборе диодов являются: допустимый прямой ток и допустимое обратное напряжение ($U_{\text{д}}$), превышение которых приводит к тепловому пробое р-п-перехода и выходу диода из строя. В зависимости от технологии изготовления диоды подразделяются на плоскостные и точечные. В точечных диодах используются пластинки из германия или кремния с проводимостью n-типа, толщиной $(0,1 \div 0,6)$ мм, площадью $(0,5 \div 1,5 \text{ мм}^2)$. В пластинку вплавляется заостренная игла из металла или сплава с содержанием необходимых примесей. В процессе вплавления иглы, в кристалле и области контакта с иглой образуется слой р-типа. Такие диоды используют для выпрямления токов высокой частоты.

В плоскостных полупроводниковых диодах р-п-переходы образуются двумя полупроводниками с различной проводимостью. Площадь перехода лежит в пределах от сотых долей микрометра до нескольких квадратных сантиметров (силовые диоды). Благодаря большой площади переходов прямой ток составляет от единиц до тысяч ампер. Для обеспечения работоспособности германиевого диода его температура не должна превышать $(+85^{\circ}\text{C})$, Для снижения температуры диодов их размещают на радиаторах или делается обдув вентилятором.

Разновидностью диодов являются **стабилитроны** или опорные диоды. Они широко используются для стабилизации напряжений. Рабо-

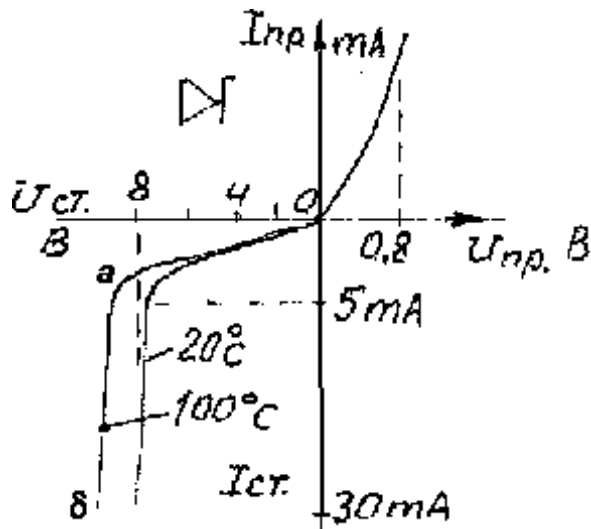


Рис.9.3

а, следовательно, от приложенного обратного напряжения. В качестве материала для их изготовления используется кремний. Зависимость емкости варикапа от обратного напряжения и его условное обозначение

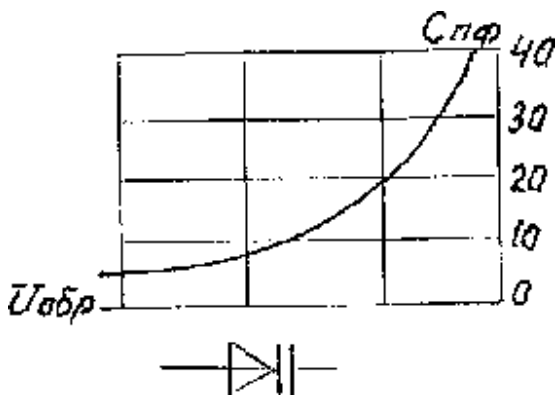


Рис.9.4

чим участком вольт-амперной характеристики стабилитрона является участок «аб» обратной ветви, соответствующий области обратного пробоя р-п-перехода. ВАХ стабилитрона и его условное графическое обозначение показаны на рис. 9.3.

Варикапы – это полупроводниковые диоды, используемые в качестве емкостного элемента, управляемого электрическим напряжением. Емкость р-п-перехода, включенного в обратном направлении, зависит от ширины перехода, показаны на рис. 9.4.

Для большинства выпускаемых варикапов $C=(10\div 500)$ пФ, коэффициент перекрытия емкости

$$K_c = \frac{C_{\text{макс}}}{C_{\text{мин}}}$$

Варикапы применяют в системах дистанционного управления и автоматической подстройки частоты.

9.2. Выпрямительные устройства

Выпрямительные устройства предназначены для преобразования переменного тока в постоянный. В общем случае выпрямительные устройства состоят из узлов, представленных на рис. 9.5.

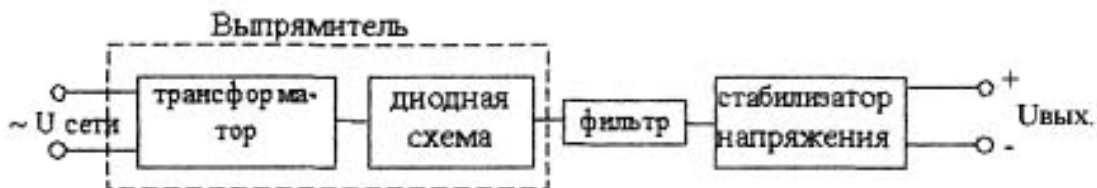


Рис.9.5

Трансформатор преобразует переменное напряжение сети до требуемого уровня.

Диодная схема преобразует переменное напряжение в импульсное.

Фильтр – уменьшает пульсации выпрямленного напряжения.

Стабилизатор – обеспечивает постоянство выпрямленного напряжения или тока нагрузки.

Выпрямительные устройства до 100 Вт называют маломощными; в интервале (100÷500) Вт – средней мощности; более 500 Вт – мощными (обычно это трехфазные выпрямители).

Кроме того, выпрямители могут быть неуправляемые, рассчитанные на неизменное постоянное напряжение и управляемые, в которых есть возможность изменять выходное выпрямленное напряжение.

9.3. Однополупериодный выпрямитель

Схема выпрямителя и временные пояснительные диаграммы представлены на рис. 9.6(а,б).

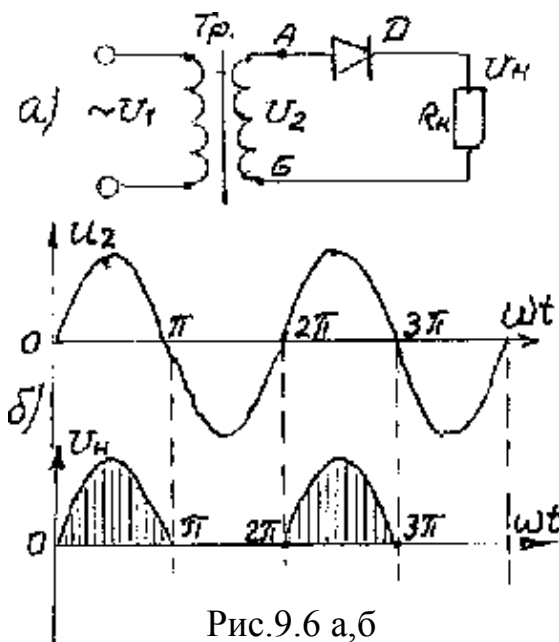


Рис.9.6 а,б

При подключении трансформатора в электрическую сеть на вторичной обмотке получим напряжение u_2 .

Предположим, что в течение первого полупериода в точке «А» вторичной обмотки трансформатора действует положительный потенциал по отношению к точке Б. При этом, выпрямленный ток пойдет по цепи: точка А, диод Д, R_n , к точке Б. В течение второго полупериода на аноде диода будет действовать отрицательный полупериод по отношению к точке Б.

При этом диод будет закрыт и напряжение на нагрузке будет равно нулю. Полученная форма выпрямленного напряжения на нагрузке (рис. 9.6,(б)) представляет собой периодическую последовательность импульсов. С точки зрения математики она может быть разложена в ряд Фурье:

$$U(t) = U_0 + \sum_{k=1}^n S_k \sin k\omega t + \sum_{k=1}^n C_k \cos k\omega t \quad (9.1)$$

Так как представленная функция является нечетной, ее можно представить в виде постоянной составляющей и суммы синусоидальных составляющих:

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) d\omega t, \quad (9.2)$$

где $f(t) = U_{2m} \sin \omega t$ *. Тогда $U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t$. Так как функция существует в интервале от 0 до π , то:

$$U_0 = \frac{U_{2m}}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin \omega t d\omega t = \frac{U_{2m}}{\pi}. \quad (9.3)$$

Коэффициент при первой гармонической составляющей

$$\begin{aligned} S_1 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin \omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t \cdot \sin \omega t d\omega t = \\ &= \frac{U_{2m}}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^2 \omega t d\omega t = \frac{U_{2m}}{\pi}. \end{aligned} \quad (9.4)$$

Упрощенный ряд имеет вид: $U(t) = \frac{U_{2m}}{\pi} + \frac{U_{2m}}{2} \sin \omega t + \dots$

Из разложения следует, что: $U_0 = \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}U_2}{3,14} = 0,45U_2$. (9.5)

Среднее значение тока через нагрузку: $I_{\text{н.ср.}} = \frac{U_0}{R_{\text{н}}} = 0,45 \frac{U_2}{R_{\text{н}}}$ (9.6)

- является прямым током диода.

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора: $I_2 = \frac{U_2}{R_{\text{н}}} = \frac{\pi U_0}{\sqrt{2}R_{\text{н}}} = 2,2 I_{\text{н.ср.}}$ (9.7)

Коэффициент пульсации выпрямленного напряжения p - есть отношение амплитуды основной гармоники (первой) к постоянной составляющей ряда U_0 :

$$p = \frac{S_1}{U_0} = \frac{U_{2m}\pi}{2U_{2m}} = \frac{\pi}{2} = 1,57 \text{ или } (p_{\%} = 157\%). \quad (9.8)$$

* U_{2m} — амплитудное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора

Частота следования импульсов выпрямленного тока $f_{и}$ равна частоте сети $f_{с}$.

Выводы: Однополупериодный выпрямитель является самым простым из выпрямителей.

Недостатки: 1. Большой коэффициент пульсации равный 157% (для работы усилительных устройств требуется постоянное напряжение с коэффициентом пульсации менее одного процента).

2. Мала постоянная составляющая выпрямленного напряжения и тока.

3. Так как ток из сети потребляется в течение одного полупериода, происходит подмагничивание сердечника трансформатора. В результате, уменьшается магнитная проницаемость сердечника и снижается индуктивность обмоток, что приводит к росту тока холостого хода, а, следовательно, к снижению КПД выпрямителя. Такие выпрямители обычно применяют на малых токах нагрузки, например, для питания электронно-лучевых трубок. При выборе диода для выпрямителя руководствуются условием, чтобы допустимый ток диода был больше среднего значения

прямого тока и $U_{обр.доп.}$ диода должно быть больше $U_{2m} = \sqrt{2}U_2$ (примерно на 30%). Чтобы не было пробоя при действии обратного напряжения, иногда включают последовательно по два или более однотипных диодов.

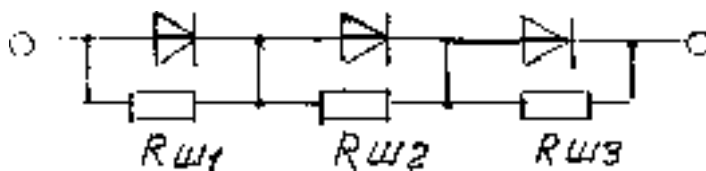


Рис.9.7

Обратное напряжение при этом будет распределяться пропорционально обратному сопротивлению диодов $R_{обр}$. Поскольку существует большой разброс величин $R_{обр}$ у диодов, их шунтируют резисторами. Обычно $R^{\circ} (0,1 \div 0,2) R_{обр}$ (рис. 9.7).

В настоящее время промышленность выпускает полупроводниковые диодные столбы, например, КЦ 106, КЦ 201, представляющие собой последовательное соединение диодов, помещенных в общий корпус. Такие столбы выдерживают напряжения $U_{обр.макс}$ более 15 кВ.

9.4. Двухполупериодные выпрямители

В них устранены недостатки, свойственные однополупериодным выпрямителям. Они бывают двух типов: мостовые и с выводом средней точки во вторичной обмотке трансформатора.

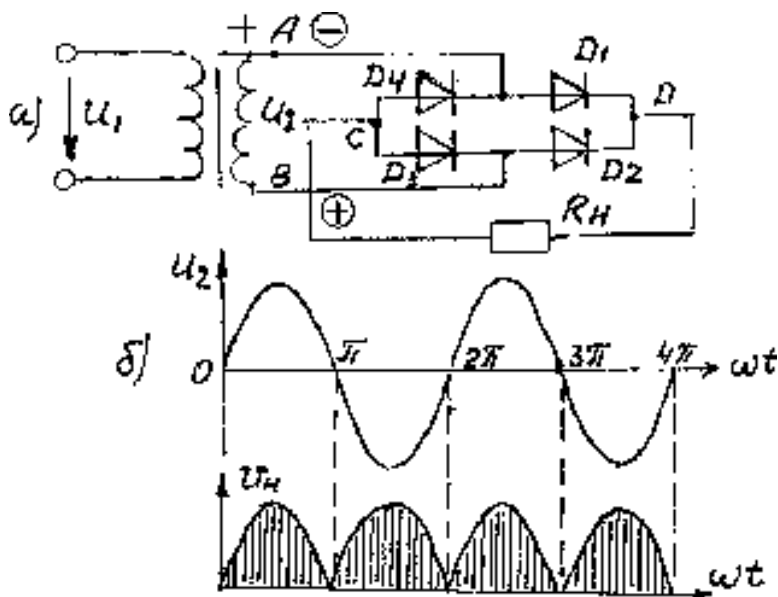


Рис.9.8 (а,б)

Наибольшее распространение получил двухполупериодный мостовой выпрямитель (рис. 9.8,(а, б)). Он состоит из трансформатора, четырех диодов, подключенных ко вторичной обмотке трансформатора по мостовой схеме. К одной диагонали моста АВ подключена вторичная обмотка, а ко второй – нагрузка R_n .

Принцип действия поясняется временными диаграммами.

При положительной полуволне переменного напряжения в точке А и отрицательной - в точке В выпрямленный ток пойдет по цепи: точка А, диод D_1 , R_n , точка С, диод D_3 , к точке В (к минусу), при этом диоды D_4 , D_2 будут закрыты. В следующий полупериод переменного напряжения на вторичной обмотке в точке А будет минус, а в точке В – плюс. Выпрямленный ток пойдет по цепи; от точки В, диод D_2 , R_n , диод D_4 к точке А. В этот интервал времени диоды D_3 , D_1 закрыты. Таким образом, в течение обоих полупериодов через нагрузку идет ток в одном направлении. Выпрямленное напряжение представляет собой четную функцию и может быть описана рядом Фурье, состоящим только из косинусоидальных составляющих:

$$U(f) = U_0 + \sum_{k=1}^n C_k \cos k\omega t, \quad (9.9)$$

где

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) d\omega t = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{3,14} = 0,9U_2. \quad (9.10)$$

Действующее значение напряжения вторичной обмотки:

$$U_2 = \frac{U_0}{0,9} = 1,1U_0. \quad (9.11)$$

Коэффициент при первой гармонической косинусоидальной составляющей:

$$C_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos \omega t d\omega t = \frac{U_{2m}}{\pi} \int_0^{\pi} \sin \omega t \cdot \cos \omega t d\omega t =$$

$$= \frac{U_{2m}}{\pi} \int_0^{\pi} \sin 2\omega t d\omega t = 0. \quad (9.12)$$

Коэффициент при второй гармонической косинусоидальной составляющей: $C_2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos 2\omega t d\omega t = \frac{2U_{2m}}{\pi} \int_0^{\pi} \sin \omega t \cdot \cos 2\omega t d\omega t$. (9.13)

Решение интеграла можно выполнить следующим образом.

Обозначим $\omega t = \frac{\alpha - \beta}{2}$; $2\omega = \frac{\alpha + \beta}{2}$, и, решая совместно эти уравнения, получим:

$$\begin{array}{r} \alpha + \beta = 4\omega t \\ + \alpha - \beta = 2\omega t \\ \hline 2\alpha = 6\omega t \end{array}, \text{ откуда } \alpha = 3\omega t. \text{ Далее, } \begin{array}{r} \alpha + \beta = 4\omega t \\ - \alpha - \beta = 2\omega t \\ \hline 2\beta = 2\omega t \end{array}; \beta = \omega t.$$

Таким образом, от $(\sin \omega t \cdot \cos 2\omega t)$ перейдем к разности синусов двух углов:

$$C_2 = \frac{U_{2m}}{\pi} \left[\int_0^{\pi} \sin \omega t d\omega t - \int_0^{\pi} \sin 3\omega t d\omega t \right] = -\frac{4}{3} \frac{U_{2m}}{\pi}. \quad (9.14)$$

Подставляя значения коэффициентов, получим ряд в виде:

$$u(f) = \frac{2U_{2m}}{\pi} - \frac{4}{3} \frac{U_{2m}}{\pi} \cos 2\omega t + \dots \quad (9.15)$$

Из уравнения (9.15) следует, что коэффициент пульсации:

$$P = \frac{C_2}{U_0} = \left| \frac{\frac{4}{3\pi} U_{2m}}{\frac{2U_{2m}}{\pi}} \right| = 0,67, \text{ что составит } 67\%. \quad (9.16)$$

Частота следования импульсов выпрямленного тока $f_{и}$ (применительно к электрической сети $f_c = 50$ Гц, $f_{и} = 100$ имп/с).

$$f_{и} = 2f_c \quad (9.17)$$

Среднее значение тока через нагрузку: $I_{cp} = \frac{0,9U_2}{R_{н}}$, а средний

ток каждого диода составляет: $I_d \approx 0,5I_{cp}$. (9.18)

Максимальный ток во вторичной обмотке: $I_{2m} = \frac{U_{2m}}{R_H}$. (9.19)

Действующее значение тока вторичной обмотки:

$$I_2 = 1,11(U_0/R_H), \quad (9.20)$$

а максимальное обратное напряжение на диодах:

$$U_{обр.макс} = U_{2m} = \sqrt{2}U_2 = 1,57U_0. \quad (9.21)$$

Максимальный ток диода: $I_{дмакс} = \frac{U_{2m}}{R_H} \approx 1,57 \frac{U_0}{R_H}$. (9.22)

Как следует из анализа, при одинаковых значениях параметров трансформаторов и сопротивлений R_H , мостовой выпрямитель по сравнению с однополупериодным имеет ряд преимуществ: среднее значение выпрямленного напряжения в 2 раза больше, пульсации значительно меньше, частота следования импульсов выпрямленного тока в два раза выше. Обратное напряжение на одном диоде: $U_{2m} = \sqrt{2}U_2$. (9.23)

Для реализации мостовой схемы требуется 4 диода, что является ее недостатком. В настоящее время промышленность выпускает выпрямительные блоки, в которых диоды соединены по мостовой схеме. В этих блоках могут быть один (КЦ-402) или два электрически не соединенных моста (КЦ-403).

Двухполупериодный выпрямитель с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора.

Схему можно рассматривать как сочетание двух однополупериодных выпрямителей, включенных на один и тот же нагрузочный резистор R_H (рис. 9.9).

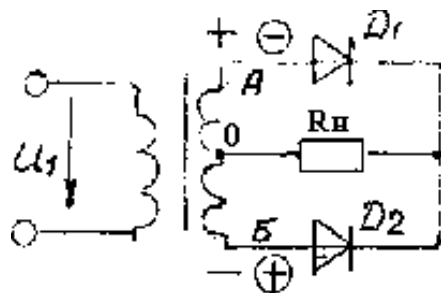


Рис.9.9

Принцип действия. Когда потенциал точки А выше потенциала средней точки «О», ток проходит по цепи: точка А, диод D_1 , R_H , к средней точке. В это время диод D_2 - закрыт т. к. потенциал точки Б ниже потенциала точки «О». В следующий полупериод потенциал точки Б будет выше потенциала точки А и ток пойдет по цепи: точка

Б, диод D_2 , R_H , к средней точке. Форма напряжения на нагрузке будет аналогична мостовой схеме. В этой схеме, подобно однополупериодной,

$U_{обр.макс} = \pi \cdot U_0 = 3,14U_0$, остальные параметры - как в мостовой схеме. Кроме того, в этой схеме вторичная обмотка имеет вдвое большее число витков и требуется вывод от средней точки.

9.5. Трехфазный выпрямитель

Работу выпрямителя удобно анализировать с помощью временных диаграмм (рис. 9.10,б).

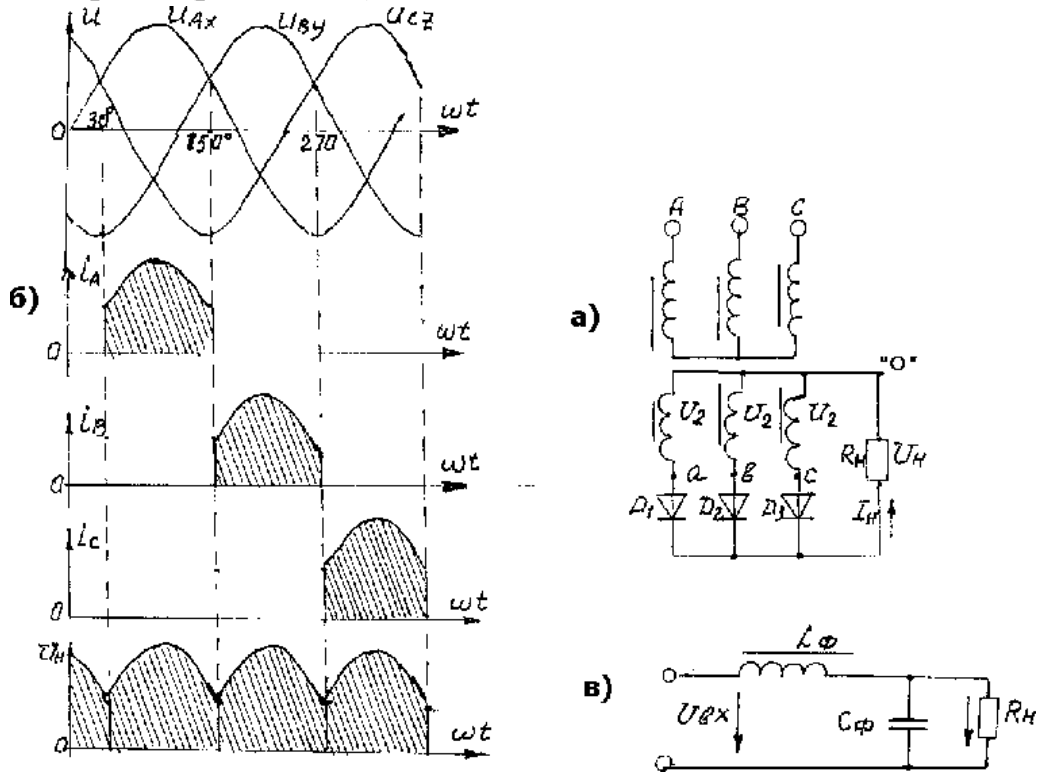


Рис.9.10

Из рис. 9.10 видно, что диоды выпрямителя работают поочередно, например, в промежутках от 30° до 150° изменения фазы напряжения, ток пойдет по цепи: точка «а» диод D_1 , R_n , к «О», при этом два других диода D_2 , D_3 закрыты. В интервале $150^\circ \div 270^\circ$, наибольшее напряжение будет на фазе «в-о». При этом ток пойдет по цепи: точка «в», диод D_2 , R_n , «О». Два других диода – D_1 , D_3 , будут закрыты, так как на их катодах будет действовать более высокий положительный потенциал по отношению к их анодам, и т. д.

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения в этой схеме:

$$\begin{aligned}
 U_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_{30^\circ}^{150^\circ} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{3U_m}{2\pi} \left| -\cos \omega t \right|_{30^\circ}^{150^\circ} = \\
 &= \frac{3\sqrt{2}U_2}{2 \cdot 3,14} \left| \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right| = 1,17U_2.
 \end{aligned} \quad (9.24)$$

Частота пульсации выпрямленного напряжения будет в три раза больше частоты сети (например, 150 Гц при частоте сети $f_c=50$ Гц). Коэффициент пульсаций $K_{\pi}=0,25$.

9.6. Сглаживающие фильтры

Сглаживающие фильтры – это устройства, предназначенные для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения. В зависимости от назначения электронного блока коэффициент пульсаций напряжения питания не должен превышать определенных величин. Например, для усилительных каскадов $K_{\pi\%}$ не должен превышать $(10^{-2} \div 10^{-4})$, для автогенераторов - $(10^{-3} \div 10^{-4})\%$.

Основными элементами сглаживающих фильтров являются конденсаторы, индуктивные катушки, резисторы, транзисторы. Для постоянного тока сопротивление конденсатора стремится к бесконечности, а сопротивление катушки индуктивности очень мало и определяется ее активным сопротивлением. Для количественной оценки действия фильтра вводится коэффициент фильтрации:

$$\Phi = K_{\pi} / K_{\pi\phi}, \quad (9.25)$$

где K_{π} - коэффициент пульсации выпрямителя без фильтра; $K_{\pi\phi}$ - коэффициент пульсации после фильтра.

Например, для емкостного фильтра: $K_{\pi} = 1 / (2f_{\pi} \cdot C_{\phi} \cdot R_{\pi})$. (9.26)

На практике широко применяется схема Г-образного индуктивно-емкостного фильтра (рис. 9.10,в).

Для этой схемы коэффициент фильтрации:

$$\begin{aligned} \Phi &= \frac{\sim U_{\text{вх}}}{\sim U_{\text{вых}}} = \frac{I(x_L - x_c)}{I \cdot x_c} = \frac{\omega L_{\phi} - 1/(\omega C_{\phi})}{1/(\omega C_{\phi})} = \frac{(\omega^2 L_{\phi} C_{\phi} - 1)/(\omega C_{\phi})}{1/(\omega C_{\phi})} = \\ &= \omega^2 L_{\phi} C_{\phi} - 1 \approx \omega^2 L_{\phi} C_{\phi}, \end{aligned} \quad (9.27)$$

где ω - частота пульсаций выпрямленного тока.

Применяют также множество других схем фильтров.

9.7. Полупроводниковые элементы

Транзисторы. Наибольшее применение имеет **биполярный транзистор** – это полупроводниковый прибор, состоящий из трех областей с чередующимися типами проводимости, р-п-р или п-р-п (рис. 9.11(а, б)).

(В кружках показаны неосновные носители, без кружков – основные носители).

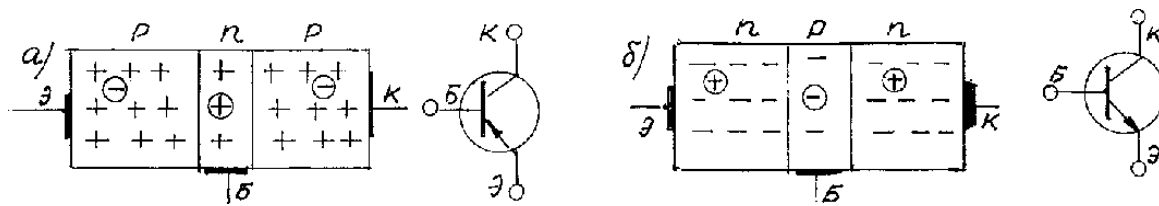


Рис.9.11

Электрод, называемый **эмиттером** (Э) имеет высокую степень концентрации примесей. Он главным образом создает ток транзистора. Другой слой, называемый **коллектором** (К), имеет меньшую концентрацию примесей и служит для приема носителей заряда, поступающих из эмиттера. Между эмиттером и коллектором находится **база** (Б) – тонкий слой полупроводника, обедненного носителями зарядов. Электронно-дырочный p-n-переход между эмиттером и базой называют эмиттерным, а между коллектором и базой – коллекторным. На рис. 9.11(а, б) также показаны условные обозначения транзисторов p-n-p и n-p-n.

Рассмотрим принцип действия транзистора типа n-p-n, включенного по схеме с общей базой (база является общим выводом транзистора, соединенная с входным и выходным контурами (рис. 9.12).

В этой схеме между коллектором и базой приложено относительно высокое обратное напряжение E_k .

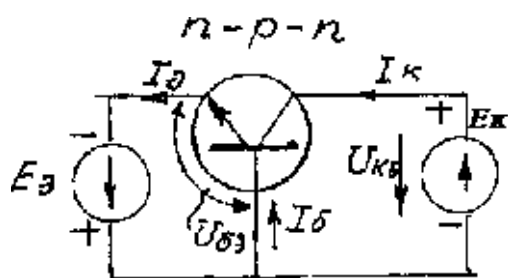


Рис.9.12

При отсутствии эмиттерного тока $I_э$ во входной цепи идет небольшой ток $I_{к0}$, обусловленный неосновными носителями (для транзисторов n-p-n, это движение дырок из коллектора в базу и электронов из базы в коллектор).

Ток $I_{к0}$ зависит в основном от температуры и с ее повышением - возрастает. Для маломощных транзисторов $I_{к0}$ находится в пределах (10÷100) мкА у германиевых и (0,1÷10) мкА - у кремниевых транзисторов.

При подаче на переход база-эмиттер прямого напряжения $U_{эб}$ от источника питания, возникает эмиттерный ток $I_э$.

Основные носители заряда – электроны преодолевают переход и попадают в базу. База выполнена из обедненного носителями заряда p-полупроводника и для нее электроны являются неосновными носителями заряда. Попавшие в область базы электроны частично рекомбиниру-

ют с дырками, создавая ток базы $I_{\text{б}}$. Большинство же электронов попадают в ускоряющее поле коллекторного перехода, образуя ток коллектора $I_{\text{к}}$.

Связь между приращениями эмиттерного и коллекторного токов характеризуется коэффициентом передачи тока α :

$$\alpha = \left. \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta I_{\text{э}}} \right|, \quad (9.28)$$

при $U_{\text{кб}} = \text{const}$, где $\Delta I_{\text{к}}$, $\Delta I_{\text{э}}$ – соответственно, изменение тока коллектора и тока эмиттера.

Для современных биполярных транзисторов: $\alpha = 0,9 \div 0,995$.

При $I_{\text{э}} \neq 0$ коллекторный ток: $I_{\text{к}} = I_{\text{к0}} + \alpha I_{\text{э}}$. (9.29)

Таким образом, входным (управляющим) током является эмиттерный ток, а выходным – коллекторный.

Схема с ОБ дает усиление по напряжению, а усиление по току α - меньше единицы.

Транзисторы типа р-п-р работают аналогично, только полярности источников питания меняются на противоположные. В зависимости от того, какой электрод транзистора используется в качестве общего вывода для входной и выходной цепей, различают три схемы включения транзистора: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). Рассмотренная схема с ОБ, на практике используется редко. Наиболее распространенной является схема с общим эмиттером.

На рис. 9.13(а, б) представлена схема с ОЭ и ее упрощенная эквивалентная схема замещения (б). Для анализа и расчетов схем часто используют вольт-амперные характеристики транзисторов.

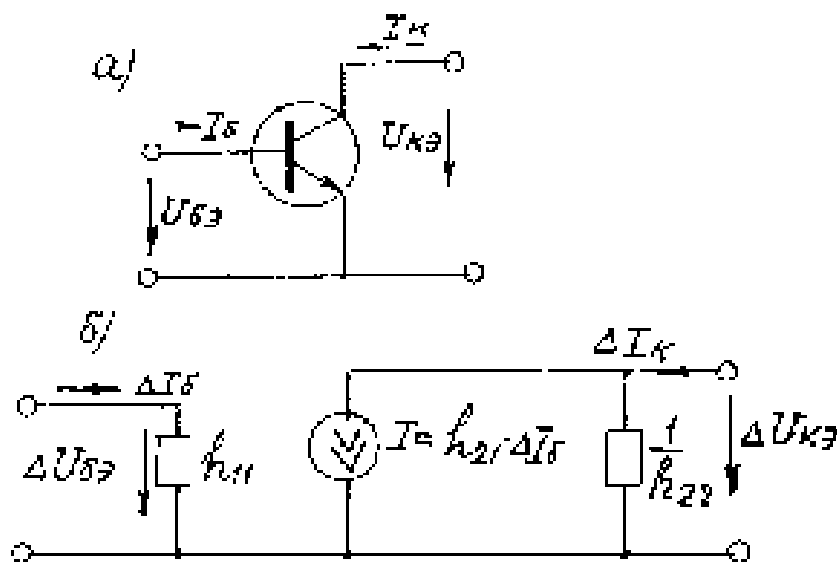


Рис.9.13

На рис. 9.14. а, б показаны входные $I_{\text{б}} = f_1(U_{\text{бэ}})$ и выходные характеристики $I_{\text{к}} = f(U_{\text{кэ}})$, при $I_{\text{б}} = \text{const}$ для маломощного транзистора, из которых находят основные параметры транзисторов.

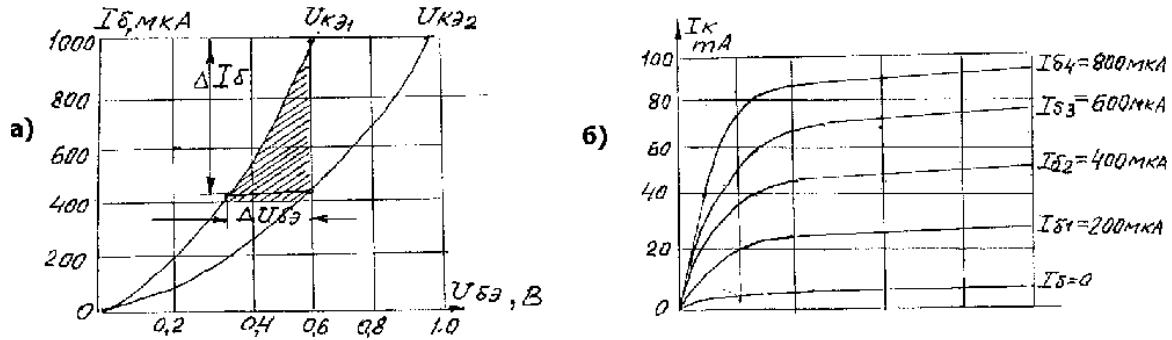


Рис. 9.14

При малых изменениях сигналов транзистор можно считать линейным активным четырехполюсником и его состояние описывается системой из двух линейных уравнений.

На рис. 9.13,б показана схема замещения транзистора включенного по схеме с ОЭ, из которой следует:

$$\Delta U_{\text{бэ}} = h_{11\text{э}} \cdot \Delta I_{\text{б}} + h_{12\text{э}} \cdot \Delta U_{\text{кэ}}, \quad (9.30)$$

$$\Delta I_{\text{к}} = h_{21\text{э}} \cdot \Delta I_{\text{б}} + h_{22\text{э}} \cdot \Delta U_{\text{кэ}}, \quad (9.31)$$

$$h_{11\text{э}} = \frac{\Delta U_{\text{бэ}}}{\Delta I_{\text{б}}}, \text{ при } U_{\text{кэ}} = \text{const}, \quad (9.32)$$

$$h_{12\text{э}} = \frac{\Delta U_{\text{бэ}}}{\Delta U_{\text{к}}}, \text{ при } I_{\text{б}} = \text{const}, \Delta U_{\text{кэ}} = U_{\text{кэ1}} - U_{\text{кэ2}}, \quad (9.33)$$

$$h_{21\text{э}} = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta I_{\text{б}}}, \text{ при } U_{\text{к}} = \text{const}, \Delta I_{\text{б}} = I_{\text{б3}} - I'_{\text{б3}}, \quad (9.34)$$

$$h_{22\text{э}} = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta U_{\text{к}}}, \text{ при } I_{\text{б}} = \text{const}, \quad (9.35)$$

где $h_{11\text{э}}$ - входное сопротивление транзистора; h_{12} - коэффициент внутренней обратной связи; $h_{21\text{э}}$ - коэффициент передачи по току или коэффициент усиления по току; $h_{22\text{э}}$ - выходная проводимость транзистора. ($h_{11\text{э}}$, $h_{12\text{э}}$ - определяются по входным характеристикам, $h_{21\text{э}}$, $h_{22\text{э}}$ - определяются по выходным характеристикам.)

Схема ОК – усиливает только ток и называется эмиттерным повторителем, поскольку сигнал на выходе находится в фазе с входным. Коэффициент усиления каскада ОК по напряжению меньше единицы. Схема ОК применяется для согласования между источником входного сигнала с большим сопротивлением и низкоомной нагрузкой.

Ключевой режим транзистора. В импульсных схемах транзистор часто работает в ключевом режиме и находится в одном из двух состояний: режим насыщения и отсечки. Состояние отсечки получают, когда на базу транзистора n-p-n-типа подается отрицательное или нулевое напряжение относительно эмиттера. При этом оба перехода закрыты и через транзистор проходит небольшой ток за счет неосновных носителей. Этим током можно пренебречь и считать, что транзистор эквивалентен разомкнутому ключу.

Состояние насыщения транзистора достигается при увеличении тока базы. При этом возрастает коллекторный ток, а напряжение $U_{кэ}$ уменьшается за счет падения напряжения на резисторе коллекторной нагрузки, примерно до значения 0,1 В. В этом режиме транзистор обладает очень малым сопротивлением между коллектором и эмиттером и представляет собой замкнутый ключ. Ключевой режим используется во многих схемах: **мультивибраторах, триггерах, логических схемах** и т. д.

Следует также отметить, что параметры транзистора зависят от температуры. С повышением температуры резко возрастает начальный ток коллектора $I_{к0}$, вследствие значительного увеличения количества неосновных носителей заряда в коллекторе и базе, при этом увеличивается коэффициент $h_{21э}$.

С повышением частоты усиливаемых сигналов начинает сказываться конечное время, за которое носители заряда проходят расстояние от эмиттера до коллектора транзистора. Частоту, на которой коэффициент усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, называют граничной.

Для предотвращения перегрева коллекторного p-n-перехода необходимо, чтобы его мощность не превышала некоторого максимального значения: $P_k = I_k \cdot U_{кэ} \leq P_{к\max}$. (9.36)

В транзисторах также существует ограничение по коллекторному току. Должно выполняться условие: $I_k \leq I_{к\max}$ и напряжение $U_{кэ} \leq U_{кэ\max}$. (9.37)

Между электродами в транзисторах существует емкость. Из емкостей p-n-переходов существенное значение имеет только емкость кол-

лекторного перехода $C_{кб}$. В табл. 9.1 приведен диапазон параметров отечественных биполярных транзисторов.

Таблица 9.1

Транзисторы	$U_{кэ макс},$ В	$P_{к макс},$ Вт	$I_{к макс},$ А	$F_{ср},$ МГц	$C_{кб},$ пФ	$h_{21э}$
Маломощные	10-80	0,01-0,3	0,01-0,4	1,0-8000	1-10	20-1000
Средней мощности	12-500	0,3-3,0	≤ 10	1,0-100	5-100	20-600
Большой мощности	20-1500	3,0-100	≤ 50	0,2-10	10-1000	20-200

Для повышения мощности рассеивания на коллекторе $P_{к макс}$ промышленность выпускает мощные транзисторные сборки, в которых транзисторы соединены между собой одноименными выводами. Транзисторные сборки могут включать несколько десятков мощных транзисторов и работать при токах до 500 А (в ключевом режиме). Для увеличения коэффициента усиления (h_{21}) транзисторы соединяют по специальной схеме (так называемая схема Дарлингтона), позволяющей повышать коэффициент усиления $h_{21э}$ до 300000 раз.

9.8. Полевые транзисторы [14]

Полевые транзисторы – это полупроводниковые приборы, ток в которых управляется электрическим полем. В них ток определяется только движением основных носителей заряда одного типа – электронов или дырок.

Носители заряда перемещаются по каналу от электрода, называемого **истоком** к электроду, называемому **стоком**. С помощью третьего электрода – **затвора** создается управляющее электрическое поле, позволяющее регулировать электрическую проводимость канала, а, следовательно, ток в канале. В зависимости от электропроводности исходного материала, транзисторы бывают с p-каналом и n-каналом.

По типу управления током канала полевые транзисторы подразделяются на два вида: с управляющим p-n-переходом и изолированным затвором.

Структура и схема включения полевого транзистора с n-каналом и управляющим p-n-переходом показаны на рис. 9.15 а-б.

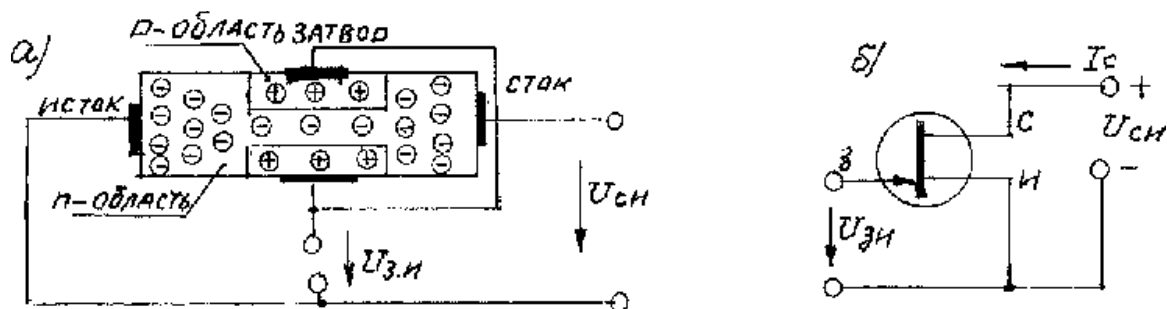


Рис.9.15

На рис. 9.15 а-б показана структура и схема включения полевого транзистора с затвором в виде р-п-перехода и каналом п-типа.

В транзисторе с п-каналом основными носителями заряда в канале являются электроны, которые движутся вдоль канала от истока с низким потенциалом к стоку с более высоким потенциалом, образуя ток стока I_c . Между затвором и истоком приложено обратное напряжение запирающее р-п-переход, образованный п-областью канала и р-областью затвора. Таким образом, в полевом транзисторе с п-каналом полярность напряжений: $U_{сн} > 0$; $U_{зн} \leq 0$.

В транзисторе с р-каналом основными носителями являются дырки, которые движутся в направлении снижения потенциала: $U_{сн} < 0$; $U_{зн} \geq 0$. На рис 9.16 а-б приведены, соответственно, вольт-амперные входные и выходные характеристики полевого транзистора.

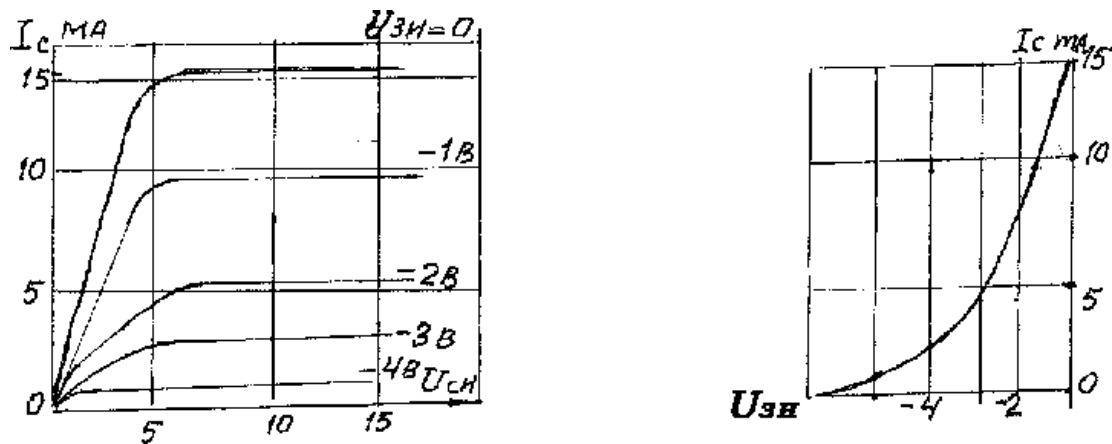


Рис.9.16

В настоящее время широкое распространение получили полевые транзисторы, в которых металлический затвор изолирован от полупроводника слоем диэлектрика. Такие транзисторы называют МДП-транзисторы (металл – диэлектрик – полупроводник), или МОП-транзисто-

ры (металл – оксид – полупроводник). Входное сопротивление МДП-транзисторов достигает 10^{15} Ом, т. е. ток затвора на несколько порядков

ниже тока полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом.

Структура МДП-транзистора с индуцированным каналом n-типа и схемное обозначение изображены на рис. 9.17 а-б.

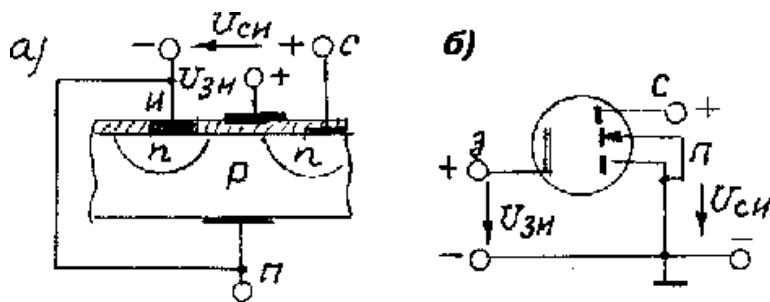


Рис.9.17 а-б

На подложке из полупроводника р-типа около истока и стока формируются области n-типа с повышенной концентрацией носителей заряда. Металлический затвор на поверхности подложки изолирован слоем диэлектрика. Между стоком и истоком приложено положительное напряжение $U_{сн}$. Пока управляющее напряжение между затвором и стоком $U_{зн}$ отсутствует, ток стока равен нулю, т. к. цепь исток – подложка – сток представляет два навстречу включенных р-п-перехода. Если на затвор подать положительное напряжение, то под действием электрического поля электроны будут перемещаться в направлении к затвору, а дырки – вглубь подложки. В поверхностном слое подложки между истоком и стоком образуется тонкий слой с повышенной концентрацией электронов. Кроме того, часть электронов диффундирует из областей истока и стока. В результате, между истоком и стоком образуется (индуцируется) канал, по которому перемещаются носители заряда, и появляется ток стока. С повышением напряжения на затворе увеличивается электрическая проводимость канала и возрастет ток стока.

На рис. 9.18 а-б представлены выходные и передаточная ВАХ МДП транзистора с индуцированным каналом n-типа.

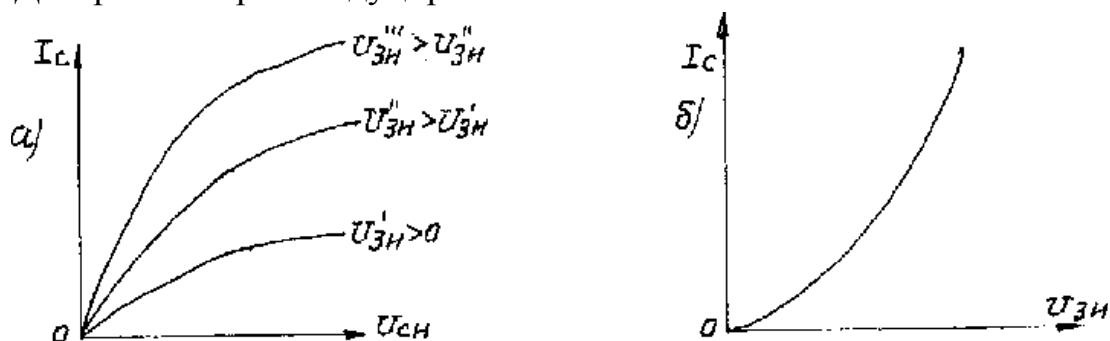


Рис.9.18

Разновидностью МДП-транзисторов является транзистор со встроенным каналом n-типа, который создается технологически в поверхностном слое подложки. Его вольт-амперные характеристики и условное обозначение представлены на рис. 9.19 а-в.

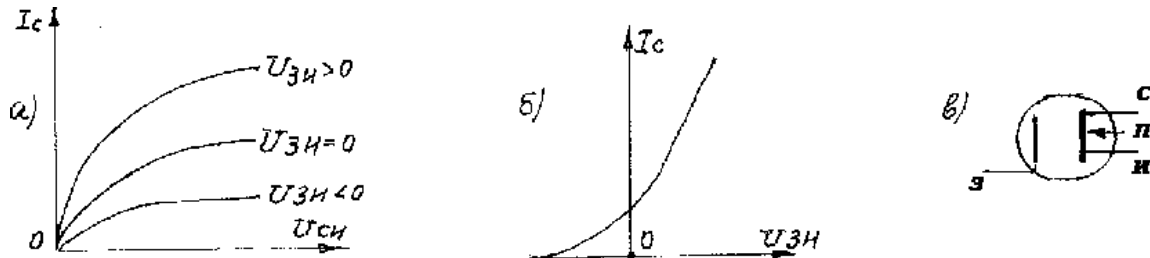


Рис.9.19

Такой тип транзистора со встроенным каналом управляется разнополярными напряжениями.

Основными параметрами полевых транзисторов является кру-

тизна передачи
$$S = \frac{dI_c}{dU_{зи}}, \quad (9.38)$$

при $U_{си} = \text{const}$, и внутреннее сопротивление стока на участке насыщения:

$$R_i = \frac{dU_{си}}{dI_c}, \quad \text{при } U_{зи} = \text{const}. \quad (9.39)$$

В табл. 9.2 приведены предельно-допустимые значения параметров полевых транзисторов.

Таблица 9.2

Тип транзистора	S , мА/В	R_i , МОм	$U_{си \text{ макс}}$, В	$P_{с \text{ макс}}$, Вт	$I_{с \text{ макс}}$, А	I_3 , А
с управляющим р-п-переходом	1-20	0,1-0,5	5-100	0,1-10	10-1000	10^{-4} - 10^{-5}
с изолированным затвором	0,5-50	0,1-0,5	5-1000	0,01-50	0,1-5000	10^{-14} - 10^{-15}

Межэлектронные емкости полевых транзисторов между затвором и стоком $C_{зс}$, а также затвором и истоком $C_{зи}$, обычно не превышают (1÷20) пФ.

По частотному диапазону: некоторые типы полевых транзисторов могут работать до нескольких десятков гигаГерц (ГГц).

9.9. Тиристоры

Это полупроводниковые приборы с тремя или более р-п-переходами, вольт-амперная характеристика которых имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. **Тиристоры** используются в выпрямителях, для коммутации в электрических цепях и т.д.

Простейшим тиристором с двумя выводами является **диодный тиристор (динистор)**. **Триодный тиристор (тринистор)** имеет дополнительный третий управляющий электрод. Динистор и тринистор имеют четырехслойную структуру с тремя р-п-переходами Π_1, Π_2, Π_3 . В некоторых случаях тиристоры представляют в виде эквивалентной двухтранзисторной схемы замещения (рис. 9.20 а-в). Из рис. 9.20,а видно, что переход Π_2 является общим коллекторным переходом обоих транзисторов, а Π_1, Π_3 – эмиттерные переходы.

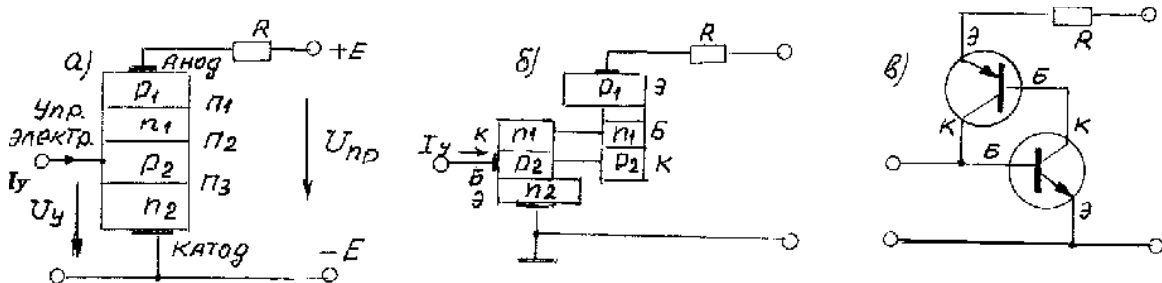


Рис.9.20

При отсутствии тока управления ($I_y = 0$) при подключении источника питания E эмиттерные переходы Π_1, Π_3 будут открытыми, а коллекторный переход Π_2 включен в обратном направлении, поэтому все напряжение источника питания будет практически приложено к закрытому переходу Π_2 . Ток тиристора в этом режиме весьма мал и напряжение на нагрузочном резисторе R практически равно нулю. При дальнейшем повышении напряжения под влиянием нарастающего электрического поля в переходе Π_2 происходит резкое увеличение ионизации при столкновении носителей заряда с атомами. В результате ток в переходе быстро нарастает, так как электроны из слоя n_2 и дырки из слоя p_1 устремляются в слой p_2 и n_1 и насыщают их неосновными носителями заряда. Этот процесс носит лавинообразный характер, в результате чего электрическая проводимость р-п-перехода Π_2 резко возрастает. При этом напряжение на тиристоре снижается до (0,5-1,0) В. При дальнейшем увеличении ЭДС E или уменьшении резистора R ток в приборе нарастает в соответствии с вертикальным участком ВАХ (рис. 9.21 а-б). Здесь же представлено условное графическое обозначение тринистора.

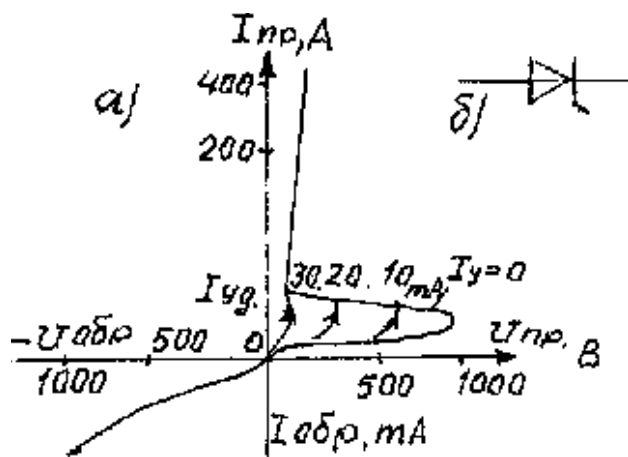


Рис.9.21

Минимальный прямой ток, при котором тиристор остается во включенном состоянии, называется током удержания ($I_{уд}$). При $I_{пр} < I_{уд}$ восстанавливается высокое сопротивление р-п-перехода и происходит выключение тиристора. Время восстановления сопротивления р-п-перехода обычно составляет (10÷100) мкс. Напряжение включения тиристора $U_{вкл}$, может быть уменьшено за счет

введения неосновных носителей к одному из слоев, прилегающих к переходу Π_2 . Эти добавочные носители заряда увеличивают ионизацию в р-п-переходе Π_2 , в связи с чем напряжение $U_{вкл}$ уменьшается. С увеличением тока управления напряжение включения снижается.

Будучи приведенным в открытое (включенное) состояние тиристор не выключается даже при уменьшении управляющего тока I_y до нуля. Выключить тиристор можно либо снижением внешнего напряжения до некоторого минимального значения, при котором ток становится меньше тока удержания, либо подачей в цепь управляющего электрода отрицательного импульса. Важным параметром является ток управления, который обеспечивает переключения тиристора в открытое состояние. Значение этого тока достигает нескольких сотен миллиампер. При подаче на тиристор обратного напряжения в нем возникает небольшой ток, так как в этом случае закрыты переходы Π_1, Π_3 . Обратное напряжение не должно быть больше предельно допустимого. В симметричных диодных или триодных тиристорах обратная ветвь ВАХ совпадает с прямой. Это достигается встречно-параллельным включением двух одинаковых четырехслойных структур. В настоящее время выпускаются тиристоры на токи до 3000 А и напряжением включения - до 6000 В.

Недостатки тиристоров: не выключается тиристор после снятия сигнала управления; относительно низкое быстродействие - десятки микросекунд (мкс).

Наряду с тиристорами в качестве переключающих элементов используются **биполярные и полевые транзисторы**, которые являются полностью управляемыми элементами. Но у них невысокие значения

допустимых обратных напряжений (менее 1000 В) и большие значения токов управления в режиме насыщения.

Полевые МДП-транзисторы используют для переключения токов до 100 А при напряжении до 500 В.

МДП-транзисторы являются самыми быстродействующими переключающими устройствами. Время переключения его составляет единицы наносекунд (нс).

9.10. Полупроводниковые фотоэлектрические приборы

Фотоэлектрические приборы – это преобразователи оптического излучения в электрическую энергию. К ним относятся преобразователи ультрафиолетового, видимого инфракрасного излучения с длиной волны от десятков нанометров до десятых долей миллиметра. Видимое излучение лежит в диапазоне длин волн (0,38-0,76) мкм. Работа полупроводниковых фотоэлектрических приборов основана на внутреннем фотоэффекте – ионизации квантами света атомов кристаллической решетки, в результате чего меняется концентрация свободных носителей заряда, а, следовательно, и электрические свойства вещества. К ним относятся **фоторезисторы**, изменяющие свое сопротивление с изменением освещенности. Фотодиоды, имеющие один р-п-переход и преобразующие световую энергию в электрическую; **фототранзисторы** имеют два р-п-перехода; **фототиристоры** имеют три р-п-перехода. Все эти элементы находят широкое применение в автоматике, вычислительной технике.

Интегральные микросхемы (ИМС) – это сложное микроэлектронное устройство в миниатюрном корпусе с электрическими выводами, включающее в себя множество элементов (транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов), соединенных по заданной схеме и реализующее определенную функцию преобразования электрических сигналов. Применение ИМС решает проблемы уменьшения габаритов устройств, снижения потребляемой электроэнергии, повышения надежности, быстродействия в работе ЭВМ и т. д. Степень интеграции достигает до 10^5 элементов в см^3 . Различают ИМС по технологии их изготовления: **гибридные и полупроводниковые** (в качестве элементов используются навесные транзисторы, диоды, в качестве пассивных элементов – пленочные резисторы, конденсаторы дроссели в виде пленочных спиралей и т. д.). Конструкция сосредоточена в небольшом объеме.

В **полупроводниковых микросхемах**, в соответствии с разработанным рисунком расположения элементов методом диффузии или дру-

гим методом, осуществляют введение атомов примесей, создают прослойки р-п-переходов. Далее их используют в качестве транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов. Необходимые электрические соединения выполняются напылением в вакууме тонкого слоя алюминия.

Оптронные приборы – используют оптические и электронные явления в веществах и их взаимные связи для передачи, обработки и хранения информации. Элементной базой таких приборов являются **оптроны**.

Оптрон – это устройство, состоящее из связанных между собой оптически (посредством светового луча) светоизлучателя и фотоприемника, и служащее для управления и передачи информации. В качестве светоизлучателя обычно используются фотодиоды и фототранзисторы. Световая энергия к фотоприемнику может проходить через воздух, различные среды, оптические световоды.

В **фотодиодном оптроне** (рис. 9.22,а-в) в качестве излучателя используется светодиод на основе арсенида галлия, фотоприемник представляет фотодиод, согласованный по спектральной характеристике и быстродействию.

В **фототранзисторном оптроне** (рис. 9.22,б) в качестве фотоприемника используется кремниевый фототранзистор. Их быстродействие составляет (10^{-4} - 10^{-5}) с.

В **фоторезистивном оптроне** в качестве фотоприемника используется фоторезистор. В качестве излучателя – спектрально согласующийся с ним светодиод. Быстродействие составляет (100-200) мкс (рис. 9.22,в).

В фототиристорах в качестве фотоприемника используется фототиристор (рис. 9.22,г).

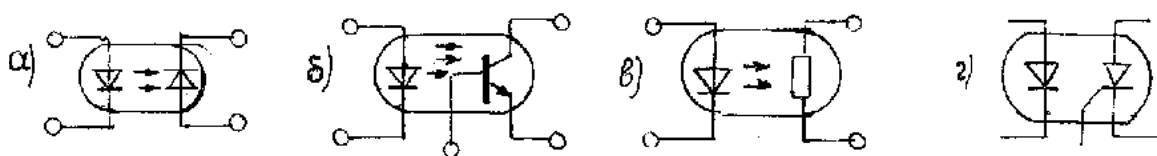


Рис.9.22

Оптроны широко используются в качестве датчиков, в устройствах передачи информации, логических ячейках, в устройствах индикации, в устройствах регистрации перемещений, сенсорных устройствах, в роботах, автоматике.

Полупроводниковые жидкокристаллические индикаторы используются в устройствах для графического отображения информации.

По способу формирования изображения наибольшее распространение получили матричные и сегментные индикаторные приборы. В матричных индикаторах изображение формируется из отдельных светящихся или контрастных точечных элементов. В сегментных индикаторах изображение составляется из отдельных элементов – полосок.

Полупроводниковые индикаторы – выполняются на основе светоизлучающих диодов.

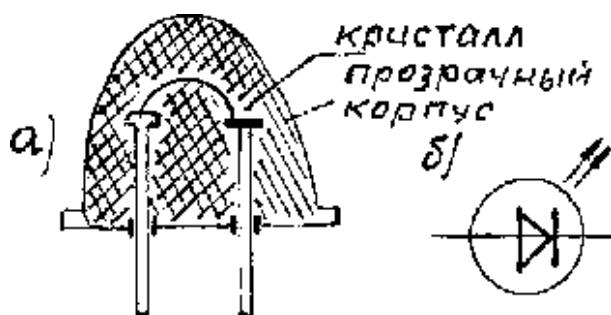


Рис.9.23

Светодиод – это полупроводниковый диод, генерирующий управляемое видимое или невидимое излучение. Оно возникает при подаче на р-п-переход напряжения в прямом направлении. В процессе рекомбинации неосновных носителей заряда в области р-п-перехода возможно образова-

ние квантов света – фотонов, что приводит к возникновению в плоскости р-п-перехода излучения. Яркость свечения пропорциональна току через диод. Выпускаются светодиоды с красным, зеленым и желтым излучением. Конструкция и условное обозначение показано на рис. 9.23 а-б.

Из отдельных светодиодов можно сформировать буквенно-цифровую информацию - «бегущая строка». Матричные индикаторы являются универсальными и могут представлять любую буквенно-цифровую и знаковую информацию. При подаче напряжения на соответствующие выводы прибора высвечиваются отдельные элементы матрицы, синтезирующие видимое изображение: цифры, буквы, знаки. Они широко применяются в измерительной аппаратуре, вычислительной технике, электронных часах.

Сегментные индикаторы применяются в основном для представления цифровой информации. Из семи полосок – сегментов при высвечивании их в определенном сочетании можно получить цифры от 0 до 9, а также некоторые буквы.

Жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ). Принцип действия основан на возникновении электрооптических эффектов в жидкокристаллических веществах. ЖКИ применяются в часах, микрокалькуляторах, экранах дисплеев портативных ЭВМ. На основе матричных ЖКИ, при использовании поляроидных пленок, красок-люминофоров, микросветофильтров, создаются цветные экраны дисплеев и миниатюрных телевизоров.

10. Электронные усилители

10.1. Общие сведения

Электронные усилители – предназначены для усиления слабых электрических сигналов. Основным параметром усилительного каскада являются: коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} ; \quad (10.1)$$

$$\text{Коэффициент усиления по току } K_I = I_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВХ}} ; \quad (10.2)$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}} = (U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{ВЫХ}}) / (U_{\text{ВХ}} I_{\text{ВХ}}) = K_U \cdot K_I ; \quad (10.3)$$

Коэффициент усиления по напряжению многокаскадного усилителя

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}n}}{U_{\text{ВН}}} = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n , \quad (10.4)$$

где $K_1 \dots K_n$ – коэффициенты усиления отдельных каскадов усилителя. По частотному принципу усилители различаются на: усилители постоянного тока (УПТ), усилитель низкой частоты (УНЧ), усилитель высокой частоты (УВЧ). Для импульсных усилителей широко применяют широкополосные усилители.

10.2. Однокаскадный широкополосный усилитель

Усилитель выполнен по схеме с общим эмиттером, так как в этой схеме эмиттер является общим электродом для входной и выходной цепи (рис.10.1). На основании закона Кирхгофа для коллекторной цепи можно записать следующее уравнение электрического состояния:

$$E_k = U_k + R_k \cdot I_k . \quad (10.5)$$

Расчет основных режимов и параметров можно осуществлять графически. Для этого на семействе выходных характеристик надо провести нагрузочную характеристику. Ее строят по двум точкам. На основании уравнения:

$$U_k = E_k - R_k \cdot I_k .$$

В точке 1, $U_k = E_k$, при $I_k = 0$.

В точке 2, $I_k = \frac{E_k}{R_k}$, при $U_k = 0$.

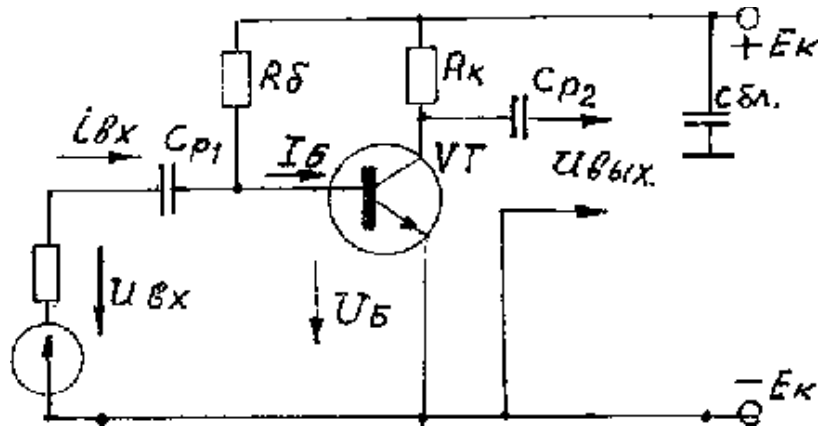


Рис.10.1

Точки пересечения прямой с выходными характеристиками дают графическое решение уравнения (10.5) для данного R_K при различных значениях тока базы $I_Б$ (рис. 10.2,б).

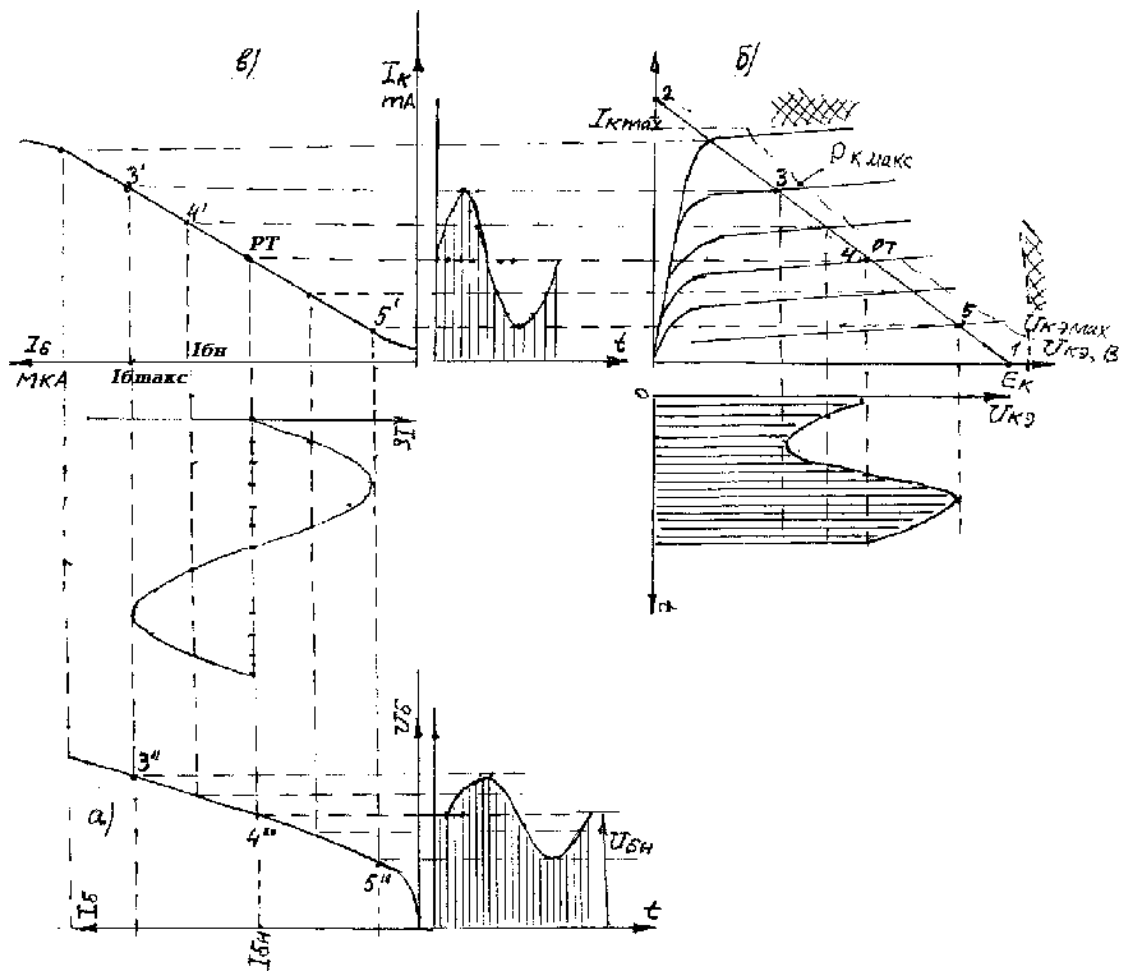


Рис.10.2

По точкам пересечения нагрузочной прямой с выходными характеристиками, строим переходную характеристику рис. 10.2,в. На ней выделяется линейный участок $3' \div 5'$ и на его середине находится рабочая точка (РТ). Проекция рабочей точки на горизонтальную ось позволяет определить начальный ток базы $I_{\text{бн}}$, обеспечивающий этот режим работы, и амплитуду входного тока $I_{\text{б макс}}$. Пользуясь входной характеристикой (рис. 10.2,в), можно определить амплитуду напряжения входного сигнала для работы на линейном участке переходной характеристики. Режим выбирается так, чтобы нагрузочная прямая проходила левее и ниже допустимых значений $I_{\text{к макс}}$, $P_{\text{к макс}}$, $U_{\text{к макс}}$ (см. рис. 10.2,б) и обеспечивала достаточно протяженный линейный участок переходной характеристики. При выполнении этих условий транзистор будет работать в области допустимых значений напряжений, токов, мощности и может усиливать входные сигналы без искажений. Сопротивление коллекторной нагрузки $R_{\text{к}}$ обычно имеет значения порядка нескольких сот Ом или единиц килоом (кОм).

Резистор $R_{\text{б}}$, включенный в цепь базы, обеспечивает требуемую работу транзистора в линейном режиме. Его величина, а также начальное значение тока базы $I_{\text{бн}}$ и начальное оптимальное значение напряжения между базой и эмиттером $U_{\text{бн}}$, связаны выражением :

$$R_{\text{б}} = (E_{\text{к}} - U_{\text{бн}}) / I_{\text{бн}} \quad (10.6)$$

Такой режим, когда рабочая точка находится на середине прямолинейного участка входной и переходной характеристик, называется режимом класса А. Переменное напряжение от источника входного сигнала $U_{\text{вх}}$ подается на базу через разделительный конденсатор $C_{\text{р1}}$. Конденсатор $C_{\text{р2}}$ на выходе усилителя обеспечивает выделение переменной составляющей из коллекторного напряжения, которая может подаваться на нагрузочное устройство.

На рис. 10.3 представлены временные пояснительные диаграммы применительно к этой схеме усилителя.

Как следует из диаграмм, до момента времени t_1 на базе действовало постоянное напряжение $U_{\text{бн}}$, в коллекторной цепи проходил

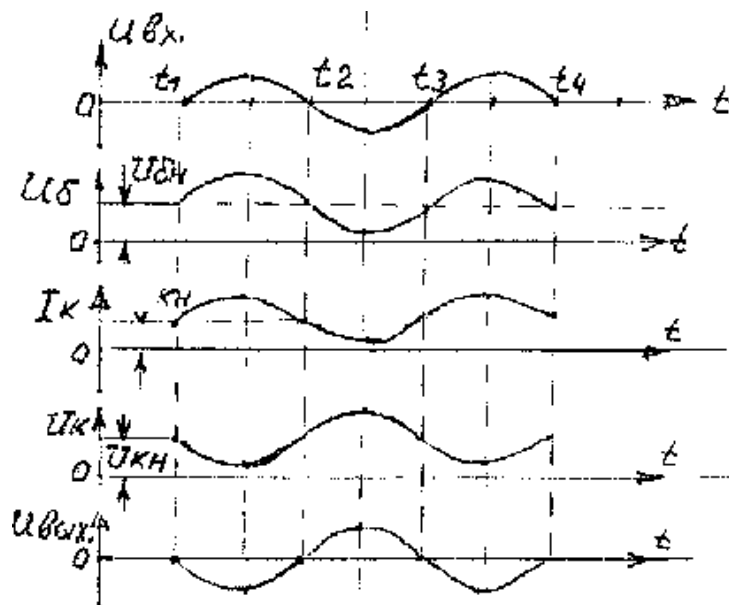


Рис. 10.3

постоянный начальный ток $I_{кн}$, а на коллекторе было постоянное начальное напряжение $U_{кн}$. При подаче на вход усилительного каскада входного сигнала $U_{вх}$, в соответствии с представленными диаграммами, будут изменяться $U_{б}$, $I_{кб}$, $I_{кк}$, $U_{вых}$. Благодаря тому, что коллекторный ток во много раз превышает ток

базы, а сопротивление $R_{к}$ как правило, больше $R_{вх}$, то усиленное напряжение на выходе каскада с общим эмиттером будет во много раз больше входного напряжения. Если изменения входного напряжения, тока базы $i_{б}$ и тока коллектора $i_{к}$ укладываются в линейные участки входной и переходной характеристик, то форма выходного напряжения будет соответствовать форме входного напряжения, но только с изменением фазы на 180° , если сигнал синусоидальной формы. При больших уровнях входного сигнала рост выходного напряжения замедляется, коэффициент усиления уменьшается. Для оценки диапазона изменения входных сигналов усиливаемых без искажений, используют амплитудную характеристику:

$$U_{\text{вых}} = F(U_{\text{вх}}).$$

Для расчета усилительного каскада используют схему замещения (рис. 10.4), из анализа которой были выведены формулы для расчета коэффициента усиления по напряжению, а также входного и выходного сопротивлений:

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{h_{21}R_{к}}{h_{11}(1+h_{22}R_{к})}, \quad (10.7)$$

где h_{21} - коэффициент усиления транзистора по току; h_{22} - выходная проводимость; h_{11} - входное сопротивление.

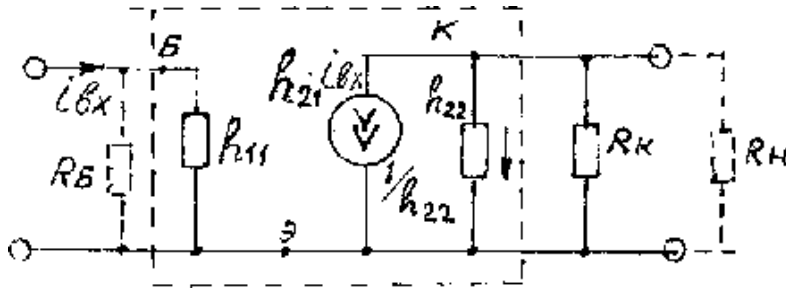


Рис. 10.4

Так как $h_{22}R_k \ll 1$, то формула для расчета коэффициента усиления упрощается:

$$K_U \approx \left| \frac{h_{21} \cdot R_k}{h_{11}} \right|. \quad (10.8)$$

Входное сопротивление на низких частотах:

$$R_{вх} = \frac{R_6 \cdot h_{11}}{R_6 + h_{11}} \approx h_{11}. \quad (10.9)$$

Выходное сопротивление усилительного каскада с общим эмиттером определяется выражением:

$$R_{вых} = \frac{R_k \cdot \frac{1}{h_{22}}}{R_k + \frac{1}{h_{22}}} = \frac{R_k}{1 + h_{22}R_k} \approx R_k. \quad (10.10)$$

Входное сопротивление усилительного каскада обычно имеет значение нескольких сот Ом, а входное сопротивление обычно больше входного. Если внутреннее сопротивление $R_{вн}$ источника ЭДС входного сигнала большое, то входное напряжение усилительного каскада может

быть значительно меньше ЭДС $e_{вх}$, при этом $U_{вх} = e_{вх} \frac{R_{вх}}{R_{вн} + R_{вх}}$. (10.11)

Если $R_{вн} \ll R_k$, то существенно снижается коэффициент усиления каскада и тогда: $K_U \approx \frac{h_{21} \cdot R_{вн}}{h_{11}}$. (10.12)

Следует отметить, что усилительные каскады также усиливают ток и мощность.

Коэффициент усиления по току:

$$K_I = \frac{h_{21} \cdot R_6}{(R_6 + h_{11})(1 + h_{22} \cdot R_k)}, \quad (10.13)$$

по мощности: $K_P = K_U \cdot K_I$. (10.14)

10.3. Температурная стабилизация усилительного каскада с общим эмиттером

Существенным недостатком биполярных транзисторов является зависимость их параметров от температуры. При повышении температуры транзистора увеличивается коллекторный ток за счет возрастания числа неосновных носителей заряда в полупроводнике. Это приводит к изменению коллекторных характеристик, что вызывает смещение рабочей точки и возможность выхода ее за пределы линейного участка переходной характеристики. Для уменьшения влияния температуры на работу усилительного каскада в цепь эмиттера включают резистор $R_э$, шунтированный конденсатором $C_э$ (рис. 10.5). В цепь базы, для создания начального напряжения смещения $U_{бэ}$ между базой и эмиттером включают делитель $R_{б1}, R_{б2}$. При этом напряжение:

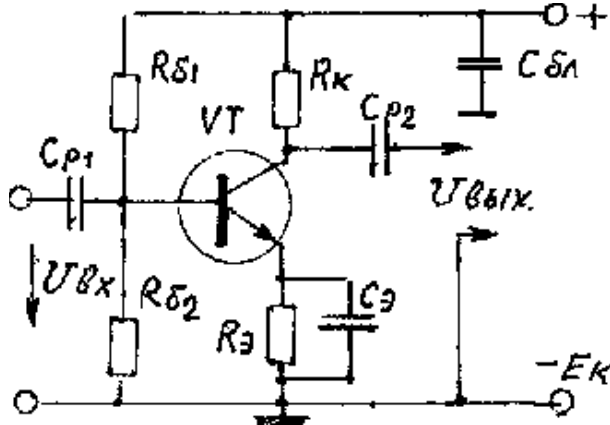


Рис. 10.5

смещение $U_{бэ}$ между базой и эмиттером включают делитель $R_{б1}, R_{б2}$. При этом напряжение:

$$U_{бэ} = \frac{E_k R_{б2}}{R_{б1} + R_{б2}} - R_э I_э. \quad (10.15)$$

В такой схеме при увеличении температуры увеличивается $I_к$, возрастает падение

напряжения на резисторе $R_э$, что вызывает снижение потенциала базы по отношению к потенциалу эмиттера, а, следовательно, уменьшаются $I_э$ и $I_к$. При этом влияние температуры на ток $I_к$ во много раз снижается. Следует иметь в виду, что при отсутствии конденсатора $C_э$ переменная составляющая эмиттерного тока создает на резисторе $R_э$ падение напряжения $U_э = R_э i_э$, которое уменьшает усиливаемое напряжение, подводимое к транзистору: $U_{бэ} = U_{вх} - R_э i_э$. (10.16)

Коэффициент усиления будет уменьшаться, так как управляющее напряжение $U_{бэ}$ уменьшается за счет так называемой отрицательной обратной связи, когда часть выходного напряжения подается в противофазе на вход усилительного каскада. Для ослабления влияния отри-

цательной обратной связи параллельно резистору R_3 включают конденсатор C_3 . Емкость конденсатора C_3 выбирают таким образом, чтобы для самой низкой частоты усиливаемого напряжения его сопротивление было во много раз меньше R_3 (обычно $\chi_{c3} = 0,1R_3$), при этом падение напряжения на участке R_3C_3 от переменной составляющей будет незначительным и усиливаемое напряжение практически равно входному напряжению.

10.4. Усилительный каскад с общим коллектором

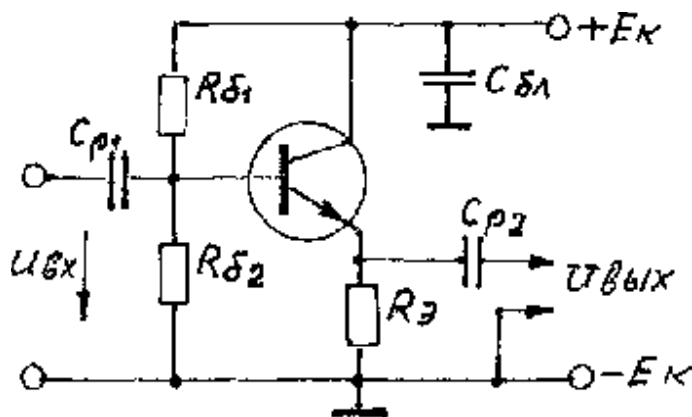


Рис. 10.6

Схема усилительного каскада с общим коллектором приведена на рис. 10.6.

В этом каскаде резистор, с которого снимается выходное напряжение включен в эмиттерную цепь, а коллектор по переменной составляющей тока и напряжения соединен непосредственно с общей

точкой усилителя с помощью блокировочного конденсатора $C_{\delta л}$. Таким образом, можно считать, что входное напряжение приложено между базой и коллектором, а выходное напряжение снимается с эмиттерного сопротивления R_3 через конденсатор связи C_{p2} . В этой схеме коллектор является общим электродом для входного и выходного напряжения. Из анализа эквивалентной схемы замещения следует, что коэффициент передачи каскада:

$$K_U \approx 1 / (1 + h_{11} / ((1 + h_{21})R_3)). \quad (10.17)$$

$K_U \approx (0,9 \div 0,99)$. Кроме того, выходное напряжение практически совпадает по фазе с входным. Входное сопротивление такого каскада :

$$R_{вх} = \frac{h_{11}}{1 - K_U}. \quad (10.18)$$

Так как значение K_U близко к единице, то входное сопротивление каскада во много раз больше сопротивления h_{11} транзистора и достигает нескольких десятков и сотен килоом (кОм).

$$\text{Выходное сопротивление такого каскада: } R_{\text{вых}} \approx \frac{h_{11}}{1+h_{21}}. \quad (10.19)$$

Значение $R_{\text{вых}}$ от нескольких единиц или десятков Ом.

Таким образом, каскад обладает большим входным и малым выходным сопротивлением.

Пример. Определить коэффициенты усиления по напряжению K_U , по току K_I , входное $R_{\text{вх}}$ и выходное $R_{\text{вых}}$ сопротивления усилительного каскада с общим коллектором на транзисторе ГТ 322 А, у которого $h_{11}=330$ Ом, $h_{21}=56$ Ом, $h_{22}=6,25 \cdot 10^{-5}$ Ом.

Решение. Используя соответствующие формулы получим:

$$K_U = \frac{1}{1 + \frac{h_{11}}{(1+h_{21})R_3}} = \frac{1}{1 + \frac{330}{(1+56) \cdot 10^3}} = 0,994;$$

$$R_{\text{вх}} = \frac{h_{11}}{1-K_U} = \frac{330}{1-0,994} = 55 \text{ кОм};$$

$$K_I = K_U \frac{R_{\text{вх}}}{R_3} = 0,994 \cdot \frac{55}{1} = 54,7;$$

$$R_{\text{вых}} = \frac{h_{11}}{1+h_{21}} = \frac{330}{1+56} = 5,8 \text{ Ом}.$$

В заключение отметим, что усилительные каскады с общей базой в промышленной электронике практически не применяются.

10.5. Усилительные каскады на полевых транзисторах

В настоящее время широкое распространение получили усилительные каскады на полевых транзисторах, так как они обладают существенно большим входным сопротивлением по сравнению с усилительными каскадами на биполярных транзисторах. Наиболее часто используют усилительный каскад с общим истоком, схема которого приведена на рис. 10.7.

По аналогии с усилительным каскадом с общим эмиттером рабочая точка в режиме покоя обычно соответствует середине линейного

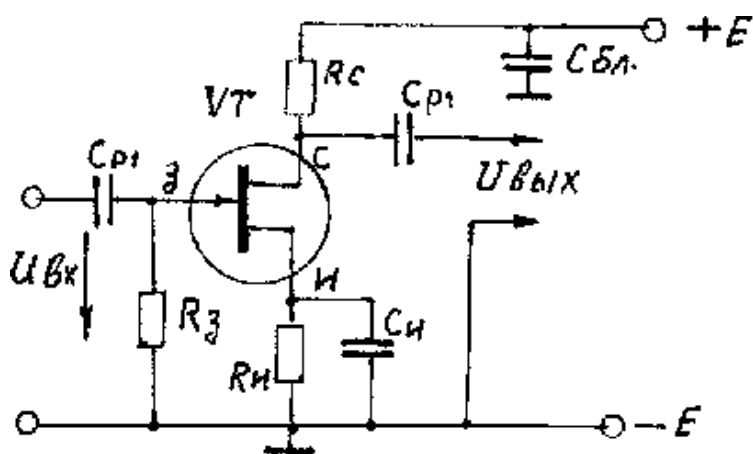


Рис. 10.7

участка переходной характеристики. При этом линейные искажения усиленного напряжения минимальны. Выбрав положение рабочей точки и определив значение напряжения смещения затвора относительно истока U_{30} и тока стока I_{30} , находят

сопротивление резистора звена автоматического смещения:

$$R_{\text{н}} = U_{30} / I_{30} . \quad (10.20)$$

Емкость конденсатора $C_{\text{и}}$ рассчитывают по формуле:

$$C_{\text{и}} = \frac{10}{2\pi f_{\text{н}} R_{\text{н}}} , \quad (10.21)$$

где $f_{\text{н}}$ - наименьшая частота усиленного напряжения.

Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_{\text{У}} \approx S \cdot R_{\text{с}} , \quad (10.22)$$

где S - крутизна вольт-амперной характеристики; $R_{\text{с}}$ - сопротивление резистора в стоковой цепи.

Входное сопротивление полевых транзисторов имеет значение порядка 10^8 Ом, поэтому в реальных схемах оно определяется величиной R_3 , которое находится в пределах $(10^5 \div 10^6)$ Ом. Выходное сопротивление каскада определяется величиной $R_{\text{с}}$: $R_{\text{вх}} \approx R_{\text{с}} = 10^3 \div 10^4$ Ом, т. е. оно во много раз меньше $R_{\text{вх}}$.

В схемах электроники также применяют усилительные каскады с общим стоком (рис. 10.8).

В этом каскаде нагрузочный резистор $R_{\text{н}}$ включен в цепь истока, а сток по переменным составляющим тока и напряжения блокировочным конденсатором $C_{\text{ол}}$ соединен с общей точкой усилителя (\perp). Выходное напряжение снимается с резистора $R_{\text{н}}$ через разделительный конденсатор связи $C_{\text{р2}}$. Усилительный канал с общим стоком аналогичен по своим свойствам эмиттерному повторителю. Он обладает большим входным со-

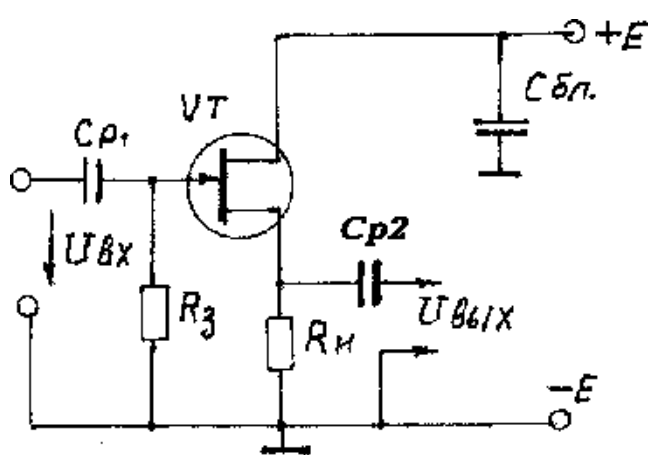


Рис. 10.8

противлением, большим коэффициентом усиления по току и малым выходным сопротивлением. Его часто называют истоковым повторителем.

Пример. Определить параметры элемента звена автоматического смещения усилительного каскада с общим истоком на полевом транзисторе КП303Г, выходные характеристики $I_c = F(U_{ch})$ которого

приведены на рис. 10.9. Если известно, что $R_c = 3 \text{ кОм}$, $E_c = 15 \text{ В}$, а напряжение смещения затвора $U_{30} = -1,0 \text{ В}$. Наинизшая частота усиливаемого

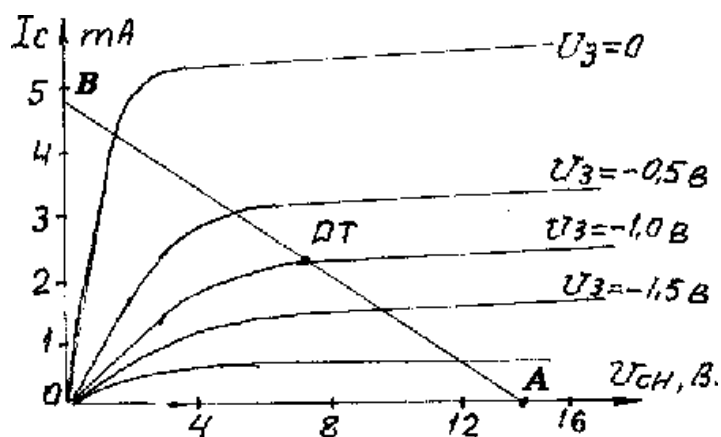


Рис. 10.9

сигнала f_n равна 50 Гц.

Решение. 1) Проводим линию нагрузки на выходных характеристиках транзистора КП303Г по двум точкам: первая точка А на оси абсцисс, при этом $U_{ch} = E_{ch} = 15 \text{ В}$. Вторая точка В — на оси ординат. Ток стока :

$$I_c = \frac{E_c}{R_c} = \frac{15}{3} = 5 \text{ мА} .$$

2) Находим значение тока $I_{c0} = 2,2 \text{ мА}$ для начального значения напряжения на затворе $U_{30} = -1 \text{ В}$.

3) Определяем значение $R_{и} = \frac{|U_{30}|}{I_{c0}} = \frac{1}{2,2 \cdot 10^{-3}} = 455 \text{ Ом} .$

4) Емкость конденсатора $C_{и} = \frac{10}{\omega R_{и}} = \frac{10}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 455} \approx 70 \text{ мкФ} .$

10.6. Режимы работы усилительных каскадов

В зависимости от положения рабочей точки в режиме покоя на характеристиках транзисторов, а также от значения уровня усиливаемого сигнала, различают три основных режима усиления: *A*, *B* и *C*.

Режим класса A был рассмотрен ранее в схеме усилительного каскада с общим эмиттером. Но он имеет существенный недостаток – низкий КПД усилителя (не более 50%):

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_0}, \quad (10.23)$$

где $P_{\text{ВЫХ}} = 0,5U_{\text{КМ}} \cdot I_{\text{КМ}}$, $U_{\text{КМ}}$, $I_{\text{КМ}}$ - соответственно, амплитуды коллекторных напряжений и тока; P_0 - мощность потребляемая от источника $P_0 = U_0 \cdot I_0$ (см. рис. 10.2,а).

Таким образом, КПД усилительного каскада:

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_0} = 0,5 \frac{U_{\text{КМ}} \cdot I_{\text{КМ}}}{U_0 I_0}.$$

В режиме класса B рабочую точку «*РТ*» выбирают в начале переходной характеристики (рис. 10.10).

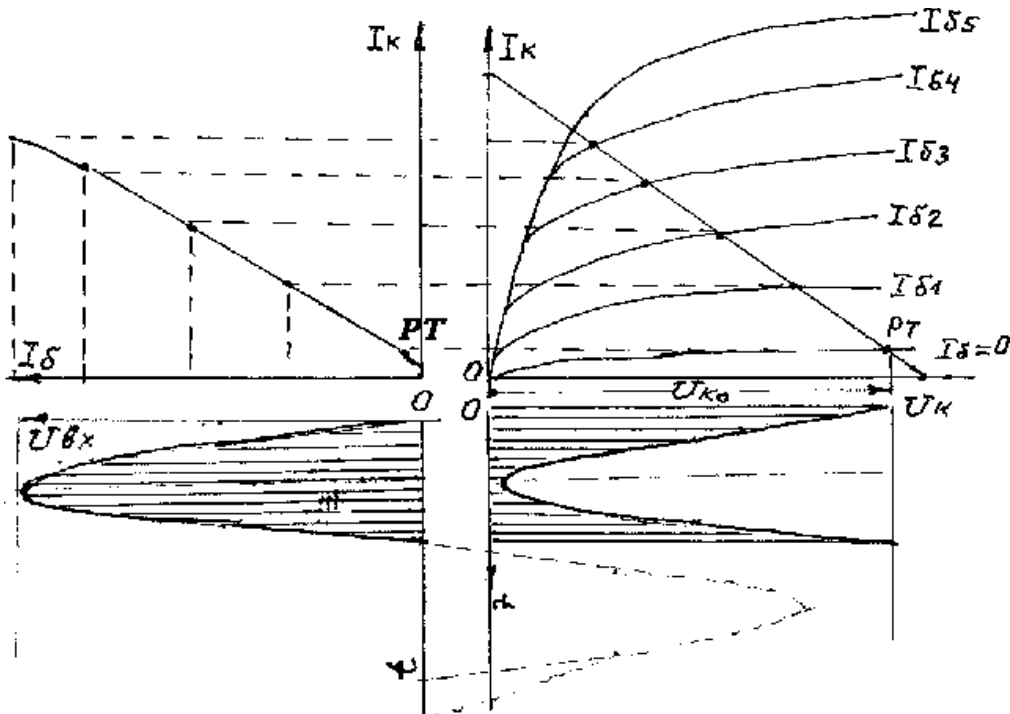


Рис.10.10

В этом режиме переменные составляющие тока и напряжения транзистора, а также выходное напряжение усилительного каскада возникают лишь в положительные полупериоды при синусоидальном входном напряжении, и имеет форму полусинусоиды. Нелинейные искажения в этом режиме очень большие. Режим класса «В» используют как правило только в двухтактных усилителях мощности. КПД в режиме В может достигать 80%. Иногда используют режим работы усилительного каскада промежуточный между режимами А и В. Его называют режим АВ. В этом режиме рабочая точка находится в интервале между положениями рабочей точки в режимах А и В. В этом случае КПД усилителя больше, чем в режиме А, а нелинейные искажения меньше, чем в режиме В.

10.7. Усилители мощности

В промышленной электронике очень часто возникает необходимость получения в нагрузочном устройстве максимальной мощности усиленного сигнала. Усилительные каскады, обеспечивающие условия максимального усиления по мощности, называют усилителями мощности. Получение требуемой мощности в нагрузочном устройстве обеспечивается прежде всего выбором соответствующего транзистора и условия, когда сопротивление нагрузочного устройства равно выходному сопротивлению усилительного каскада. Для согласования сопротивлений обычно используют понижающие трансформаторы, у которых приведенное к первичной обмотке трансформатора сопротивление нагрузки

$$R'_H = \left(\frac{W_1}{W_2} \right)^2 \cdot R_H, \quad (10.20)$$

где W_1 , W_2 - числа витков, соответственно, первичной и вторичной обмоток трансформатора (рис. 10.11).

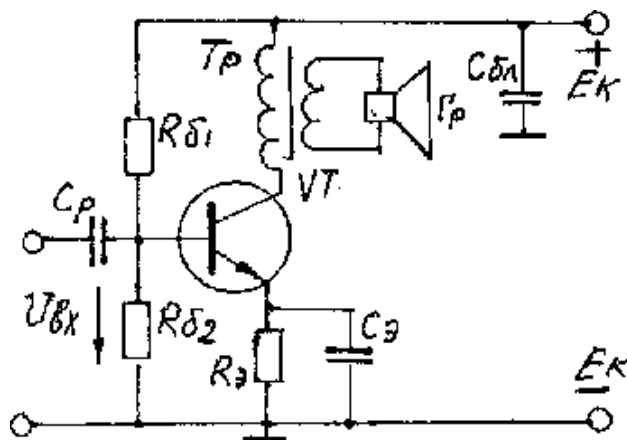


Рис. 10.11

Таким образом, при определенном коэффициенте

трансформации $n = \frac{W_1}{W_2}$ можно

добиться равенства $R_{\text{вых}} = R'_H$:

$$n = \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_H}}. \quad (10.24)$$

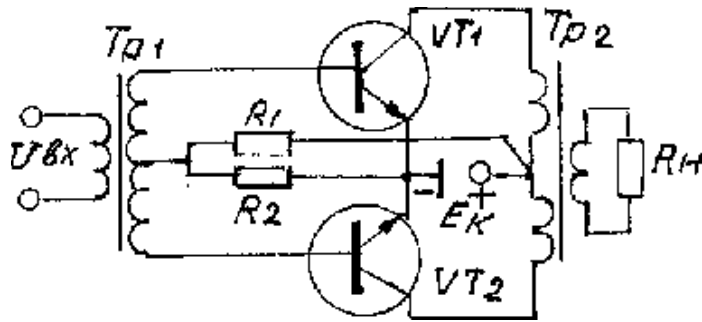


Рис. 10.12

ные двухтактные усилители мощности (рис. 10.12).

Отличием в работе плеч усилителя является противофазность токов и напряжений в цепях баз транзисторов и обусловленная этим противофазность переменных токов и напряжений в коллекторных цепях. Резисторы R_1, R_2 обеспечивают начальное смещение транзисторов. Трансформатор TV_1 обеспечивает получение двух одинаковых по модулю и противоположных по фазе напряжений $U_{вх1}, U_{вх2}$. Выходной трансформатор TV_2 обеспечивает согласование выходного сопротивления транзисторов с нагрузкой и суммирует выходные токи и напряжения транзисторов. Наличие двух трансформаторов с выводами средних точек является существенным недостатком такого рода усилителей.

Для устранения этих недостатков часто используют бестрансформаторные двухтактные усилители мощности (рис. 10.13).

Транзисторы VT_1, VT_2 , одинаковые по параметрам, но разные по проводимости, включены по схеме с общим коллектором. Такая схема обеспечивает минимальное выходное сопротивление, что особенно важно при работе усилителя на низкоомную нагрузку. Конденсатор C_{p1} обеспечивает разделение по постоянному току источник усиленного сигнала и входную цепь усилителя мощности, а C_{p2} - нагрузочное устройство и эмиттерные цепи транзисторов. На базы транзисторов воздействует одно и то же входное напряжение $U_{вх}$. Однако в силу их различной структуры токи в цепях противофазны. Нагрузочное устройство R_H подключено к общей точке

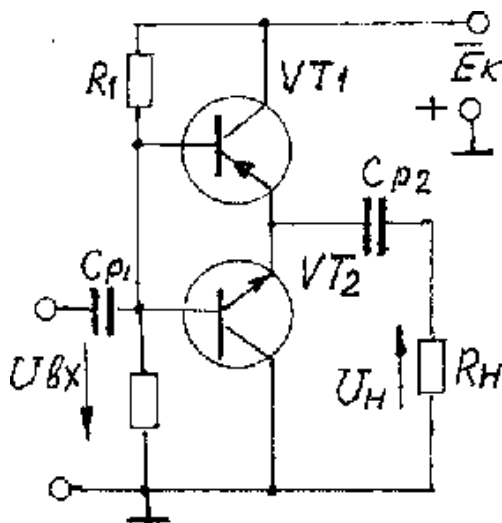


Рис. 10.13

нагрузочное устройство R_H подключено к общей точке

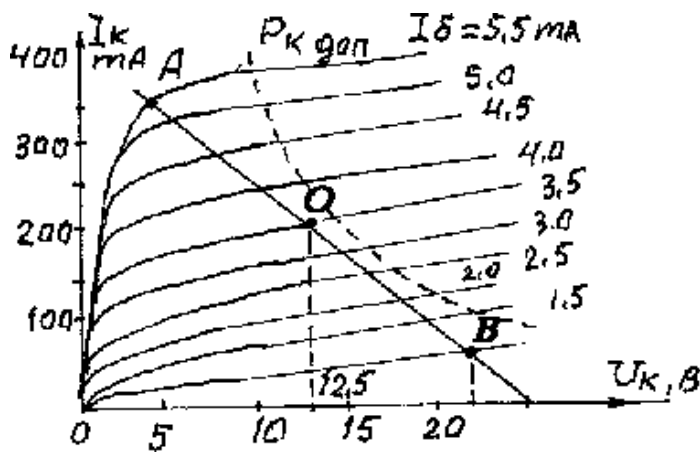


Рис. 10.14

трансформаторов, поэтому переменные токи в нем имеют одно и то же направление, а результирующий ток в два раза превышает ток одного транзистора. Такой усилитель, как правило, работает в классе В. Недостаток – трудоемкость подбора одинаковых по параметрам транзисторов VT_1 и VT_2 .

Пример. Однотактный усилитель мощности на транзисторе КТ-821 работает в режиме класса А на нагрузочный резистор $R_H = 20$ Ом (рис. 10.11). Пользуясь семейством выходных характеристик (рис. 10.14) $I_k = F(U_k)$ транзистора КТ-821, на которых также изображена кривая допустимой мощности. Определить выходную мощность P_H и коэффициент трансформации « n » выходного трансформатора, обеспечивающий коэффициент усиления по мощности близкий к максимальному.

Решение. На семействе выходных характеристик при $V_k = 12,5$ В выбираем рабочую точку «О» на кривой соответствующей $I_б = 3,5$ мА и через эту точку проводим нагрузочную прямую так, чтобы точка «А», расположенная на кривой $I_б = 3,5$ мА и точка «В», расположенная на кривой $I_б = 1,5$ мА, находились на одинаковом расстоянии от точки «О». Далее, по данным из рис. 10.14 определяем:

$$R'_H = \frac{U_{кВ} - U_{кА}}{I_{кА} - I_{кВ}} = \frac{20 - 4,25}{350 - 100} = 63 \text{ Ом}.$$

$$\text{Выходная мощность: } P_H = \frac{2U_m \cdot 2I_m}{8} \approx 0,6 \text{ Вт};$$

$$\text{Коэффициент трансформации: } n = \frac{W_1}{W_2} = \sqrt{\frac{R'_H}{R_H}} = 1,77.$$

Пример. В бестрансформаторном усилителе мощности использована пара транзисторов р-п-р и п-р-п типов КТ814А – КТ815А, у кото-

рых $h_{11} = (0,3 - 0,8)$ кОм; $h_{21} = (40 - 70)$. Сопротивление нагрузки $R_H = 80$ Ом. Определить выходную мощность P_H , если $U_{вх} = 2$ В.

Решение. Используя среднее значение $h_{21} = 55$, $h_{11} = 0,55$ кОм, найдем среднее значение коэффициента передачи по напряжению K_U каждого из двух усилительных каскадов с общим коллектором, составляющих бестрансформаторный усилитель мощности:

$$K_U = \frac{1}{1 + \frac{h_{11}}{(1 + h_{21})R_H}} = \frac{1}{1 + \frac{0,55 \cdot 10^3}{(1 + 55) \cdot 80}} = 0,89.$$

Выходное напряжение: $U_{ввых} = K_U U_{вх} = 0,89 \cdot 2 = 1,78$ В.

Ток через: $I_H = \frac{U_{ввых}}{R_H} = 22,3$ мА.

Мощность на нагрузке составит: $P_H = U_{ввых} I_H = 0,04$ Вт.

10.8. Многокаскадные усилители

Однокаскадные усилители с общим эмиттером или общим истоком имеют коэффициент усиления K_U равный, как правило, нескольким десяткам единиц. Но в промышленной электронике часто требуются усилители с значительно большим коэффициентом усиления по напряжению. Для этого часто используют многокаскадные усилители с резистивно-емкостными связями.

В идеальном случае общий коэффициент усиления: $\dot{K} = \dot{K}_1 \cdot \dot{K}_2 \dots \dot{K}_n = K_1 e^{j\varphi_1} \cdot K_2 e^{j\varphi_2} \dots K_n e^{j\varphi_n}$, где $\dot{K}_1, \dot{K}_2, \dots, \dot{K}_n$ - комплексные коэффициенты усиления первого, второго и n-го каскадов; K_1, K_2, \dots, K_n - модули коэффициентов усиления; $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_n$ - фазовые сдвиги, создаваемые отдельными каскадами усилителя.

Благодаря наличию разделительных конденсаторов емкостей монтажа, емкостей между коллекторами и эмиттерами при использовании транзисторов, коэффициент усиления и фазовые сдвиги каскадов будут зависеть от частоты усиливаемого напряжения.

Для оценки свойств усилителя на различных частотах пользуются амплитудно-частотной характеристикой, т. е. $K = \Phi(f)$.

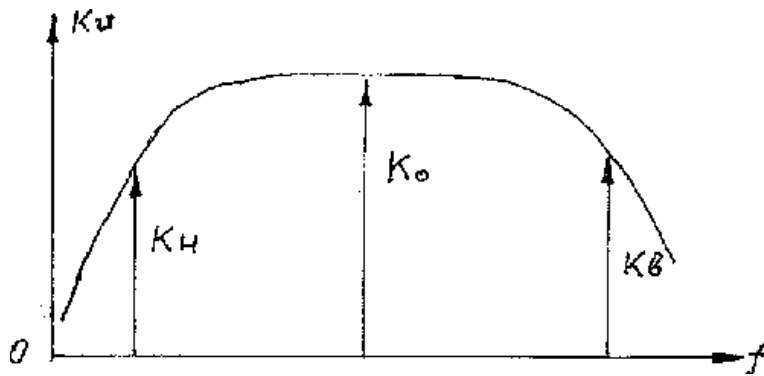


Рис. 10.15

На рис. 10.15 приведен пример такой характеристики.

Как видим, в области низких частот наблюдается уменьшение коэффициента усиления. Это объясняется наличием разделительных конденсаторов. Если учесть, что реак-

тивное сопротивление конденсатора: $\chi_c = \frac{1}{2\pi f C_p}$,

то на низких частотах оно возрастает настолько, что часть полезного сигнала теряется на разделительных конденсаторах. Чтобы уменьшить спад частотной характеристики в области нижних частот необходимо увеличить емкости разделительных конденсаторов.

Спад частотной характеристики в области высоких частот связан с наличием емкостей монтажа, емкостей коллектор-эмиттер транзисторов, которые включаются параллельно коллекторной нагрузке R_k и ее сопротивление становится соизмеримой с R_k , что приводит к шунтированию нагрузки и, как результат, уменьшение коэффициента усиления. Для расширения частотной характеристики в области высоких частот, что особенно важно для радиолокационных приемников или телевизоров, уменьшают сопротивление коллекторной нагрузки или применяют специальные схемы коррекции. Такие усилители получили название видеоусилителей. В этом случае шунтирующее действие емкостей будет происходить на более высоких частотах.

Для количественной оценки коэффициента усиления по напряжению на практике широко пользуются логарифмической зависимостью:

$$K_{дБ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{в\text{ЫХ}}}{U_{в\text{Х}}}, \quad (10.25)$$

где $K_{дБ}$ - коэффициент усиления, в децибелах.

Для оценки усиления по мощности используют зависимость:

$$K_{дБ} = 10 \cdot \lg \frac{P_{в\text{ЫХ}}}{P_{в\text{Х}}}, \quad (10.26)$$

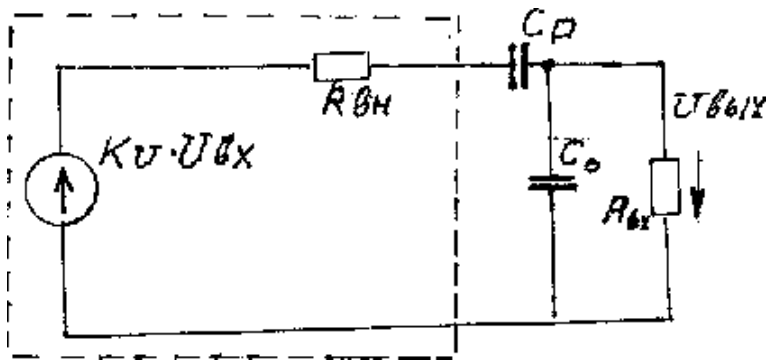


Рис. 10.16

где $P_{\text{вых}}$ - мощность сигнала на выходе усилителя; $P_{\text{вх}}$ - мощность сигнала, подаваемая на вход усилителя.

При построении частотной характеристики очень часто по оси абсцисс откладывают логарифм частоты.

Пользуясь эквивалентной схемой замещения усилительного каскада, нагруженного на следующий каскад (рис. 10.16), выведена формула коэффициента усиления, в которой учтено влияние разделительной емкости конденсатора, а также емкости монтажа, входная емкость нагрузки, емкости коллекторного перехода транзистора:

$$K_U = \frac{K_{U_x} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{вых}}}}{\sqrt{1 + \left(\omega \tau_{\text{в}} - \frac{1}{\omega \tau_{\text{н}}} \right)^2}}, \quad (10.27)$$

где $K_{U_x} = \frac{h_{21} R_{\text{к}}}{h_{11} (1 + h_{21} R_{\text{к}})}$, (10.28)

K_{U_x} - коэффициент усиления ненагруженного усилителя (в режиме холостого хода); $R_{\text{вх}}$ - входное сопротивление последующего каскада усилителя или сопротивление нагрузки; $R_{\text{вых}}$ - выходное сопротивление каскада усиления; C_p - емкость разделительного конденсатора; $C_0 = C_{\text{вх}} + C_{\text{м}}$;

ω - угловая частота усиливаемого сигнала; $\tau_{\text{в}} = C_0 \frac{R_{\text{вх}} \cdot R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{вых}}}$, (10.29)

$\tau_{\text{н}} = C_p (R_{\text{вх}} + R_{\text{вых}})$ - постоянные времени, соответственно, для высоких и низких частот усиливаемого сигнала. Угол сдвига по фазе между выходным и входным напряжениями можно получить из выражения:

$$\varphi = \arctg \left(\frac{1}{\omega \tau_{\text{н}}} - \omega \tau_{\text{в}} \right). \quad (10.30)$$

Частоту, на которой коэффициент усиления будет иметь максимальное значение, можно определить из выражения:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_B \cdot \tau_H}}. \quad (10.31)$$

10.9. Обратные связи в усилителях

Обратной связью в усилителях называют подачу части (или всего) выходного сигнала усилителя на его вход. Если в результате воздействия обратной связи напряжение на входе усилителя увеличивается, то такую обратную связь называют положительной. Если после введения обратной связи напряжение на входе и выходе уменьшается, то такую обратную связь называют отрицательной. Все обратные связи делятся на обратные связи по напряжению и по току. В обратных связях по напряжению: $U_{oc} = \beta \cdot U_{вых}$, где β - коэффициент обратной связи, который показывает какая часть выходного напряжения подается на вход усилителя.

При наличии отрицательной обратной связи коэффициент усиления уменьшается и его величину можно определить по формуле:

$$K_{oc} = \frac{K}{1 + \beta K}, \quad (10.32)$$

где K - коэффициент усиления без обратной связи.

При положительной обратной связи коэффициент усиления увеличивается:

$$K_{oc} = \frac{K}{1 - \beta K}. \quad (10.33)$$

Как показывает анализ, в электронных усилителях положительная обратная связь практически не применяется, так как снижается стабильность коэффициента усиления, поэтому чаще применяют отрицательную обратную связь. При этом снижается нестабильность коэффициента усиления при изменении параметров транзисторов; снижается уровень нелинейных искажений; расширяется полоса пропускания усилителя; увеличивается входное сопротивление каскада или всего усилителя в целом: ($R_{вх\ oc} = R_{вх} (1 + \beta K)$).

При этом (10.31) уменьшается выходное сопротивление:

$$R_{вых\ oc} = \frac{R_{вых}}{1 + \beta K}. \quad (10.34)$$

Пример. Усилитель с коэффициентом усиления $K=100$ охвачен отрицательной обратной связью. Определить его коэффициент усиления, если коэффициент передачи обратной связи $\beta = 0,01$.

$$\text{Решение. } K_{oc} = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{100}{1 + 0,01 \cdot 100} = 50.$$

Пример. Какое напряжение необходимо подать на вход усилителя охваченного отрицательной обратной связью с $\beta = 0,02$, для того чтобы на выходе усилителя получить $U_{вых} = 2$ В, если $K=25$.

Решение. 1) Коэффициент усиления при наличии обратной связи будет равен:

$$K_{oc} = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{25}{1 + 0,02 \cdot 25} = 16,7.$$

2) Требуемое напряжение на входе:

$$U_{вх} = \frac{U_{вых}}{K_{oc}} = \frac{2}{16,7} = 0,12 \text{ В.}$$

10.10. Усилитель постоянного тока

В системах автоматического регулирования часто возникает необходимость усиливать сигналы очень низкой частоты, вплоть до долей герца.

Усилители, используемые для этих целей, называются усилителями постоянного тока (УПТ). По принципу действия они могут быть прямого усиления или с преобразованием сигнала.

Отличительная особенность УПТ в том, что в них нет реактивных элементов L и C , так как на очень низких частотах $\chi_c \rightarrow \infty$, а $\chi_L \rightarrow 0$. Поэтому связь между каскадами осуществляется через резисторы или может быть непосредственная связь с использованием различного рода делителей напряжения. Наличие непосредственных связей между каскадами в многокаскадных усилителях затрудняет выделение полезного сигнала. На рис. 10.17 приведена схема двухкаскадного УПТ на биполярных транзисторах VT_1, VT_2 .

В данной схеме, как и в обычном каскаде с общим эмиттером, делителем R_1, R_2 и резистором R_{31} - устанавливается линейный режим работы транзистора VT_1 . Линейный режим для VT_2 устанавливается резисторами R_3, R_4, R_{32} и дополнительным резистором R_5 . При отсутствии входного сигнала резистором R_7 устанавливается напряжение между точ-

ками a и b равно нулю и при этом ток в нагрузке R_H отсутствует. При подаче сигнала на вход усилителя будет изменяться напряжение на коллекторе VT_1 , что приведет к изменению коллекторного тока I_{K2} и, в конечном итоге, нарушится баланс в мостовой схеме, плечами которого являются R_{K2} , R_6 , и внутреннее сопротивление транзистора VT_2 и R_7 .

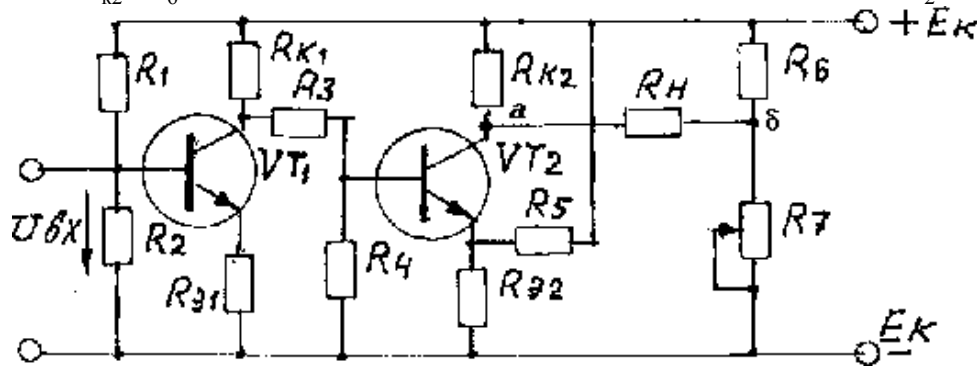


Рис.10.17

Например, на базу VT_1 подали напряжение положительной полярности. При этом I_{K1} возрастет, U_{K1} уменьшится, ток транзистора VT_2 I_{K2} уменьшится, потенциал на его коллекторе возрастет, по отношению к точке «б». Через нагрузку пойдет ток (от точки «а» к точке «б»). При смене полярности входного сигнала будет противоположный процесс.

Недостатком УПТ является разбаланс в выходном каскаде из-за возможного изменения параметров транзисторов или резисторов. Это явление носит название «дрейфа нуля».

Наиболее эффективными мерами уменьшения дрейфа в УПТ прямого усиления являются стабилизация питающих напряжений и применение балансных схем усилителей.

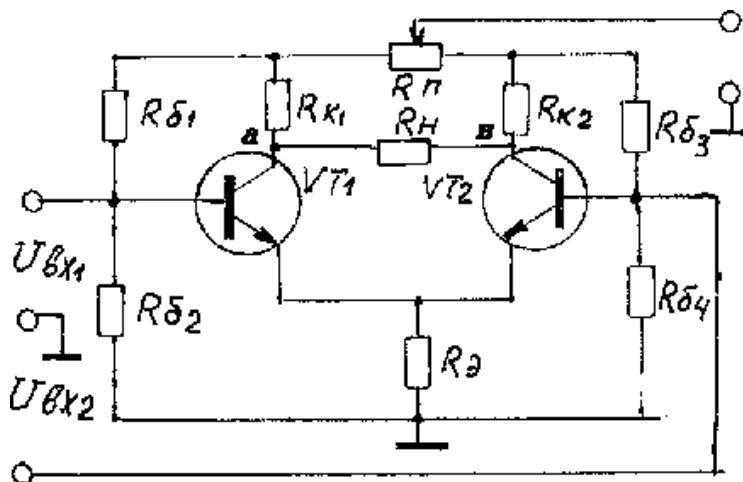


Рис.10.18

Здесь
 $R_{K1} = R_{K2}$; $R_{61} = R_{63}$;
 $R_{62} = R_{64}$; $VT_1 = VT_2$;
 $R_{П}$ - переменный резистор.

При отсутствии сигналов на входах усилителя резистором R_n устанавливается напряжение $U_{аб} = 0$, при этом ток через нагрузку также будет равен нулю.

При наличии сигналов на входах $U_{вх1}$, $U_{вх2}$ баланс в усилителе нарушается и через нагрузку R_n пойдет ток. Наилучшие результаты можно получить в случае применения специальных сдвоенных транзисторов изготовленных на одном кристалле полупроводника и имеющих общий корпус.

10.11. Операционные усилители

С появлением интегральных микросхем широкое применение получили **операционные усилители (ОУ)**. Операционные (решающие) усилители постоянного тока широко применяются в автоматике, измерительной и аналоговой вычислительной технике. Их коэффициент усиления по напряжению может быть равен 10^5 и более. Они обладают большим входным (10^6 и более) и малым (доли Ома) выходным сопротивлением.

Изменение характеристик транзисторов вследствие изменения температуры окружающей среды практически не будет вызывать изменение тока в нагрузочном устройстве. В таких усилителях напряжения дрейфа может быть уменьшено в (20-100) раз по сравнению с небалансным УПТ.

Коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления дифференциального каскада определяются, соответственно, по формулам:

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{R_k}{1 + h_{22}R_k}, \quad (10.35)$$

$$R_{\text{ВХ}} = 2h_{11}, \quad (10.36)$$

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{2R_k}{1 + h_{22}R_k}. \quad (10.37)$$

Условное графическое обозначение ОУ приведено на рис. 10.19.

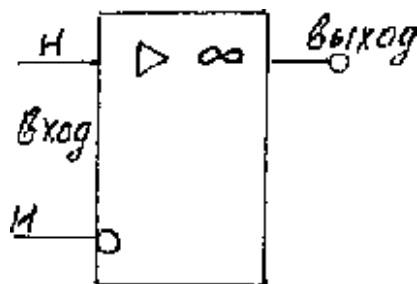


Рис. 10.19

Значки «▷, ∞» символизируют наличие очень большого коэффициента усиления. Для питания ОУ обычно используют два разнополярных источника питания $+E_{п1}$ и $-E_{п2}$. Буква «н» – обозначает неинвертирующий вход; «и» – инвертирующий вход (при этом

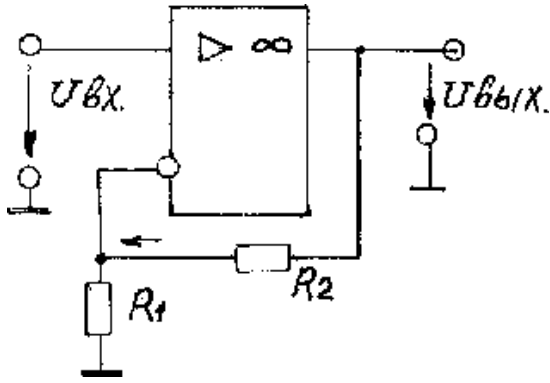


Рис. 10.20

полярность выходного сигнала противоположна полярности входного сигнала). Многообразие устройств, которые можно реализовать с помощью ОУ, определяется видами обратных связей охватывающих усилитель. На рис. 10.20 приведена схема включения неинвертируемого усилителя. Входное напряжение подается на неинвертируемый вход, а с выхода усилителя

через делитель R_1, R_2 на инвертируемый вход подается напряжение отрицательной обратной связи. Обычно, $R_2 \gg R_{\text{вых}}$, $R_1 < R_{\text{вх}}$, тогда коэффициент усиления для идеального усилителя ($K_U = \infty$, $R_{\text{вх}} = \infty$, $R_{\text{вых}} = 0$) можно определить из следующего отношения:

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (10.38)$$

На рис. 10.21. приведена схема включения инвертирующего усилителя, при этом входное напряжение и напряжение обратной связи подается одновременно на инвертирующий вход, а другой вход (неинвертирующий) обычно заземляется. Из анализа следует, что коэффициент усиления по напряжению:

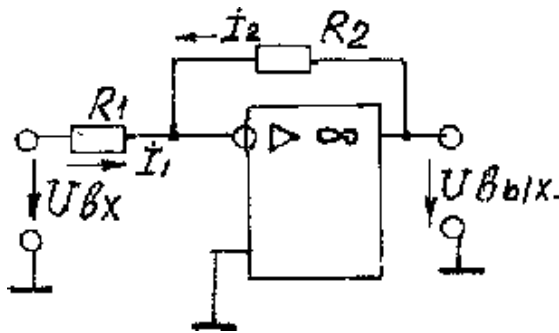


Рис. 10.21

Выбирая соответствующим образом значение R_1 и R_2 , можно обеспечить необходимый коэффициент

$$K_{U_n} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (10.39)$$

усиления K_{U_n} и K_{U_m} .

На основе ОУ можно построить устройства, выполняющие любые математические операции. Например, сумматоры, дифференцирующие усилители, интегрирующие усилители и т. д. На рис. 10.22 представлена схема сумматора трех входных сигналов на операционном уси-

лителе, у которого выходное напряжение пропорционально сумме входных напряжений:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_2}{R_1}(U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}} + U_{\text{ВХ3}}). \quad (10.40)$$

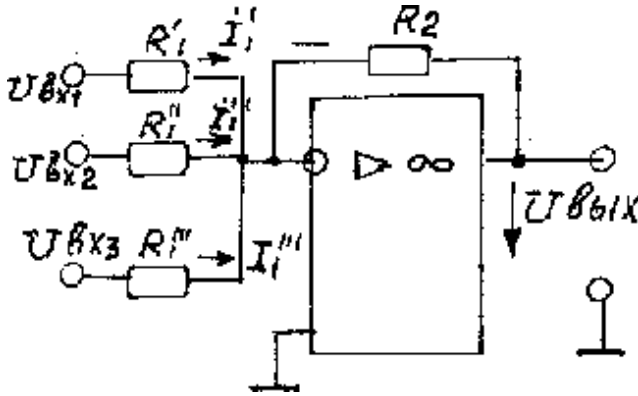


Рис. 10.22

Пример. Чему равны выходные напряжения неинвертирующего и инвертирующего усилителей (рис. 10.22), если $U_{\text{ВХ}} = 0,2 \text{ В}$; $R_1 = 500 \text{ Ом}$; $R_2 = 5 \text{ кОм}$.

Решение. Коэффициент усиления для неинвертирующего усилителя:

$$K_{U_{\text{н}}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 11,$$

поэтому $U_{\text{ВЫХ}} = 2,2 \text{ В}$.

Для инвертирующего усилителя:

$$K_{U_{\text{и}}} = -\frac{R_2}{R_1} = -10.$$

Выходное напряжение этого усилителя:

$$U_{\text{ВЫХ}} = |K_{U_{\text{и}}}| \cdot U_{\text{ВХ}} = 2 \text{ В}.$$

Пример. Рассчитать сопротивления R_1' , R_1'' , R_1''' резисторов сумматора, обеспечивающих следующую зависимость выходного напряжения: $U_{\text{ВЫХ}} = -(3U_{\text{ВХ1}} + 15U_{\text{ВХ2}} + 5U_{\text{ВХ3}})$. Сопротивление резистора обратной связи $R_2 = 150 \text{ кОм}$.

Решение.

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_2}{R_1}(U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}} + U_{\text{ВХ3}}) = -\frac{R_2}{R_1}U_{\text{ВХ1}} - \frac{R_2}{R_1}U_{\text{ВХ2}} - \frac{R_2}{R_1}U_{\text{ВХ3}}, \text{ значит}$$

коэффициенты: $3 = \frac{R_2}{R_1} = \frac{150}{R_1'}$, отсюда $R_1' = \frac{150}{3} = 50 \text{ кОм}$ и, соответственно:

но: $15 = \frac{150}{R_1''}$; $R_1'' = \frac{150}{15} = 10 \text{ кОм}$; $5 = \frac{150}{R_1'''}$, отсюда $R_1''' = \frac{150}{5} = 30 \text{ кОм}$.

10.12. Избирательные усилители

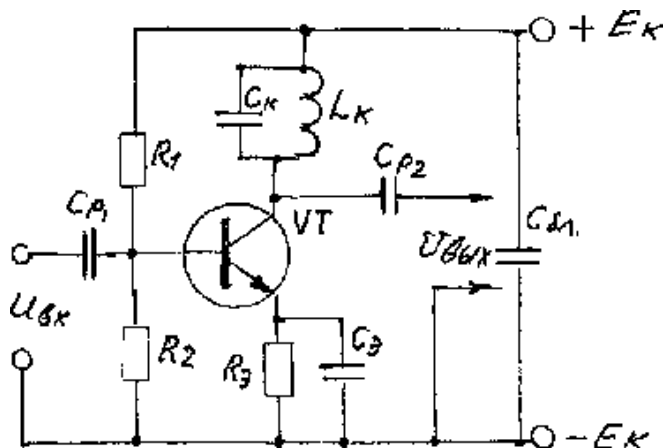


Рис. 10.23,а

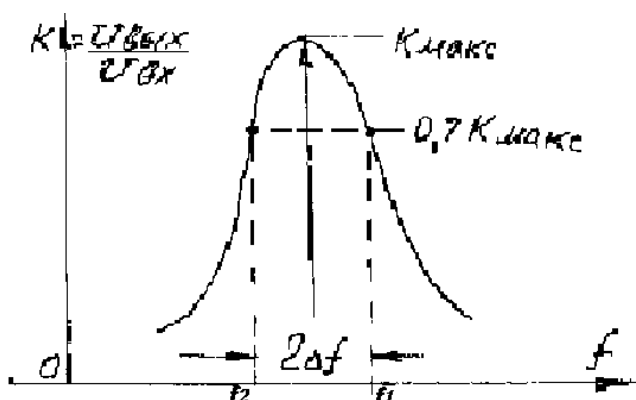


Рис. 10.23,б

Усилитель высокой частоты отличается от схемы усилителя низкой частоты тем, что в коллекторную цепь транзистора, вместо активного сопротивления, включен колебательный контур, чаще всего состоящий из параллельного соединения индуктивности и емкости (рис. 10.23,а).

Элементы смещения (R_1, R_2), температурной стабилизации (R_3, C_3) выбирают также, как и для широкополосных усилителей. Колебательный контур настраивается в резонанс на среднюю частоту полосы пропускания. На резонансной частоте:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}} \quad (10.41)$$

Контур обладает наибольшим активным эквивалентным сопротивлением:

$$R_{\text{экв}} \cong \frac{L_k}{C_k R}, \quad (10.42)$$

где R - активное сопротивление катушки индуктивности. Учитывая, что коэффициент усиления по напряжению пропорционален сопротивлению коллекторной нагрузки, следовательно, на резонансной частоте он будет наибольшим. Поэтому такие усилители часто называют резонансными. При изменении частоты входного сигнала сопротивление контура уменьшается, что приведет к уменьшению коэффициента усиления. На рис. 10.23,б приведена частотная характеристика резонансного усилителя.

Интервал частот, в пределах которого усиление падает не более чем 0,707 от своего максимального значения, называют полосой пропускания: $\Pi_{0,707} = 2\Delta f = f_1 - f_2$.

Отношение резонансной частоты к полосе пропускания принято называть добротностью контура:

$$D = \frac{f_p}{2\Delta f}. \quad (10.43)$$

С увеличением добротности «D» полоса пропускания уменьшается, а при ее уменьшении – расширяется. Например, для безискаженного приема информации, по-

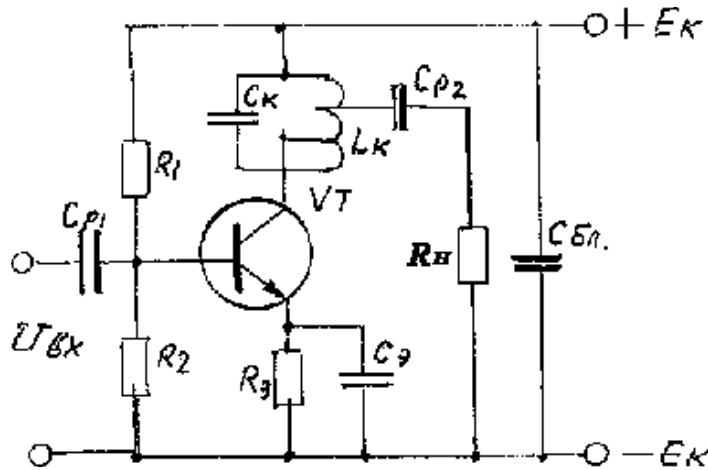


Рис. 10.24

лоса пропускания радиоприемника должна быть не менее чем удвоенная высшая звуковая частота источника информации. Наличие нагрузки на колебательный контур, а также выходное сопротивление транзистора оказывают шунтирующее действие. Это приводит к уменьшению его добротности, поэтому, для уменьшения

влияния этих факторов применяют частичное включение контура в коллекторную и нагрузочную цепи (рис. 10.24).

Следует также обратить внимание, что параллельно каскаду между $+E_k$ и $-E_k$ всегда включают так называемый блокировочный конденсатор $C_{бт}$, порядка 10 тысяч пикофард (пФ), для замыкания цепи по переменному току. Перестройку контура на другую частоту обычно осуществляют конденсатором C_k переменной емкости, который включается параллельно индуктивности L_k .

10.13. Контрольная работа №1 по основам электроники [2], [17]

Задача 10.1.

Аналитический расчет усилителя низкой частоты на транзисторе.

Номер варианта определяется по тому же правилу, что и при выполнении контрольной работы по электротехнике, по двум последним цифрам учебного шифра студента. Если это число не более 20, то оно

является номером варианта. Если же это число больше 20, то оно делится на 20 и остаток является номером варианта.

В конце работы необходимо поставить подпись студента и дату выполнения контрольного задания.

В контрольном задании дается тип транзистора, схема усилителя на рис. 10.5, рабочий режим в состоянии покоя, сопротивление нагрузки усилителя R_n , сопротивление в цепи коллектора R_k , наименьшая частота усиления f_n , падение напряжения на резисторе R_3 , выбранное в соответствии с требованиями температурной стабилизации усилителя. Напряжение на участке между коллектором и эмиттером $U_{кэ}$, в состоянии покоя следует принять равным 5 В. Кроме того, сопротивление нагрузки усилителя R_n принимают равным входному $R_{вх}$, т. е. считают, что данный усилитель имеет в качестве нагрузки такой же каскад усиления. Кроме того, следует иметь в виду, что в таблице задания даны средние значения параметров транзисторов.

В расчетах следует давать: токи - в миллиамперах, напряжения - в вольтах и сопротивления - в килоомах. Точность расчетов должна быть порядка 1% (напряжения округляют до 0,1 В, а сопротивления резисторов и емкостей конденсаторов – с точностью $\pm 10\%$).

Порядок расчета

1. Определяют падение напряжения на коллекторном резисторе в состоянии покоя:

$$U_k = I_k \cdot R_k.$$

2. Рассчитывают ток базы в состоянии покоя:

$$I_b = \frac{I_k}{h_{21э}}.$$

3. Ток делителя, протекающий по резисторам R_{61} , R_{62} , берут в 5 раз больше тока базы: $I_d = 5I_b$.

4. Рассчитывают напряжения питания схемы как сумму трех напряжений: $E_k = U_{кэ} + U_k + U_3$.

5. Определяют падение напряжения на резисторе R_{62} делителя как сумму двух напряжений: $U_2 = U_3 + U_{63}$.

Значение U_3 задано в табл. 10.1. Напряжение U_{63} считают равным для всех вариантов 0,2 В (на практике это напряжение берется обычно в пределах (0,2÷0,3) В).

6. Определяют напряжение на резисторе R_{61} как разность напряжений питания E_k и падения напряжения на резисторе R_{62} :

$$U_1 = E_k - U_2.$$

7. Рассчитывают сопротивление резистора R_{62} по закону Ома:

$$R_{62} = \frac{U_2}{I_d}.$$

8. При расчете сопротивления резистора R_{61} нужно учитывать, что через него протекают сумма токов:

$$R_{61} = \frac{U_1}{I_d + I_6}.$$

9. Находят входное сопротивление усилителя $R_{вх}$ как эквивалентное сопротивление трех включенных параллельно резисторов R_{61} , R_{62} и $h_{11э}$.

10. Сопротивление нагрузки усилителя R_n берут равным $R_{вх}$.

11. Рассчитывают сопротивление резистора R_3 по формуле:

$$R_3 = \frac{U_3}{I_k + I_6}.$$

12. Емкость конденсатора звена автоматического смещения рассчитывают по формуле:

$$C_3 = \frac{10}{2\pi f_n R_3},$$

где f_n - наименьшая частота усиливаемого напряжения.

13. Емкость разделительного конденсатора на входе схемы C_{p1} рассчитывают по формуле:

$$C_{p1} = \frac{1}{f_n \cdot R_{вх}}.$$

14. По аналогии находим емкость: $C_{p2} = \frac{1}{f_n \cdot R_n}$.

15. Коэффициент усиления по напряжению в области средних частот:

$$K_0 = h_{21э} \frac{R_{кн}}{h_{11э}},$$

где $R_{кн}$ - эквивалентное сопротивление параллельно включенным резисторам R_k , R_n и $R_{вых}$;

$$R_{\text{вых}} = \frac{1}{h_{22\text{э}}} - \text{выходное сопротивление транзистора.}$$

16. Рассеиваемая на коллекторе мощность ($P_{\text{к}} = U_{\text{кэ}} \cdot I_{\text{к}}$) не должна превышать максимально допустимую $P_{\text{к макс}}$, которая дана в табл. 10.1.

При невыполнении этих условий необходимо изменить режим работы транзистора и уменьшить ток коллектора до 0,5 мА.

17. Рассчитывают мощность, рассеиваемую отдельно на резисторах $R_{\text{к}}$, $R_{\text{э}}$. Резисторы выбирают такими, чтобы их максимальная рассеиваемая мощность не менее чем в 2 раза превышала рассчитанную мощность: $P_{\text{к}} = I_{\text{к}}^2 R_{\text{к}}$, $P_{\text{э}} = I_{\text{э}}^2 R_{\text{э}}$.

18. В контрольной работе указывают назначение всех элементов схемы и представляют временные пояснительные диаграммы: $U_{\text{вх}} = \Phi(t)$, $U_{\text{б}} = \Phi(t)$, $i_{\text{к}} = \Phi(t)$, $U_{\text{к}} = \Phi(t)$, $U_{\text{вых}} = \Phi(t)$ - с учетом структуры транзистора.

Данные контрольной работы приведены в табл. 10.1.

Таблица 10.1

Исходные данные контрольного задания

Вариант	Тип транзистора	$h_{11\text{э}}$, Ом	$h_{21\text{э}}$	$h_{22\text{э}}$, [Ом ⁻¹]	$R_{\text{к}}$, [кОм]	$U_{\text{э}}$, [В]	$f_{\text{нр}}$, Гц	$P_{R_{\text{макс}}}$, Вт	Структура транзистора
1	ГТ322Б	2500	85	$85 \cdot 10^{-6}$	3,2	2,0	35	0,2	<i>p-n-p</i>
2	КТ348Б	1600	60	$1,0 \cdot 10^{-5}$	3,6	2,5	30	0,15	<i>n-p-n</i>
3	КТ373Б	6300	250	$5 \cdot 10^{-6}$	2,5	3,0	40	0,15	<i>n-p-n</i>
4	КТ342Б	3600	150	$2 \cdot 10^{-4}$	2,7	2,6	50	0,25	<i>n-p-n</i>
5	КТ3107Б	1300	100	10^{-4}	3,0	2,4	25	0,05	<i>n-p-n</i>
6	ГТ322А	330	65	$6,25 \cdot 10^{-5}$	3,1	2,3	45	0,05	<i>p-n-p</i>
7	ГТ309Б	4500	120	$25 \cdot 10^{-5}$	1,8	1,3	20	0,2	<i>p-n-p</i>
8	ГТ320А	150	160	$5 \cdot 10^{-5}$	2,0	3,2	30	0,2	<i>p-n-p</i>
9	ГТ321Б	180	70	10^{-5}	2,4	3,0	50	0,15	<i>p-n-p</i>
10	КТ312Б	200	60	$2 \cdot 10^{-4}$	2,4	2,5	40	0,22	<i>n-p-n</i>
11	КТ315Б	200	200	10^{-4}	3,0	2	20	0,15	<i>n-p-n</i>

12	ГТ308Б	800	85	$9 \cdot 10^{-5}$	2,5	2,5	20	0,15	<i>p-n-p</i>
13	КТ348Б	1500	60	10^{-5}	3,2	3,0	50	0,15	<i>n-p-n</i>
14	КТ3102А	50	160	$8 \cdot 10^{-5}$	2,0	1,8	50	0,25	<i>n-p-n</i>
15	КТ342Б	3600	150	$2 \cdot 10^{-4}$	1,8	2,0	50	0,15	<i>n-p-n</i>
16	КТ3107А	1300	100	10^{-4}	2,4	2,4	20	0,15	<i>n-p-n</i>
17	КТ373Б	6000	60	10^{-5}	2,2	2,0	20	0,15	<i>n-p-n</i>
18	МП42Б	750	75	$7,5 \cdot 10^{-5}$	4,5	3,1	20	0,15	<i>p-n-p</i>
19	ГТ328Б	2600	100	$2 \cdot 10^{-4}$	3,5	3,0	50	0,15	<i>p-n-p</i>
20	П416Б	1000	150	$5 \cdot 10^{-5}$	3,4	2,5	20	0,1	<i>p-n-p</i>

Задача 10.2.

В схеме простейшего усилителя низкой частоты на транзисторе (рис. 10.25) начальное смещение базы в режиме покоя задается током резистора R_6 . Даны параметры R_k , E_k , $h_{21э}$. Рассчитать значение R_6 так, чтобы в режиме покоя между коллектором и эмиттером транзистора было задано напряжение $U_{кэ}$.

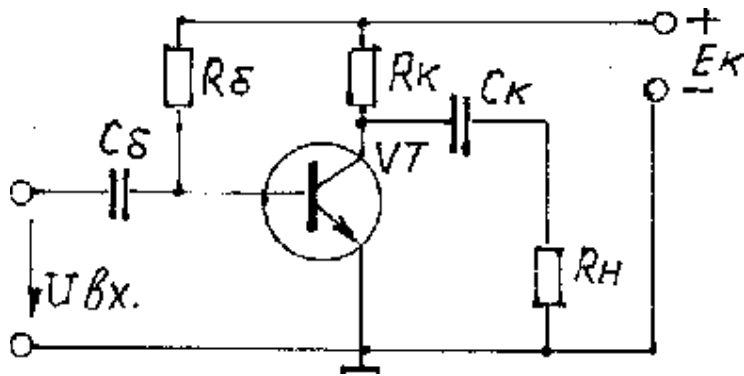


Рис.10.25

Таблица 10.2

Вариант	Данные к задаче 10.2.			
	R_k , кОм	E_k , В	$h_{21э}$	$U_{кэ}$, В
1	1,2	10	35	5
2	5,6	15	80	6
3	4,3	9	15	3

4	2,0	12	45	7
5	1,5	6	30	3
6	2,4	14	50	9
7	1,8	11	25	7,5
8	3,6	8,5	40	2,4
9	1,6	7,5	60	5,1
10	3,2	13	85	4,5
11	7,5	12	65	8
12	8,2	16	50	10,2
13	10,5	12	28	4,4
14	12,0	16	65	11,4
15	9,4	12	40	7,4
16	4,8	8,6	25	2,6
17	10,2	11,8	80	4,5
18	8,6	14	55	7,5
19	6,3	10,5	35	5,4
20	5,6	9	42	4,7

Задача 10.3.

В схеме транзисторного ключа (рис. 10.26) даны сопротивление резистора R_k и значение параметра h_{21} транзистора, а также напряжение питания E_k . Рассчитать значение R_c так, чтобы в отсутствие входных сигналов транзистор находился в насыщении с коэффициентом насыщения $S_{нас}$. Найти ток коллектора.

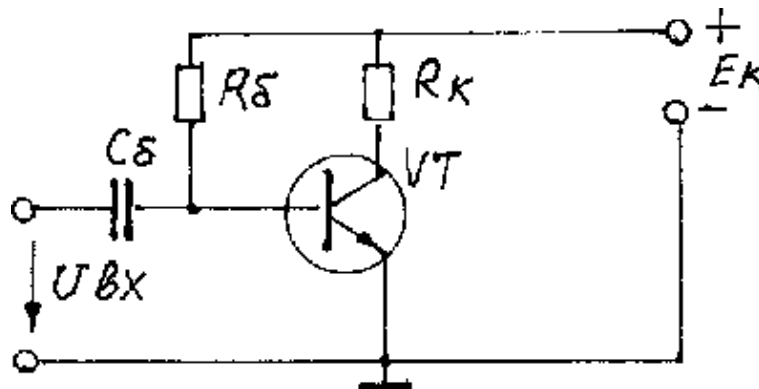


Рис.10.26

Таблица 10.3

Вариант	Данные к задаче 10.3.			
	$R_{к2}$, кОм	$h_{21э}$	$S_{нас}$	$E_{к2}$, В
1	2,0	50	1,5	10
2	3,2	40	1,25	8,5
3	5,4	30	2,1	12,5
4	1,5	15	2,5	9
5	2,5	80	1,7	11,8
6	1,25	45	1,35	10,5
7	3,5	25	1,9	7,5
8	2,7	18	1,6	6
9	4,5	85	2,25	14
10	1,8	28	1,4	16
11	10,5	45	1,55	9,6
12	12	35	2,7	10,4
13	9,6	70	3,2	12
14	7,4	85	1,45	10,2
15	8,2	120	1,8	9,6
16	13	40	2,25	8,8
17	10,2	55	3,2	13,6
18	4,5	30	2,8	8,4
19	5,6	55	2,4	16,5
20	6,4	75	3,4	14,8

Задача 10.4.

В схеме рис. 10.27 транзистор находится в состоянии насыщения, а конденсатор C разряжен. Даны значения $R_{к}$, C , t_1 , R_c и $E_{к}$. В момент времени $t = 0$ транзистор запирается отрицательным импульсом длительностью t_1 , а затем вновь входит в состояние насыщения. Написать формулу, в соответствии с которой изменится напряжение на конденсаторе, когда транзистор не пропускает ток. Найти напряжение на конденсаторе в момент времени $t = t_1$. Написать формулу, в соответствии с которой изменится напряжение на конденсаторе при $t > t_1$. Начертить график зависимости напряжения на конденсаторе от времени.

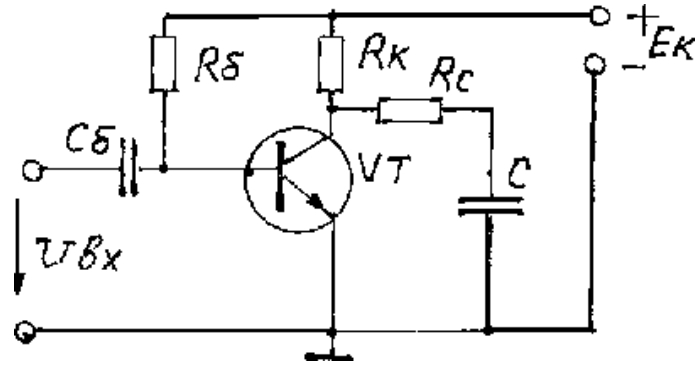


Рис.10.27

Таблица 10.4

Вариант	Данные к задаче 10.4.				
	$R_{к}, \text{кОм}$	$C, \text{мкФ}$	$t_1, \text{мс}$	$R_{с}, \text{кОм}$	$E_{к}, \text{В}$
1	5,1	0,1	1,5	0,5	12
2	8,0	0,05	0,5	0,45	10
3	7,5	0,03	0,2	0,65	15
4	3,2	0,15	0,75	0,8	11,5
5	2,5	1,0	1,5	0,75	10
6	4,5	0,2	2,0	0,55	9,4
7	4,0	0,35	1,5	0,5	13,2
8	6,0	0,02	0,2	0,45	12
9	10,0	0,33	2,5	0,6	17,5
10	5,6	0,35	3,0	0,82	7,6
11	4,4	1,5	8,0	1,4	14
12	2,5	0,7	3,5	2,8	15
13	8,4	0,04	0,7	5,6	10,5
14	2,8	0,15	0,6	1,5	9,7
15	4,0	0,33	1,5	0,64	10
16	12,5	0,5	10,0	8,4	13
17	5,6	0,04	0,54	2,6	11
18	4,3	0,12	0,8	1,5	10
19	3,2	0,22	0,6	2,4	8
20	2,8	0,5	0,9	0,68	9

Задача 10.5.

В схеме, изображенной на рис. 10.28 на фотодиод с чувствительностью S_1 падает световой поток Φ , в результате чего показание вольтметра изменилось на ΔU . Рассчитать световой поток. Значения S_1 , ΔU , h_{21} и R_k приведены в табл. 10.5.

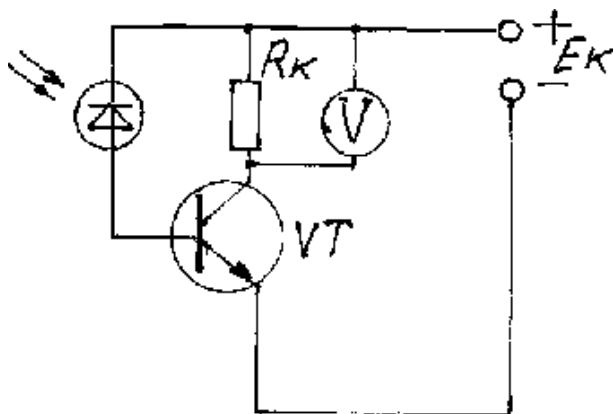


Рис.10.28

Таблица 10.5

Вариант	Данные к задаче 10.5.			
	S_1 , мА/лм	ΔU , В	$h_{21э}$	R_k , кОм
1	20	2,0	25	3,0
2	15	3,0	35	3,6
3	10	1,0	70	2,4
4	5	1,5	40	9,2
5	3	1,2	55	5,6
6	8	0,5	15	2,4
7	12	0,75	45	6,2
8	18	2,5	60	10,5
9	6	1,1	80	9,6
10	10	0,8	30	7,5
11	12	1,7	55	9,8
12	18	2,4	65	12,4
13	16	0,75	60	11,4
14	9	0,66	80	13,0
15	10	1,55	40	10,0
16	8	0,68	50	9,5
17	15	2,35	65	8,8
18	7,5	1,38	45	22,0
19	6,5	0,88	35	18,0
20	12,5	1,33	75	15,0

Задача 10.6.

Усилитель на транзисторе по схеме ОЭ охвачен отрицательной обратной связью с коэффициентом β_{OC} . Рассчитать коэффициент усиления по напряжению, если даны параметры транзистора $h_{11э}$, $h_{21э}$, $h_{22э}$, а также сопротивления коллекторной нагрузки R_k и полезной нагрузки R_H .

Таблица 10.6

Вариант	Данные к задаче 10.6.					
	β_{OC}	$h_{11э}$, Ом	$h_{21э}$	$h_{22э}$, Ом ⁻¹	R_k , кОм	R_H , кОм
1	0,1	500	85	$5 \cdot 10^{-5}$	2,2	1,4
2	0,04	680	120	$6 \cdot 10^{-5}$	3,6	0,9
3	0,15	950	100	$9 \cdot 10^{-5}$	8,4	12,0
4	0,08	1100	65	$4 \cdot 10^{-5}$	4,5	1,3
5	0,18	750	90	$7 \cdot 10^{-5}$	5,0	4,2
6	0,03	540	45	$12 \cdot 10^{-5}$	3,3	0,6
7	0,02	670	35	$8 \cdot 10^{-5}$	2,4	0,5
8	0,04	860	96	$14 \cdot 10^{-5}$	8,5	1,8
9	0,06	1200	130	$7 \cdot 10^{-5}$	3,2	4,1
10	0,05	700	63	$4 \cdot 10^{-5}$	1,5	1,2
11	0,06	980	88	$7 \cdot 10^{-5}$	4,8	4,2
12	0,02	860	74	$4 \cdot 10^{-5}$	3,8	15,0
13	0,07	580	97	$6 \cdot 10^{-5}$	9,6	5,3
14	0,04	890	110	$9 \cdot 10^{-5}$	10,0	4,8
15	0,06	790	125	$5 \cdot 10^{-5}$	9,0	16,0
16	0,04	1100	76	$8 \cdot 10^{-5}$	5,4	13,0
17	0,03	640	80	$6 \cdot 10^{-5}$	4,4	15,5
18	0,01	580	38	$4 \cdot 10^{-5}$	6,8	20,0
19	0,06	880	95	$4 \cdot 10^{-5}$	9,5	10,4
20	0,04	940	88	$5 \cdot 10^{-5}$	4,8	8,6

Задача 10.7.

В схеме транзисторного усилителя низкой частоты с общим эмиттером, описанной в контрольной работе задачи 10.1, заданы пара-

метры $h_{11э}$, $h_{21э}$ и $h_{22э}$ транзистора, сопротивления R_k , R_H , а также напряжение входного сигнала $U_{вх}$. Рассчитать напряжение выходного сигнала $U_{вых}$.

Таблица 10.7

Вариант	Данные к задаче 10.7.					
	$h_{11э}$, Ом	$h_{21э}$	$h_{22э}$, Ом ⁻¹	R_H , кОм	R_k , кОм	$U_{вх}$, мВ
1	700	40	$4 \cdot 10^{-5}$	8	3,8	2
2	1100	85	$6 \cdot 10^{-5}$	5,5	4,2	3,8
3	550	200	$7 \cdot 10^{-5}$	4,8	3,2	6
4	640	55	$12 \cdot 10^{-5}$	6	5	14
5	980	80	$8 \cdot 10^{-5}$	3	4,8	0,8
6	860	120	$5 \cdot 10^{-5}$	5	10	1,2
7	1000	90	$9 \cdot 10^{-5}$	4	8	3
8	540	100	$4 \cdot 10^{-5}$	3,5	3,6	2,4
9	950	60	$11 \cdot 10^{-5}$	6	5,4	28
10	880	110	$7 \cdot 10^{-5}$	3,8	4,2	12
11	660	75	$6 \cdot 10^{-5}$	4,6	6,4	5,5
12	1200	125	$5 \cdot 10^{-5}$	12	8,5	8,4
13	750	45	$4 \cdot 10^{-5}$	50	12	11
14	920	60	$9 \cdot 10^{-5}$	14	4,4	24
15	800	85	$7 \cdot 10^{-5}$	18	5,6	15
16	680	130	$8 \cdot 10^{-5}$	4,5	7,5	6
17	1050	50	$5 \cdot 10^{-5}$	33	4,6	50
18	580	35	$4 \cdot 10^{-5}$	15	3,7	60
19	900	95	$6 \cdot 10^{-5}$	5	2,8	14
20	840	105	$9 \cdot 10^{-5}$	4,4	10	5

11. Электронные генераторы

11.1. Генераторы синусоидальных колебаний [17], [14]

Генераторы синусоидальных колебаний – это устройства, преобразующие энергию постоянного тока в энергию электрических колебаний синусоидальной формы. Генератор представляет собой резонансный усилитель, охваченный положительной обратной связью (рис. 11.1).

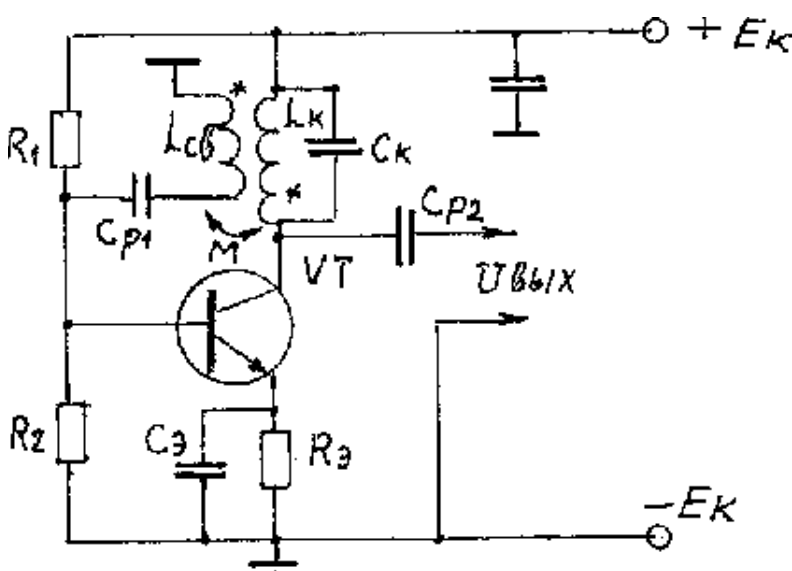


Рис. 11.1

В рассматриваемой схеме обратная связь осуществляется с помощью катушки $L_{св}$, индуктивно связанной с катушкой колебательного контура $L_к C_к$.

При подаче питающих напряжений в коллекторной цепи транзистора возникает нарастающий ток. В результате появится ЭДС самоиндукции $\left(e_L = \pm L_к \frac{di_к}{dt} \right)$ и в колебательном контуре возникнут собственные колебания с частотой $\left[f_0 = 1 / \left(2\pi \sqrt{L_к C_к} \right) \right]$, которые затухли бы через некоторое время из-за потери мощности на активном сопротивлении контура. Но, благодаря наличию катушки обратной связи, часть переменного напряжения подается на участок база-эмиттер транзистора. В результате колебания усиливаются и суммируются в фазе с колебаниями контура и поддерживаются незатухающими. В начальный период колебания будут нарастать по амплитуде, но благодаря нелинейности входных и выходных характеристик транзистора, наступает стационарный колебательный процесс с постоянной амплитудой.

контура $L_к C_к$.

При подаче питающих напряжений в коллекторной цепи транзистора возникает нарастающий ток. В результате появится ЭДС самоиндукции $\left(e_L = \pm L_к \frac{di_к}{dt} \right)$ и в колебательном контуре возникнут собственные колебания с частотой $\left[f_0 = 1 / \left(2\pi \sqrt{L_к C_к} \right) \right]$, которые затухли бы через некоторое время из-за потери мощности на активном сопротивлении контура. Но, благодаря наличию катушки обратной связи, часть переменного напряжения подается на участок база-эмиттер транзистора. В результате колебания усиливаются и суммируются в фазе с колебаниями контура и поддерживаются незатухающими. В начальный период колебания будут нарастать по амплитуде, но благодаря нелинейности входных и выходных характеристик транзистора, наступает стационарный колебательный процесс с постоянной амплитудой.

индукции $\left(e_L = \pm L_к \frac{di_к}{dt} \right)$ и в колебательном контуре возникнут собственные колебания с частотой $\left[f_0 = 1 / \left(2\pi \sqrt{L_к C_к} \right) \right]$, которые затухли бы через некоторое время из-за потери мощности на активном сопротивлении контура. Но, благодаря наличию катушки обратной связи, часть переменного напряжения подается на участок база-эмиттер транзистора. В результате колебания усиливаются и суммируются в фазе с колебаниями контура и поддерживаются незатухающими. В начальный период колебания будут нарастать по амплитуде, но благодаря нелинейности входных и выходных характеристик транзистора, наступает стационарный колебательный процесс с постоянной амплитудой.

ственные колебания с частотой $\left[f_0 = 1 / \left(2\pi \sqrt{L_к C_к} \right) \right]$, которые затухли бы через некоторое время из-за потери мощности на активном сопротивлении контура. Но, благодаря наличию катушки обратной связи, часть переменного напряжения подается на участок база-эмиттер транзистора. В результате колебания усиливаются и суммируются в фазе с колебаниями контура и поддерживаются незатухающими. В начальный период колебания будут нарастать по амплитуде, но благодаря нелинейности входных и выходных характеристик транзистора, наступает стационарный колебательный процесс с постоянной амплитудой.

Однако генератор может и не возбуждаться, если не будут выполнены два условия: 1 – баланс фаз; 2 – баланс амплитуд.

Смысл первого условия состоит в том, что трансформируемые колебания из контура в цепь обратной связи после их усиления транзистором должны совпадать по фазе с возникшими колебаниями в контуре. Необходимо напомнить, что усилитель с общим эмиттером изменяет фазу входного сигнала на 180° .

Смысл второго условия состоит в том, что обратная связь должна быть достаточной, чтобы скомпенсировать потери в колебательном контуре. Аналитически это записывается так:

$$\beta_{oc} \cdot K > 1, \quad (11.1)$$

где β_{oc} - модуль коэффициента обратной связи; K - модуль коэффициента усиления усилителя.

Это значит, что напряжение собственных колебаний, пройдя цепь обратной связи и усилитель, должно превосходить первоначальное значение.

$$\text{В установившемся режиме: } \beta_{oc} \cdot K = 1. \quad (11.2)$$

Условие баланса фаз обеспечивается правильностью подключения концов катушки обратной связи L_{cb} . При неправильном ее включении генератор не возбуждётся.

Баланс амплитуд обеспечивается за счет геометрического расположения L_{cb} относительно L_k , числом ее витков, а также параметрами транзистора.

Кроме рассмотренной схемы существуют ряд других. Например, схема генератора с автотрансформаторной обратной связью, емкостная трехточка и т. д.

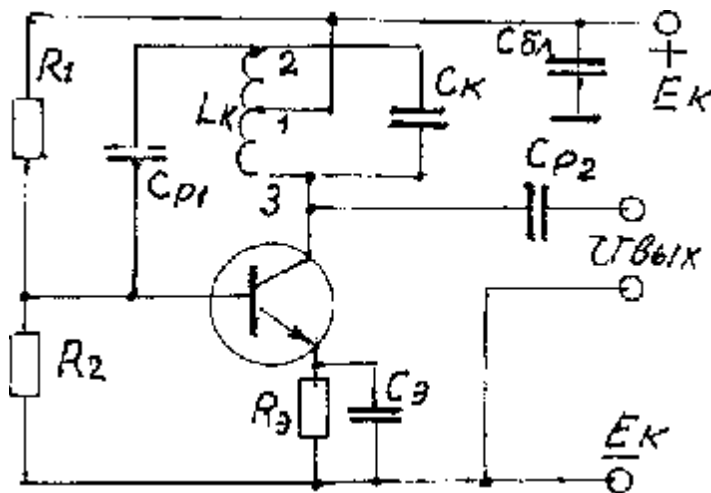


Рис. 11.2

На рис. 11.2 представлена схема генератора с автотрансформаторной обратной связью.

Из схемы видно, что точка (1) контура по высокой частоте через блокировочный конденсатор $C_{бл}$ и C_3 непосредственно приложена к эмиттеру, а точка (2) - к базе транзистора. Напряжение, снимаемое с участка (2-1) контура все-

гда противоположно по фазе с напряжением на коллекторе. Таким образом, за счет такой схемы выполняется условие баланса фаз. Величина обратной связи β_{oc} определяется числом витков катушки между точками (2-1). С увеличением числа витков обратная связь увеличивается.

Резисторы R_1, R_2, R_3, C_3 определяют режим работы транзистора по постоянному току и его температурную стабилизацию. Основными параметрами автогенератора являются его частота, выходное напряжение и стабильность частоты. Относительная нестабильность частоты:

$$\delta_f = \frac{\Delta f}{f}, \quad (11.3)$$

где Δf – абсолютный уход частоты относительно заданного значения f .

Отклонение частоты от номинального значения определяется температурой, влажностью окружающей среды, нестабильностью питающих напряжений и нагрузочных цепей.

Основной способ стабилизации частоты генератора - применение контуров с высокой добротностью. Такие контуры имеют большой запас реактивной энергии, поэтому вносимые в них кратковременные изменения не смогут изменить частоту генератора. Обычные колебательные контуры имеют низкую добротность равной (50÷100).

Для повышения стабильности частоты используют кварцевые резонаторы. Добротность таких контуров может быть (20000÷30000) и более.

С целью улучшения стабильности кварцевый резонатор помещают в термостат с системой автоматического поддержания температуры.

На рис. 11.3 приведена схема автогенератора с кварцевым резонатором, выполненного по схеме “емкостная трехточка”.

Частота генератора определяется параметрами кварцевой пластинки:

$$f = \frac{2,84}{d}, \quad (11.4)$$

где d – толщина пластины, в мм;
 f – собственная частота кварцевой пластины, в МГц.

Такие генераторы выполняются на частоты до 100 МГц. Дальнейшее повышение частоты ограничивается сложностью изготовления очень тонких кварцевых пластинки.

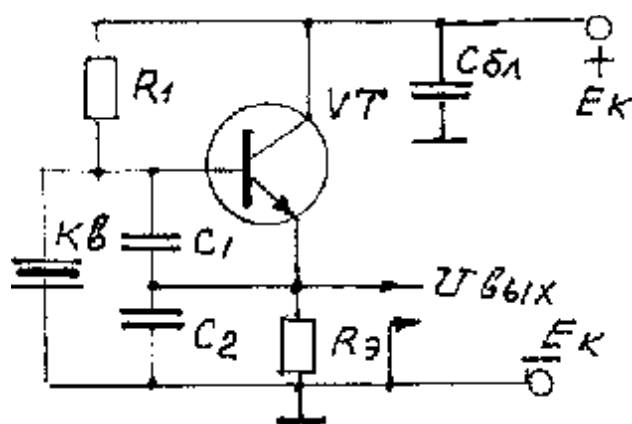


Рис. 11.3.

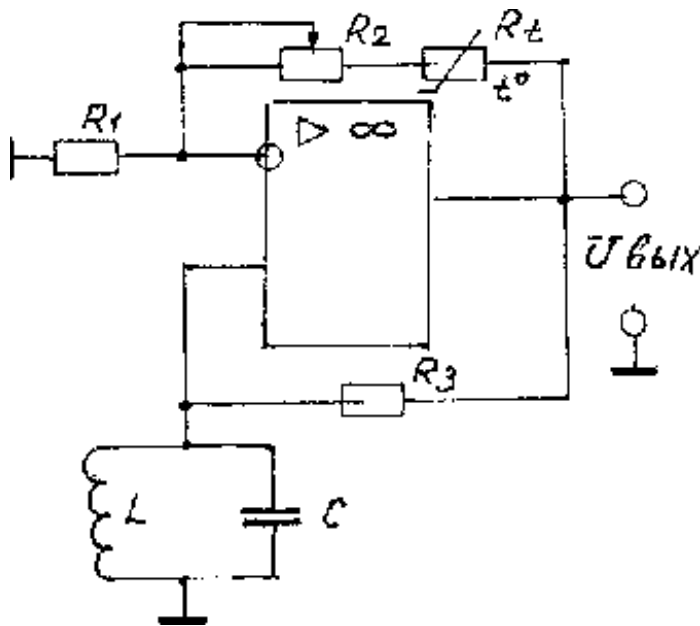


Рис. 11.4

Это существенно повышает стабильность работы автогенератора. Принципиальная схема такого автогенератора изображена на рис. 11.4.

В этой схеме резисторы R_1 , R_2 , R_t образуют цепь отрицательной обратной связи. Резонансный LC контур и резистор R_3 включены в звено с положительной обратной связью.

Для стабилизации амплитуды выходного напряжения в цепи положительной обратной связи включен терморезистор R_t . При увеличении выходного напряжения автогенератора по какой-либо причине ток через R_t возрастает, а его сопротивление уменьшается. В результате увеличивается отрицательная обратная связь и уровень выходного напряжения уменьшается. Резистором R_2 производится регулировка условия баланса амплитуд.

Пример. Определить сопротивление резистора R_1 , при котором в схеме рис. 11.4 возникнут незатухающие колебания, если $R_3 = 100$ кОм; $R_2 + R_t = 150$ кОм. Резонансное сопротивление контура $R_{рез} = 1$ кОм.

Решение. 1. Определим коэффициент положительной обратной связи β на резонансной частоте f_0 :

$$\beta = \frac{R_{рез}}{R_{рез} + R_3} = \frac{1 \cdot 10^3}{(100 + 1) \cdot 10^3} = 0,0099.$$

2. Рассчитаем коэффициент усиления в автогенераторе:

тинок с их механической прочностью. Изменение частоты генератора производится путем замены кварцевых резонаторов.

Высокими техническими характеристиками обладают LC-автогенераторы с использованием операционных усилителей (ОУ). В связи с высоким коэффициентом усиления ОУ, в них, кроме положительной обратной связи, вводится достаточно глубокая отрицательная обратная связь.

$$K_{U_{oc}} = \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0,0099} = 101.$$

Для выполнения условия должно быть $K_v \geq 1$.

Принимаем $K_{U_{oc}} = 102$.

Далее определим значение сопротивления R_1 в неинвертирующем усилителе:

$$R_1 = \frac{R_2 + R_t}{K_{U_{oc}} - 1} = \frac{150 \cdot 10^3}{101} = 1,49 \text{ кОм}.$$

11.3. Автогенераторы RC-типа

Для получения гармонических колебаний низкой и инфранизкой частот (от нескольких сотен кГц до долей Гц) применяют автогенераторы, у которых в качестве

звеньев обратной связи используются RC-четырёхполюсники. Применение контуров LC на низких частотах нецелесообразно из-за их громоздкости и малой добротности.

На рис. 11.5 изображена схема автогенератора RC-типа.

Автогенератор представляет однокаскадный транзисторный усилитель, охваченный обратной связью. Как

известно, в усилителе без обратной связи выходное напряжение сдвинуто по фазе по отношению ко входному на 180° . Если с коллектора подать напряжение на базу, то получится 100% отрицательная обратная связь. Чтобы получился генератор, необходима положительная связь и поэтому этот дополнительный сдвиг по фазе на 180° создают с помощью трех Г-образных RC-звеньев ($C_{\phi 1} R_1, C_{\phi 2} R_2, C_{\phi 3} R_3$). Каждое звено $C_\phi R$ создает сдвиг на 60° .

Расчеты показывают, что баланс фаз происходит на частоте:

$$f_0 = 1/(15,4 \cdot R \cdot C_\phi). \quad (11.5)$$

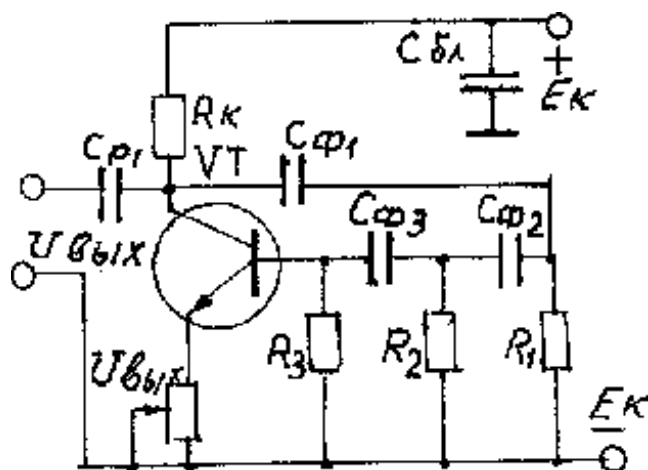


Рис. 11.5

Баланс амплитуд будет при коэффициенте усиления $K \geq 29$.

Если фазосдвигающие звенья соединить по схеме (рис. 11.6), то генерация колебаний будет на частоте:

$$f_0 = \frac{0,39}{RC_\phi}, \text{ при коэффициенте } K \geq 11,8. \quad (11.6)$$

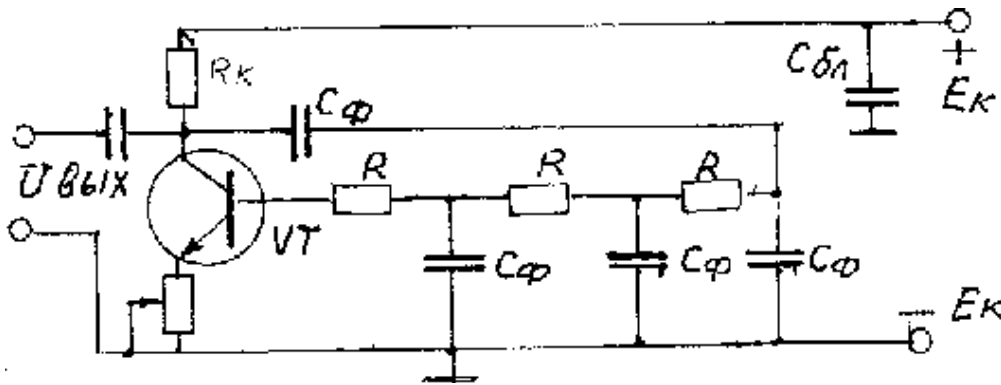


Рис.11.6

Такие генераторы обычно работают на одной фиксированной частоте или в узком диапазоне частот.

Недостатки схемы:

1. Колебания в генераторе могут быть неустойчивыми.
2. Форма сигнала может быть искажена и отличаться от синусоидальной.

Для повышения устойчивости работы и улучшения формы сигнала автогенератор выполняют на операционном усилителе (ОУ), в котором дополнительно вводится отрицательная обратная связь (рис. 11.7).

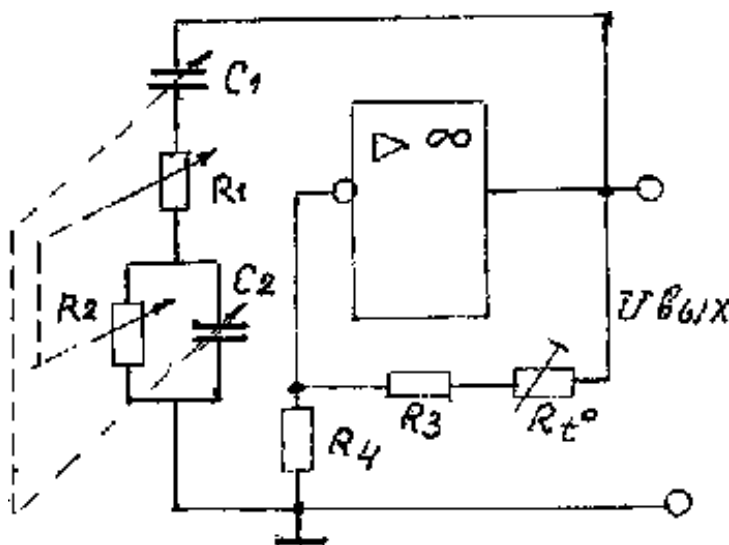


Рис. 11.7

котором дополнительно вводится отрицательная обратная связь (рис. 11.7).

Здесь: цепь положительной ОС включает R_1, R_2, C_1, C_2 .

На частоте

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \text{ где } R=R_1=R_2;$$

$C=C_1=C_2$; коэффициент $\beta=1/3$; нулевой угол сдвига фаз при $K_{УОС} \geq 3$. В

операционном усилителе коэффициент усиления во много раз больше и поэтому вводится отрицательная обратная связь. При этом:

$$K_{U_{oc}} = \frac{1 + (R_3 + R_t)}{R_4}. \quad (11.7)$$

Для регулировки частоты можно использовать переменные емкости C_1 и C_2 или два переменных сопротивления R_1 и R_2 . Такие генераторы применяют для получения синусоидальных колебаний в диапазоне от 1 до 10^6 Гц.

12. Импульсные устройства [15], [17], [19]

Генераторы импульсного напряжения

К числу таких генераторов относится **мультивибратор** - преобразователь энергии постоянного тока в импульсное напряжение прямоугольной формы. Различают два возможных режима работы: автоколебательный и ждущий.

12.1. Мультивибратор в автоколебательном режиме

Мультивибратор в автоколебательном режиме представляет двухкаскадный широкополосный усилитель, у которого выход второго каскада соединен со входом первого*. На рис. 12.1 а-б представлена принципиальная схема и временные пояснительные диаграммы.

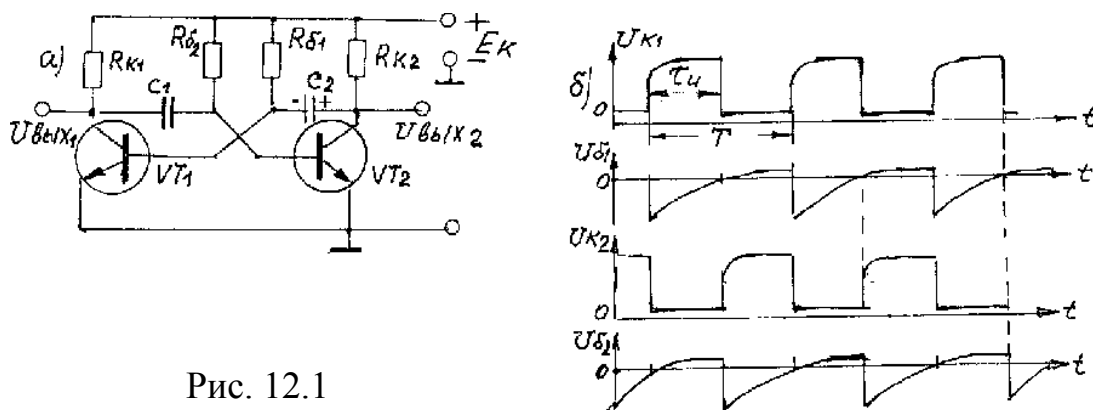


Рис. 12.1

Связь выхода первого каскада со вторым осуществляется через конденсатор C_1 , а выход второго каскада соединен с первым посредством конденсатора C_2 . Резисторы $R_{б1}$, $R_{б2}$ определяют начальные режимы

* а выход первого - со входом второго.

транзисторов. Если в схеме используются одинаковые транзисторы VT_1 , VT_2 , а также $R_{к1} = R_{к2}$, $C_1 = C_2$, то мультивибратор называется симметричным.

При подключении источника питания один из транзисторов, например VT_1 , окажется закрытым (при этом его коллекторный ток $i_{к1} \approx 0$), а другой транзистор VT_2 будет полностью открытым. При этом сопротивление участка коллектор – эмиттер VT_1 будет очень большим, а у VT_2 сопротивление участка коллектор – эмиттер будет близкое к нулю. Далее будут происходить процессы заряда конденсатора C_1 по цепи: $+E_k, R_{к1}, C_1$, участок “база – эмиттер” VT_2 , $-E_k$. Постоянная времени заряда $\tau_3 \approx C_1 R_{к1}$ и разряд конденсатора C_2 по цепи: $+C_2$, “коллектор – эмиттер” VT_2 , источник коллекторного питания, сопротивление $R_{б1}$, к минусу C_2 . Постоянная времени разрядной цепи $\tau_p \approx C_2 R_{б1}$. Так как плюсовой вывод C_2 через малое сопротивление участка коллектор – эмиттер будет на корпусе, с которым соединен эмиттер VT_1 , а минусовой вывод присоединен к базе VT_1 , этот транзистор будет находиться определенное время в закрытом состоянии. По мере разряда C_2 отрицательный потенциал на базе VT_1 уменьшается и будет недостаточным для удержания его в закрытом состоянии, он откроется, появится ток $i_{к1}$. Напряжение коллектора ($U_{к1} = E_k - i_{к1} \cdot R_{к1}$) уменьшится, что создает отрицательный перепад напряжения, который будет передан через C_1 на базу VT_2 . Это, в свою очередь, приведет к увеличению напряжения на коллекторе VT_2 : $U_{к2} = E_k - i_{к2} \cdot R_{к2}$. При этом, положительный перепад напряжения через C_2 будет передан на базу VT_1 и далее, в результате лавинообразного процесса, VT_1 полностью откроется, а VT_2 – закроется.

После этого будет происходить разряд C_1 по цепи: $+C_1$, участок коллектор – эмиттер VT_1 , источник коллекторного питания, сопротивление $R_{б2}$, $-C_1$. При этом транзистор VT_2 определенное время будет находиться в закрытом состоянии, а VT_1 в открытом и т. д. Далее процессы будут повторяться.

Время длительности импульса τ_U для симметричного мультивибратора приближенно равно $0,7R_6 \cdot C$ соответствующего плеча.

Для симметричного мультивибратора период:

$$T_{и} = 1,4R_6 \cdot C, \quad (12.1)$$

а для несимметричного:

$$T_{и} = 0,7(R_{б1}C_2 + R_{б2}C_1). \quad (12.2)$$

Следует отметить, что транзисторы VT_1 , VT_2 выполняют роль ключей и практически поочередно находятся в замкнутом (транзистор открыт) или разомкнутом (транзистор закрыт) состояниях. И только лишь кратковременно во время формирования фронтов импульсов транзисторы работают в усилительном режиме. От их коэффициентов усиления во многом зависит длительность фронтов импульсов.

Наряду с автоколебательным режимом работы широкое применение нашли мультивибраторы, работающие в ждущем режиме.

12.2. Ждущий мультивибратор

Ждущий мультивибратор вырабатывает один импульс требуемой длительности при подаче на его вход запускающего импульса. Затем он «ждет» очередного запуска. Схема и временные пояснительные диаграммы приведены на рис. 12.2 а-б.

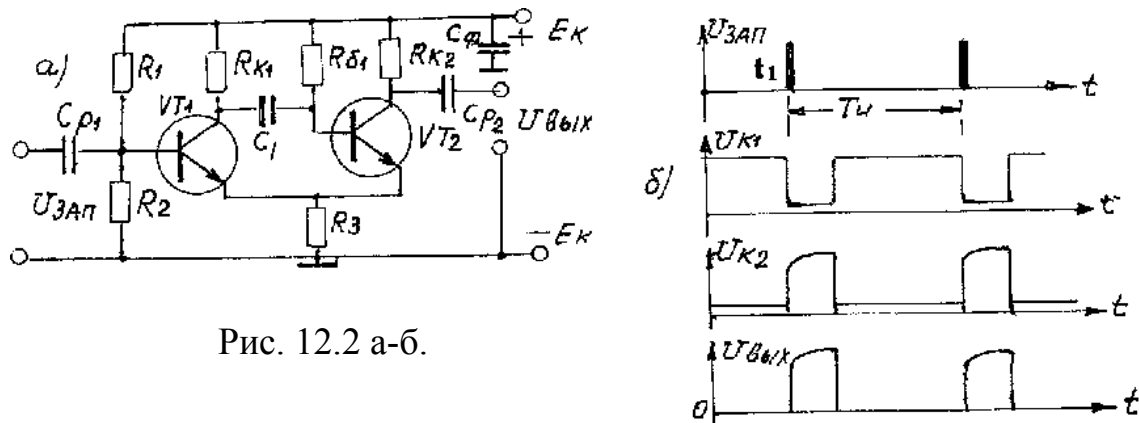


Рис. 12.2 а-б.

В исходном состоянии, благодаря подбору режимов, транзистор VT_1 закрыт, $i_{к1} \approx 0$, транзистор VT_2 – открыт, $i_{к2} = \text{макс.}$ (насыщение). Такое состояние обеспечивается за счет подачи положительного потенциала на базу VT_1 через резистор R_{61} подключенного к плюсу источника питания. При этом ток $i_{к2}$, протекая через R_3 , создает падение напряжения, которое больше, чем напряжение U_{61} подаваемое на базу VT_1 с делителя R_1, R_2 . В результате на его базе по отношению к эмиттеру будет действовать отрицательный потенциал и транзистор VT_1 будет надежно закрыт. Такое состояние может быть устойчивым до момента прихода запускающего импульса в момент времени t_1 (рис.12.2,б).

К этому моменту конденсатор C будет заряжен практически до напряжения $U_{к1} \approx E_k$. Далее, положительный запускающий импульс открывает VT_1 , появляется коллекторный ток $i_{к1}$ и создается падение на-

пряжения на $R_{к1}$. Отрицательный перепад напряжения ($\Delta U_{к1} = E_{к} - \Delta i_{к1} \cdot R_{к1}$) через конденсатор C передается на базу транзистора VT_2 , закрывая его. Уменьшение тока $i_{к2}$ снижает потенциал на R_3 , что ведет к увеличению тока $i_{к1}$. Возникает лавинообразный процесс, который приводит к тому, что транзистор VT_2 закрывается, а VT_1 – открывается. Затем происходит формирование длительности импульса $\tau_{и}$. Возвращение схемы в исходное состояние произойдет, когда конденсатор C_1 разрядится по цепи: $+C_1$, коллектор – эмиттер VT_1 , R_3 , источник питания, R_{61} , минус C_1 , и его энергии будет недостаточно для удержания транзистора VT_2 в закрытом состоянии, последний откроется и схема вернется в исходное состояние, т.е. VT_1 закроется, VT_2 – полностью откроется. Такое состояние будет до прихода следующего положительного запускающего импульса.

12.3. Мультивибратор на операционном усилителе

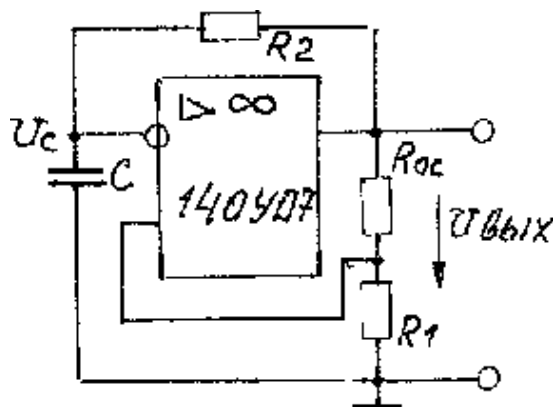


Рис. 12.3

Например, на рис. 12.3 представлена схема симметричного мультивибратора, работающего в автоколебательном режиме. Здесь: R_2C – цепь отрицательной обратной связи; R_{oc} , R_1 – цепь положительной обратной связи.

Для симметричного мультивибратора частота:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\tau \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_{oc}} \right)}, \quad (12.3)$$

где $\tau = R_2C$.

Длительность фронтов генерируемых импульсов зависит от типа операционного усилителя и составляет обычно не более 0,5 мкс.

Примечание: Импульсы напряжения мультивибратора содержат широкий спектр гармонических составляющих. Его можно рассматривать как генератор множества гармонических колебаний и поэтому произошло название «мультивибратор».

12.4. Дифференцирующая и интегрирующая цепи

В цифровых вычислительных машинах для представления чисел в виде двойного кода, а также для управления блоками устройств,

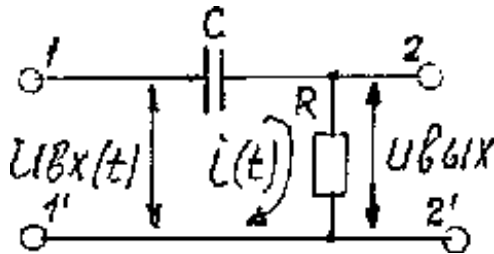


Рис. 12.4

широко используются кратковременные импульсы положительной или отрицательной полярности. Такие импульсы можно получить с помощью дифференцирующей цепи, схема которой приведена на рис. 12.4.

Входной сигнал подается на зажимы 1-1', а выходной сигнал снимается с зажимов 2-2'.

Составим уравнение по второму закону Кирхгофа:

$$U_{\text{вх}}(t) = i(t) \cdot R + U_c(t) = i(t) \cdot R + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt \quad (12.4)$$

Если постоянная времени цепи $\tau = RC$ мала и значит величина R тоже мала, то слагаемым $i(t)R$ в уравнении можно пренебречь. Тогда:

$$i(t) \approx C \frac{dU_c}{dt} = C \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} \quad (12.5)$$

Значит выходное напряжение:

$$U_{\text{вых}} = i(t) \cdot R = RC \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} \quad (12.6)$$

В качестве примера на рис. 12.5 приведены входные электрические сигналы, подаваемые на вход и получаемые на выходе дифференцирующей цепи.

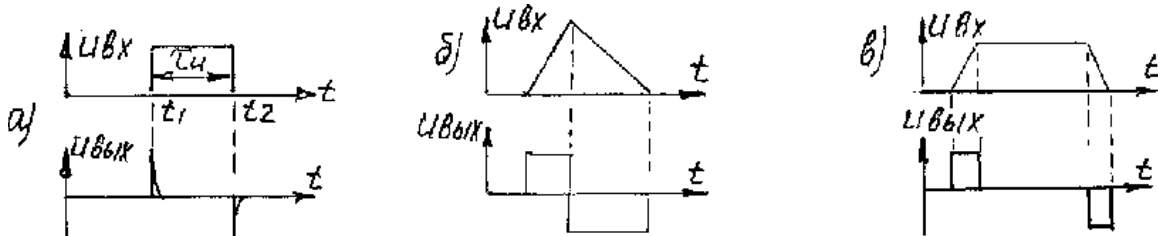


Рис. 12.5

Полученные формы сигналов вполне согласуются с физическими явлениями и переходными процессами в цепях RC, рассмотренные в главе 4.

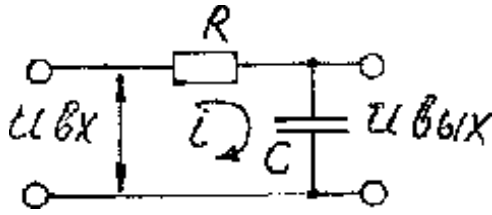


Рис. 12.6

На рис. 12.6 приведена схема интегрирующей цепи, с помощью которой можно выполнить операцию интегрирования входного электрического сигнала, поданного на зажимы 1-1', если выходной сигнал снимать с зажимов 2-2'.

Составим уравнение для мгновенных значений токов и напряжений по второму закону Кирхгофа:

$$U_{\text{вх}}(t) = i(t) \cdot R + \frac{1}{C} \int_0^t i dt \quad (12.7)$$

Если выбрать постоянную времени цепи $\tau = RC \gg \tau_{\text{и}}$, (12.8) то ток в цепи будет определяться выражением:

$$i(t) = \frac{U_{\text{вх}}(t)}{R} \quad (12.9)$$

Тогда напряжение на конденсаторе:

$$U_c = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вх}}(t) dt = \frac{U_{\text{вх}}(t)}{RC} \quad (12.10)$$

На рис. 12.7 показана временная диаграмма выходного напряжения интегрирующей цепи при подаче на ее вход импульсов разной длительности.

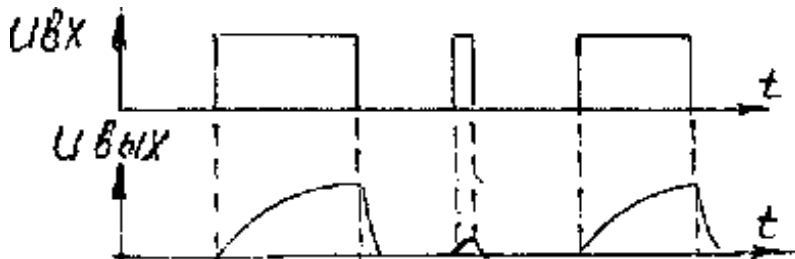


Рис.12.7

Из диаграммы видно, что с помощью интегрирующей цепи можно выделить импульсы большой длительности и отфильтровать импульсы меньшей длительности.

Для качественной реализации дифференцирования и интегрирования применяют схемы с использованием операционных усилителей. Их схемы, соответственно, приведены на рис. 12.8 и 12.9:

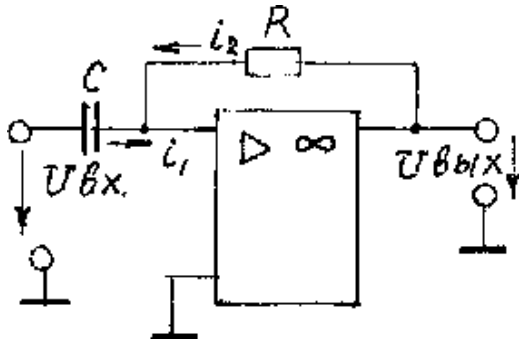


Рис.12.8

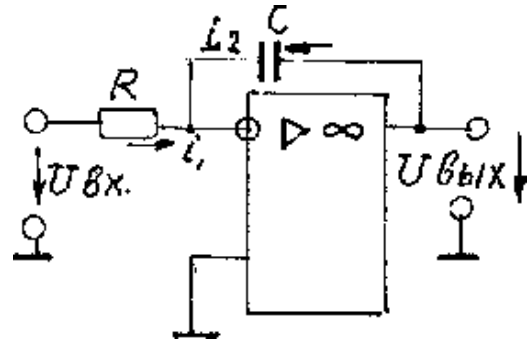


Рис.12.9

$$U_{\text{вых}} = -R_c \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} . \quad (12.11)$$

Дифференцирующие усилители широко используются для формирования кратковременных управляющих импульсов в автоматике и вычислительной технике. В интегрирующих усилителях:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{вх}} dt . \quad (12.12)$$

Такие схемы часто используются в генераторах линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН).

12.5. Контрольная работа №2 **Расчет симметричного мультивибратора на транзисторах [2], [18]**

В качестве исходных данных берут:

схему мультивибратора (рис. 12.1) при условии $R_{к1} = R_{к2} = R_{к}$;

$$R_{б1} = R_{б2} = R_{б}; C_1 = C_2 = C;$$

тип транзистора и его характеристики;

амплитуду выходных импульсов;

коэффициент насыщения транзистора $S_{\text{нас}}$;

частоту повторения импульсов f ;

сопротивление нагрузки $R_{н}$.

По этим данным производится расчет остальных элементов схемы, а также напряжение питания $E_{к}$.

Данные к расчету приведены в табл. 12.1.

При воспроизведении схемы следует учесть структуру транзистора (р-п-р или п-р-п).

Порядок расчета.

1. Выписываются данные в соответствии с номером варианта.
2. Изображают схему мультивибратора.
3. Выбирают напряжение питания E_k в соответствии с формулой $E_k = 1,2U_{\text{вых}}$.

4. Определяют сопротивление резистора R_k из следующих соображений:

а) для уменьшения шунтирующего действия сопротивления нагрузки должно быть выполнено условие $R_k \leq 0,1R_n$;

б) поскольку в состоянии насыщения через транзистор протекает ток, практически равный $\frac{E_k}{R_k}$, то должно соблюдаться условие:

$$R_k \geq \frac{E_k}{I_{k \text{ макс}}},$$

где $I_{k \text{ макс}}$ - предельно допустимый ток коллектора транзистора. Но при малом значении R_k возрастает потребляемая мощность, а при очень больших – возрастает температурная нестабильность частоты мультивибратора. Поэтому выбирают $300 \text{ Ом} \leq R_k \ll 3 \text{ кОм}$. На основании этих зависимостей записывают систему неравенств и выбирают R_k .

5. Действительная амплитуда импульсов равна $E_k - U_{k \text{ нас}}$, где $U_{k \text{ нас}}$ - остаточное напряжение на транзисторе в состоянии насыщения. Обычно $U_{k \text{ нас}} = (0,1 \div 0,2) \text{ В}$. Возможное уменьшение амплитуды за счет подключения нагрузки здесь в расчете не учитывается.

6. Рассчитывают сопротивление резисторов в цепи базы $R_б$, исходя из следующих соображений:

а) в состоянии насыщения ток базы практически равен $E_k / R_б$; с учетом коэффициента насыщения $S_{\text{нас}}$ сопротивление $R_б$ берут равным:

$$R_б = \frac{R_k h_{21}}{S_{\text{нас}}};$$

(работа транзистора в ключевом режиме представлена в главе 13).

Чтобы всегда удовлетворялись эти условия с учетом разброса параметров $h_{21э}$, следует брать $h_{21э}$ минимальное значение которого дано в табл. 12.1.

7. Рассчитывают емкость конденсаторов «С» на основе формулы: $T = 1,4R_6C$.

8. Емкость выходного разделительного конденсатора: $C_k \geq \frac{10T}{R_H}$.

9. Определяют длительность фронта выходного импульса на уровне 90% от амплитуды по формуле: $t_\phi = 2,3R_kC$. Убеждаются, что

$t_\phi < \frac{T}{2}$. В противном случае нужно уменьшить R_k или увеличить R_6 .

10. В конце расчетов необходимо привести временные диаграммы, расположенные друг под другом. При этом следует учитывать структуру транзистора.

11. Дать краткое описание принципа работы мультивибратора.

Таблица 12.1

Данные к контрольной работе №2

Вариант	Тип транзистора	$h_{21э}$	$I_{к макс},$ мА	$U_{вых},$ В	$R_H,$ кОм	$S_{нас}$	$f_H,$ кГц	структура транзистора
1	ГТ328Б	40-200	10	6	10	1,2	5	р-п-р
2	КТ348Б	35-120	15	9	16	1,4	10	п-р-п
3	КТ342А	25-250	50	6	20	1,6	15	п-р-п
4	ГТ308А	20-25	50	9	15	1,8	20	р-п-р
5	ГТ320В	80-250	150	10	24	1,2	24	р-п-р
6	ГТ321Г	20-60	200	15	8	1,4	16	р-п-р
7	МП42Б	30-60	40	7,5	24	1,4	9,0	р-п-р
8	КТ503А	40-120	150	8	18	1,7	5,1	п-р-п
9	КТ315Б	50-350	100	9	26	1,9	18	п-р-п
10	МП373А	100-250	50	5	19	1,4	6	р-п-р
11	КТ312Б	50-280	30	6	20	1,5	6,3	п-р-п
12	КТ340А	100-150	50	9	10	1,3	4	п-р-п
13	КТ342Б	50-500	50	10	16	1,6	8	п-р-п
14	КТ502	80-240	150	6,5	10	1,5	2,4	р-п-р

15	КТ603Б	60-180	300	15	7	2,0	5	n-p-n
16	КТ513Е	50-350	100	8,5	16	1,6	14	n-p-n
17	КТ3107А	100-150	20	5,5	12	1,8	10	n-p-n
18	КТ203Б	30-100	10	5	16	1,3	16	p-n-p
19	ГТ322А	30-100	5	6	16	1,2	12	p-n-p
20	КТ312А	10-100	30	9	15	1,5	6	n-p-n

13. Логические элементы [19], [12], [2]

В цифровых вычислительных машинах, автоматике и при обработке информации используют устройства, осуществляющие логические операции. Логические операции – это преобразование по правилам алгебры логики (или булевой алгебры) входной цифровой информации в выходную.

Устройства, выполняющие определенную логическую операцию над входными сигналами, называются логическими элементами.

В алгебре логики истинность суждения или высказывания той или иной логической операции обозначают символами “1” или “0”. Эти состояния можно отобразить уровнями напряжений или полярностью электрических импульсов. Например, уровень напряжения (+5) В принимается за состояние «единицы», а уровень $+(0 \div 0,2)$ В – за состояние «ноль».

Основными наиболее простыми логическими элементами являются элементы, выполняющие **операции отрицания (НЕ)**, **логического умножения (конъюнкции) «И»**, **логического сложения (дизъюнкции) «ИЛИ»**.

13.1. Элемент НЕ

Логическую операцию НЕ выполняет транзистор, работающий в ключевом режиме. Принципиальная схема электронного ключа и вольт-амперные характеристики для пояснения режима работы приведены на рис. 13.1 а-б.

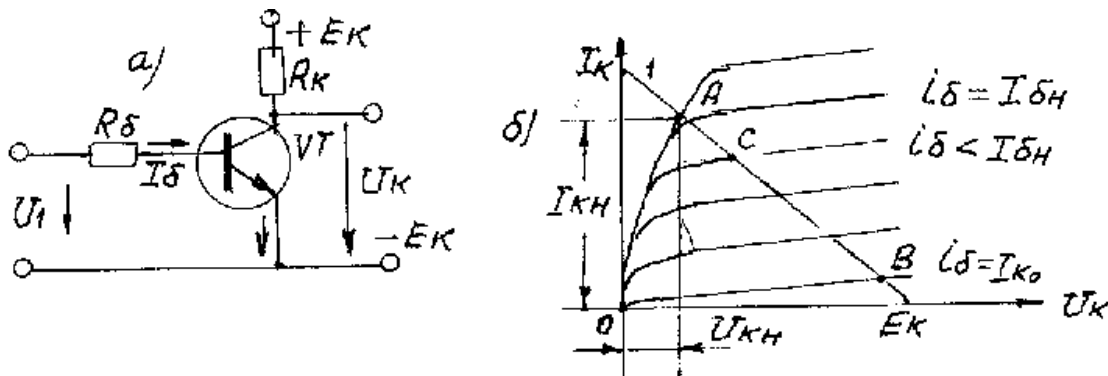


Рис.13.1 а-б

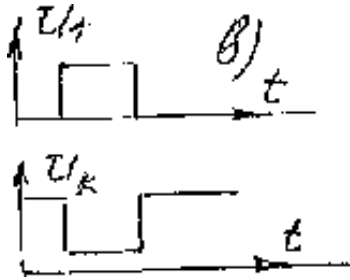


Рис.13.1,в

В этой схеме нагрузка R_k включена в коллекторную цепь. Управляющий сигнал U подается в цепь базы через резистор R_6 , которым устанавливаются пределы изменения входного тока базы i_6 при данных пределах изменения U_1 . По виду схема электронного ключа совпадает со схемой усилителя с общим эмиттером и работает в режиме большого сигнала (ключевой режим).

Электронный ключ имеет два рабочих состояния: «включено», когда внутреннее сопротивление транзистора минимально, и состояние «выключено», когда внутреннее сопротивление транзистора максимально. Если сравнить с механическим выключателем, то в замкнутом состоянии выключатель имеет сопротивление перехода в тысячные доли Ома, а в разомкнутом выключателе - сопротивление изоляции достигает порядка 10^8 Ом.

При отсутствии входного сигнала транзистор электронного ключа закрыт и ток коллектора практически отсутствует. При этом напряжение на коллекторе: $U_k = E_k - i_k R_k \approx E_k$.

В этом состоянии рабочей точкой является точка «В» (рис. 13.1,б). Внутреннее сопротивление участка «коллектор – эмиттер» транзистора очень большое (десятки тысяч Ом). При подаче на вход напряжения U_1 положительной полярности для транзистора n-p-n типа или отрицательной, для p-n-p, ток базы обеспечивает переход транзистора в режим насыщения:

$$i_6 = I_{6н} \approx \frac{U_1}{R_6}.$$

В этом режиме рабочей точкой является точка «А». Внутреннее сопротивление транзистора будет небольшим и составляет единицы или десятые доли Ома. При этом в коллекторной цепи проходит ток насыщения $I_{кн}$, а напряжение на коллекторе уменьшится:

$$U_{кн} = E_{кн} - I_{кн} R_k.$$

Если ток базы $i_6 < I_{6н}$, транзистор находится в усилительном режиме (точка «С» на рис. 13.1,б). По мере увеличения тока базы, ток коллектора растет, а напряжение на коллекторе U_k уменьшается по абсолютному значению. Когда ток i_6 достигает значения $I_{6н}$, ток коллектора становится равным $I_{кн}$, а напряжение на коллекторе уменьшится до величины $U_{кн}$.

Дальнейшее увеличение тока базы уже не приводит к заметному изменению $I_{кн}$ и $U_{кн}$, но степень насыщения возрастает. Количественно степень насыщения S при данном токе базы $I_{б}$ определяется отношением $S = I_{б} / I_{бк}$.

Этот параметр широко используется при расчетах ключевого режима работы транзистора.

Основное назначение электронных ключей в коммутации (замыкании и размыкании) электрических цепей под воздействием управляющих сигналов, а также в использовании как логических элементов в цифровой технике. На рис. 13.1, в представлена временная диаграмма $U_1 = F(t)$ и $U_к = F(t)$.

Логическое отрицание НЕ отражено в виде табл. истинности 13.1.

Таблица 13.1

Входной уровень x	Выходной уровень y
0	1
1	0

Замечание. Следует иметь ввиду, если элемент выполнен на транзисторе структуры $n-p-n$, то источник $E_{б}$ можно не включать, так как до уровня 0,6 В на базе транзистор практически закрыт.

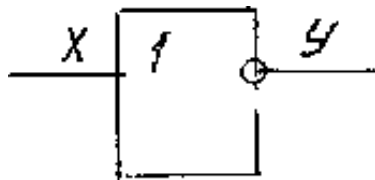


Рис. 13.2

На функциональных схемах логический элемент НЕ обозначается так, как показано на рис. 13.2. У схемы НЕ только один вход.

Логическое уравнение имеет вид $y = \bar{x}$ и читается так: «игрек равен НЕ икс».

13.2. Элемент «ИЛИ»

Операцию «ИЛИ» называют дизъюнкцией или логическим сложением. Логическое уравнение пишется в виде:

$$y = x_1 + x_2 + \dots + x_n. \quad (13.1)$$

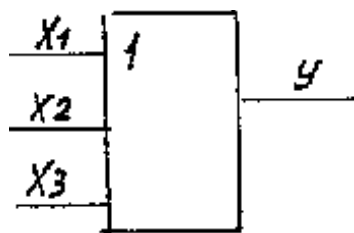


Рис. 13.3

Уравнение читается: x_1 или x_2 или x_3 ...
(Возможна такая запись уравнения:
 $y = x_1 \vee x_2 \vee \dots \vee x_n$).

При логическом сложении, если на входе имеется хотя бы одна единица, то на выходе также получаем единицу.

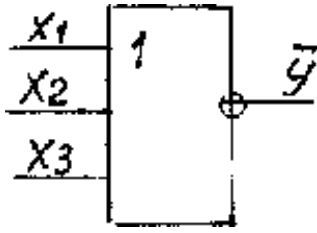


Рис. 13.4

Схема трехвходового логического элемента ИЛИ показана на рис. 13.3.

Для расширения логических операций возникает необходимость получения отрицания выходного сигнала \bar{y} . На рис. 13.4 показано обозначение элемента ЗИЛИ - НЕ (возможно такое его обозначение $\overline{\text{ЗИЛИ}}$).

Состояния элемента ЗИЛИ, ЗИЛИ - НЕ отражено в табл. истинности 13.2.

Таблица 13.2

Входной уровень			Выходной уровень	
x_1	x_2	x_3	y	\bar{y}
0	0	0	0	1
1	0	0	1	0
0	1	0	1	0
0	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	0

На рис. 13.5,а представлена принципиальная схема трехвходового элемента ИЛИ, предназначенная для работы от сигналов положительной полярности в положительной логике. На рис. 13.5,б показан элемент ИЛИ, работающий от сигналов отрицательной полярности в отрицательной логике:

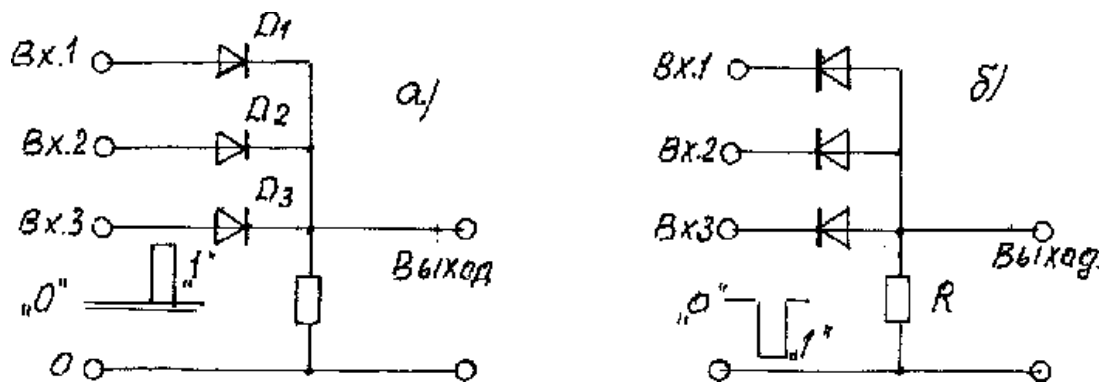


Рис.13.5

13.3. Логическое умножение (конъюнкция) «И»

Уравнение логического умножения имеет вид:

$$y = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \dots x_n, \quad (13.3)$$

или: $y = x_1 \wedge x_2 \wedge x_3 \dots \wedge x_n$. (13.4)

При логическом умножении, если на входе имеется хотя бы один ноль, то на выходе также получаем ноль. Единицу на выходе можно получить, если на всех входах элемента «И» будут «1».

На рис. 13.6 а-в, соответственно, представлены обозначения двух-входовых элементов 2И и 2И - НЕ в функциональных схемах и табл. истинности 13.3.

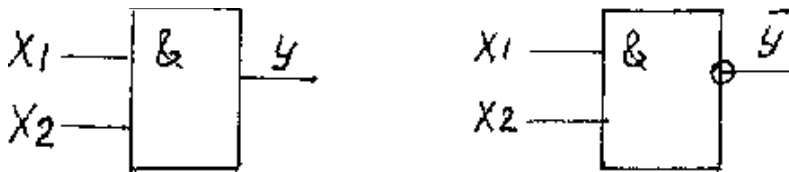


Рис.13.6

Таблица 13.3

x_1	x_2	y	\bar{y}
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Реализацию элемента 3И можно выполнить на диодах по схеме рис. 13.7.

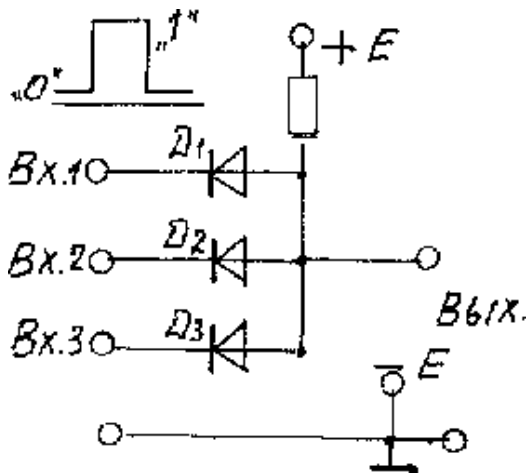


Рис. 13.7

Рассмотрим работу элемента. Если на все входы подано напряжение логической «1», все диоды D_1, D_2, D_3 будут закрыты, и на выходе элемента будет напряжение близкое к источнику питания E , что соответствует состоянию «1».

Если хотя бы на один из входов, например, на вход 1, будет подано напряжение, соответствующее нулевому уровню, пойдет ток от источника $+E$, через резистор R , диод D_1 , источник входного сигнала, к $-E$. При этом,

напряжение на выходе будет близкое к «0» и соответствовать нулевому состоянию элемента.

Логический элемент И-НЕ транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) показан на рис. 13.8.

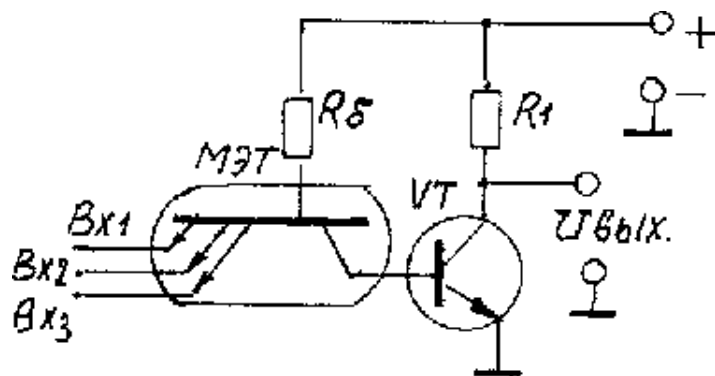


Рис. 13.8

Он состоит из двух частей: элемента И, на многоэмиттерном транзисторе (МЭТ) и элементе НЕ, на транзисторе VT_1 . Смещение цепи базы транзистора T_1 выполняет коллекторный переход МЭТ. Три эмиттерных перехода МЭТ подключенных к входу элемента (рис. 13.8) выполняют функции входных диодов в схеме «И» на диодах.

Число элементов у МЭТ определяет число логических входов, обычно оно составляет от двух до восьми.

Предположим, что на все эмиттеры МЭТ подаются логические единицы, тогда все эмиттерные переходы будут заперты. Пойдет базовый ток транзистора VT_1 по цепи: $+E_k, R_6$, переход база - коллектор МЭП, база - эмиттер VT_1 к $-E_k$. Сопротивление R_6 подбирают так, чтобы этот ток вводил транзистор VT_1 в режим насыщения, при этом на выходе схемы будет логический 0. Если хотя бы на один из элементов МЭТ, например, вход 1 подается логический ноль, что можно получить путем заземления эмиттера входа 1, при этом сопротивление открывшегося перехода имеет очень малое сопротивление по сравнению с коллекторной цепью МЭТ. Поэтому его базовый ток пойдет в этот эмиттер, а ток базы транзистора VT_1 прекратится и он закрывается. На его коллекторе получается повышенное напряжение, соответствующее логической единице. Таким образом, при подаче хотя бы на один из входов логического нуля, на выходе получаем логическую единицу, что соответствует работе схемы И - НЕ. Только в том случае, когда на все входы подается логическая единица, на выходе получим логический ноль. Если нули будут поданы на несколько входов, это ничего не меняет по сравнению со случаем подачи одного нуля на один вход.

Так как ток базы будет протекать через открытые р-п-переходы МЭТ на землю, то транзистор VT_1 останется в закрытом состоянии (в режиме отсечки).

Следует также отметить, что комбинированные логические операции И - НЕ, ИЛИ - НЕ, и т. д. Можно получить на основе простой элементной базы. На рис. 13.9 приведены примеры реализации различных логических функций.

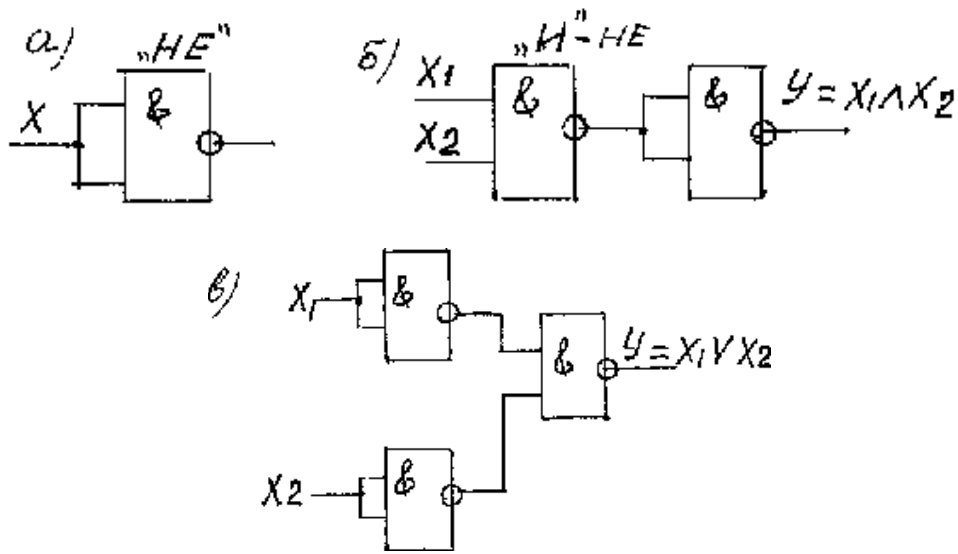


Рис.13.9

Для реализации логических функций широко применяются интегральные микросхемы с использованием полевых транзисторов.

13.4. Контрольная задача 13.1 [2], [12]

В схеме, приведенной на рис. 13.10 определить логические величины на выходах Y_1, Y_2, Y_3 . Значение входных величин даны в табл. 13.4.

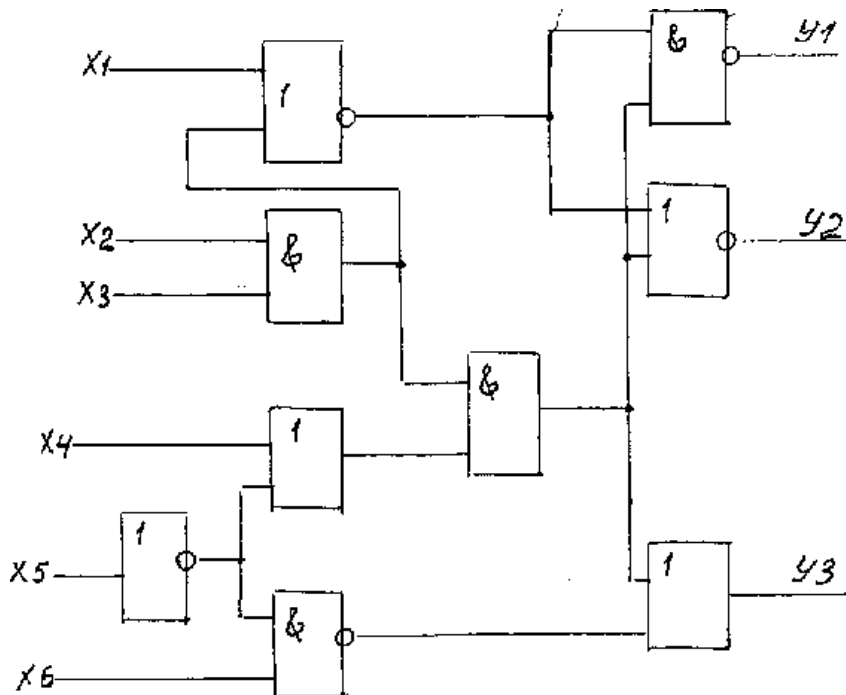


Рис.13.10

Таблица 13.4

Вариант	Данные к задаче 13. 1 .					
	x ₁	x ₂	x ₃	x ₄	x ₅	x ₆
1	1	0	1	0	0	1
2	0	1	0	1	1	0
3	0	1	1	1	0	1
4	1	0	1	0	1	0
5	1	1	0	1	1	0
6	1	1	0	0	1	1
7	1	0	0	1	1	1
8	0	0	1	1	0	1
9	0	0	0	1	1	1
10	0	1	1	1	0	1
11	1	1	1	1	1	1
12	0	0	0	0	0	0
13	0	1	1	0	1	1
14	1	1	1	0	0	0
15	1	1	0	0	1	1
16	0	0	1	1	0	0
17	1	0	1	0	1	0
18	0	1	0	1	0	1
19	0	1	1	1	0	1
20	1	0	1	0	0	0

Задача 13.2

На основе заданной логической функции приведенной в табл. 13.5 составить блок-схему для реализации этой функции.

Таблица 13.5

Вариант	Заданная логическая функция
1	$y = x_1 \cdot \bar{x}_2 + x_3 \cdot \bar{x}_4$
2	$y = x_1 + x_2 \cdot x_3 \cdot \bar{x}_4$
3	$y = x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 + x_4$
4	$y = \bar{x}_1 + x_2 \cdot x_3 + \bar{x}_4$
5	$y = x_1 \cdot x_2 + \overline{x_3 \cdot x_4}$
6	$y = \bar{x}_1 \cdot x_2 + x_3 + \bar{x}_4$
7	$y = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3} + x_4$
8	$y = x_1 + \overline{x_2 \cdot x_3} + x_4$
9	$y = x_1 + x_2 + \bar{x}_3 \cdot \bar{x}_4$
10	$y = x_1 + \bar{x}_2 \cdot x_3 + \bar{x}_4$

11	$y = \bar{x}_1 + \overline{x_2 \cdot x_3 \cdot x_4}$
12	$y = x_1 \cdot \bar{x}_2 + \overline{x_3 + x_4}$
13	$y = x_1 \cdot x_2 + \overline{x_3 \cdot x_4}$
14	$y = x_1 \cdot \overline{x_2 \cdot x_3} + x_4$
15	$y = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4}$
16	$y = x_1 \cdot x_2 + x_3 + x_4$
17	$y = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 + x_4$
18	$y = \bar{x}_1 \cdot x_2 + \bar{x}_3 \cdot x_4$
19	$y = x_1 \cdot \overline{x_2 \cdot x_3} + x_4$
20	$y = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4}$

13.5. Узлы цифровых и импульсных устройств

Триггерами называют электронные устройства с двумя устойчивыми электрическими состояниями. Переключение из одного состояния в другое происходит под воздействием входных импульсов. Каждому из двух состояний триггера соответствует свой фиксированный уровень выходного напряжения, что в вычислительной технике широко используется для хранения цифровой информации. Кроме того триггеры являются основой счетчиков импульсов, делителей частоты, дешифраторов и многих других устройств. В цифровой технике широко применяются так называемые RS-, D-, и JK триггеры. Схема триггера отличается от схемы мультивибратора тем, что вместо емкостных обратных связей здесь используется гальваническая обратная связь через резисторы $R_{\delta 1}$, $R_{\delta 2}$ (рис. 13.11, а).

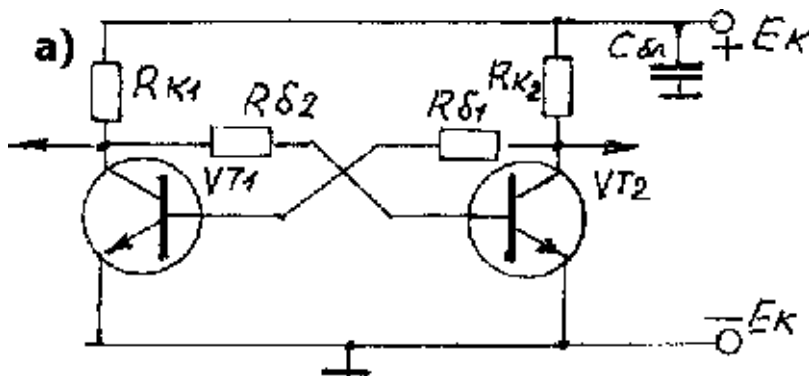


Рис.13.11, а

Управление состояниями триггера производится входными импульсами. По способу записи информации триггеры подразделяются на асинхронные, в которых информация записывается непосредственно, или синхронные, записывающие входную информацию только при поступлении разрешающего тактового сигнала.

На рис. 13.11, б показана полная схема RS-триггера с двумя видами управления:

Вход R - (reset - сброс),

Вход S - (set - установка).

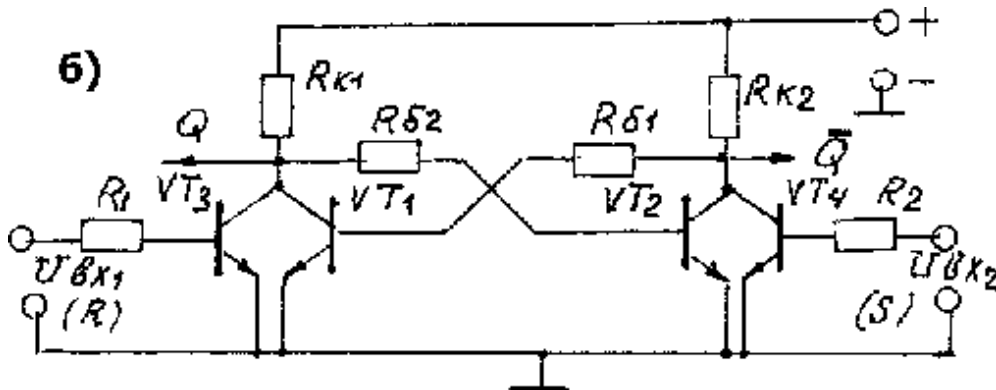


Рис.13.11, б

Возможны четыре комбинации входных сигналов. Они перечислены в табл. 13.6.

Таблица 13.6

№	Вход		Выход	
	R	S	Q	\bar{Q}
1	Н	Н	Без изменений	
2	Н	В	В	Н
3	В	Н	Н	В
4	В	В	Не определено	

Если на оба входа подать напряжения низкого уровня (Н, Н), то транзисторы VT_3 и VT_4 будут закрыты и не смогут влиять на состояние транзисторов VT_1 , VT_2 , напряжения на выходах Q, \bar{Q} останутся без изменения.

При подаче на вход R низкого, на S высокого уровня, VT_1 перейдет в режим насыщения (т. е. будет полностью открыт) и напряжение на его коллекторе будет низкого уровня (Н) и не обеспечит открывания тран-

зистора VT_1 . Поэтому он будет находиться в закрытом состоянии и уровень напряжения на его коллекторе будет высоким (В).

Изменение состояний на входах на противоположные приведет к изменению состояний уровней на выходах.

На рис. 13.12 а-в приведена схема RS-триггера, выполненная на инверторах и элементах 2И - НЕ, а также временные пояснительные диаграммы и обозначения на схемах.

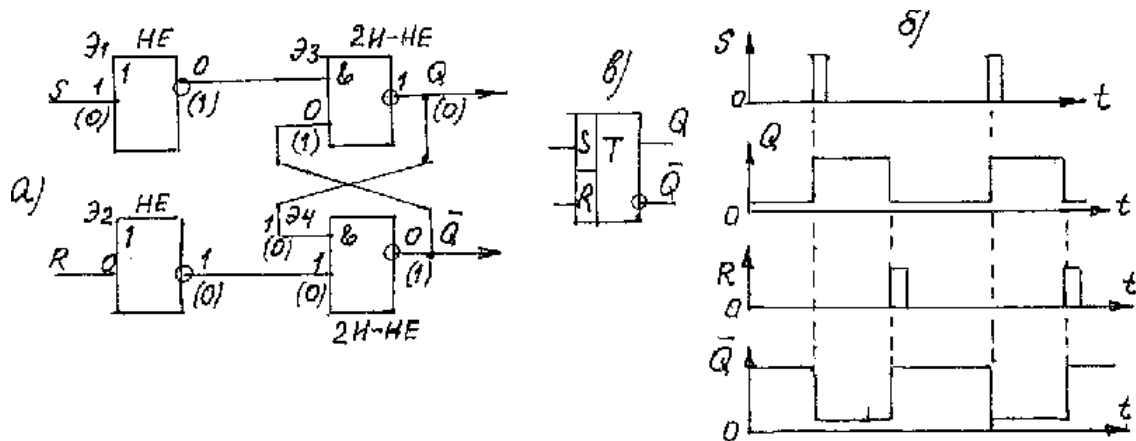


Рис.13.12

При подаче на сигнальный вход (S) высокого уровня на выходе элемента Э₁ будет «0», а на выходе элемента Э₂ будет единица, т. к. на его входе (R) ноль. На выходе элемента Э₃ будет единица, которая закрепит состояние элемента Э₄, а его нулевое состояние на выходе \bar{Q} закрепит состояние элемента Э₃. При подаче на вход R единицы при нулевом состоянии на S входе, состояние триггера изменится на противоположное, т. е. на выходе Q будет ноль, а на выходе \bar{Q} - состояние единица (эти состояния на всех элементах указаны в скобках).

Существенным недостатком RS-триггера является недостаточно высокая его помехоустойчивость, наличие состояний неопределенности и т. д. В связи с этим большее распространение получили синхронные триггеры, в которых запись информации производится сигналами на информационных входах только с поступлением синхронизирующего сигнала.

Если на синхронном входе «С» будет ноль, то триггер будет находиться в режиме хранения прежней информации. Принципиальная схема синхронного триггера, выполненная на элементах 2И - НЕ с пояснительными диаграммами, и обозначение на схемах приведены на рис. 13.13 а-в.

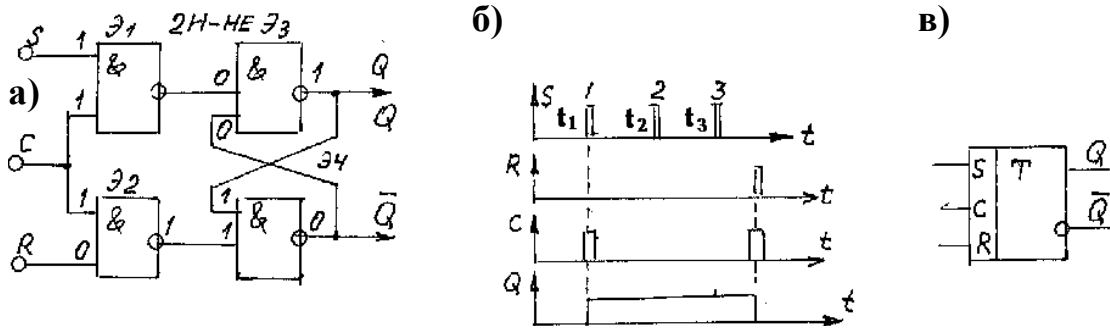


Рис.13.13

На схеме (рис. 13.13), а показаны состояния всех его элементов.

Как следует из временной диаграммы, импульсы 2 и 3 (рис. 13.13, б) сигнального входа на работу триггера не оказали никакого влияния, т. к. в этом интервале времени ($t_2 \div t_3$) на входе «С» отсутствовал, синхронизирующий импульс.

Перевод триггера в другое устойчивое состояние произошло при одновременной подаче сигналов сброса на входе R и синхронного, на входе «С». Но наличие трех входов в синхронном триггере является существенным недостатком.

D-триггер. Схема синхронного D-триггера, его условное обозначение и таблица состояний приведены на рис. 13.14 а-в.

Таблица 13.7

D	C	Q
0	0	0
1	1	1

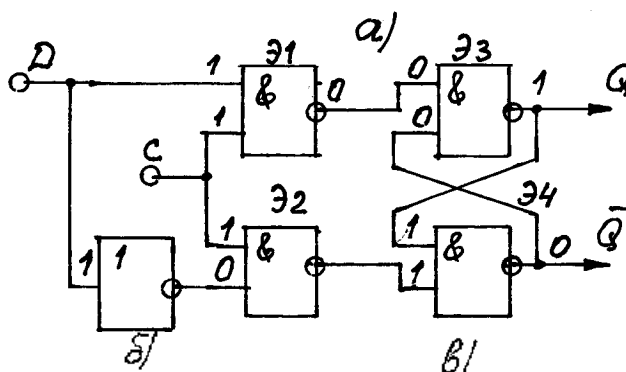
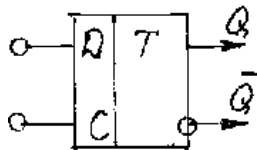


Рис.13.14,а



D	C	Q
0	0	0
1	1	1

Рис.13.14 б-в

Как видим, D-триггер имеет один информационный вход, устанавливающий триггер в состояние единица на выходе. На схеме также указаны состояния на входах и выходах других элементов триггера.

Двухступенчатый триггер с задержкой. Принципиальная схема, временные диаграммы и его схемное обозначение, соответственно, приведены на рис. 13.15 а-в.

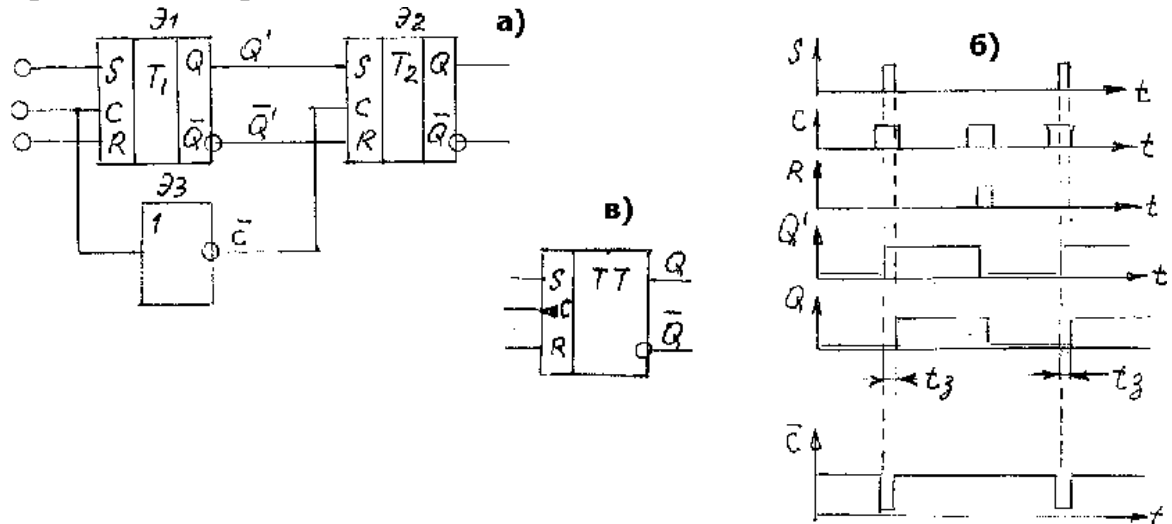


Рис.13.15

Из пояснительных диаграмм следует, что первая часть (Т₁) работает как синхронный триггер. На выходе Т₂ появится сигнал по окончании синхронизирующего импульса (по срезу). Таким образом, получаем задержку сигнала на выходе Q, на длительность t₃, определяемым длительностью синхронизирующего импульса.

Примечание: следует обратить внимание на обозначение синхронного входа (рис. 13.15, в). Этот знак обозначает срабатывание по заднему фронту сигнального импульса.

Счетный триггер. Схема, временные пояснительные диаграммы, обозначение, соответственно приведены на рис. 13.16 а-в.

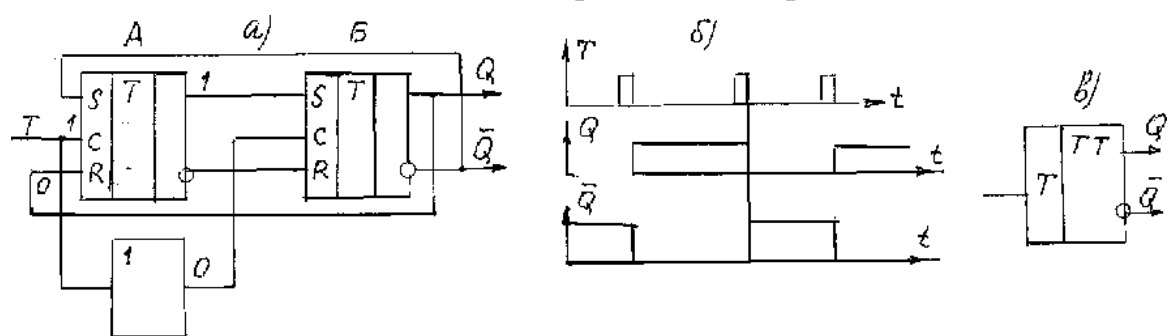


Рис.13.16

Буква Т обозначает, что триггер имеет один счетный вход и состоит из двух синхронных RS-триггеров, а также содержит инвертор (элемент НЕ), через который тактовый импульс подается на триггер Б. Триггер А называется ведущим, а триггер Б - ведомым. В Т-триггере осуществлена перекрестная обратная связь: с выхода Q триггера Б на вход R триггера А и с выхода \bar{Q} триггера Б на вход S триггера А. Поступление на вход триггера уровня «1» обеспечивает перевод триггера А в состояние противоположное предыдущему. Триггер работает в режиме деления на два.

Джк-триггер - это наиболее универсальный триггер. Структурная схема и условное обозначение одного из вариантов такого триггера приведена на рис. 13.17 а-б.

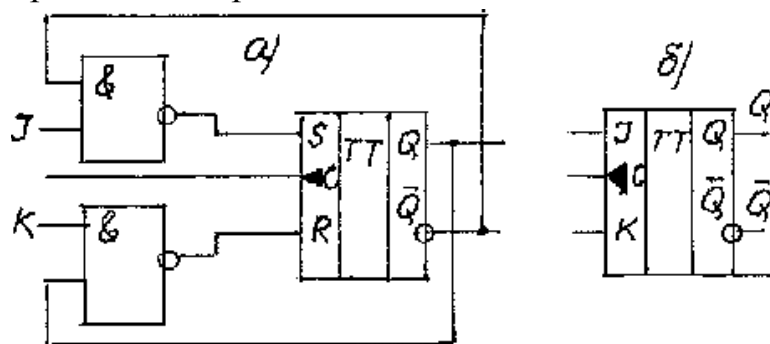


Рис.13.17

Выходы j и k задают состояния: j-триггер устанавливается в состояние 1; k - в состояние 0.

Вход С - исполнительный синхронизирующий, т. е. его выходные уровни устанавливаются только при поступлении тактовых синхронных импульсов.

Входы R и S связаны с выходами перекрестными связями через две схемы И, на один из входов которых подаются управляющие уровни j и k. В триггере допустимо подавать на входы $j=1$ и $k=1$, при этом схемы И превращаются в повторители уровней, поданных на входы 1 и 2. Триггер Джк превращается в Т-триггер. При остальных наборах сигналов на входах j и k триггер работает как RS-триггер, причем вход j соответствует входу S, а k - выходу R.

На основе логических элементов и триггеров выполняются различные узлы ЭВМ - счетчики суммирующие, вычитающие и реверсивные, регистры - для приема, хранения и выдаче по команде числовых кодов, различного рода кодирующие и декодирующие устройства и т. д.

Например, в простейшем случае сумматор по модулю два, условное обозначение которого показано на рис. 13.18 представляет собой устройство с двумя входами, на выходе которого сигнал 1 появляется только в том случае, когда на входах действуют различные (неравнозначные) сигналы 0 и 1. Логическая функция, описывающая работу сумматора по модулю два представлена в табл. 13.8.

Таблица 13.8

A	B	C
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

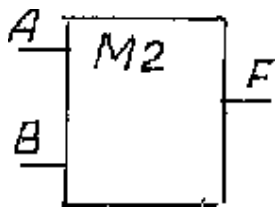


Рис.13.18

Имея таблицу, на основе алгебры логики, можно составить формулу, реализующую данную функцию:

$$F = \bar{A}B + A\bar{B}. \quad (13.1)$$

На рис. 13.19 а-б приведена функциональная схема полусумматора, построенного на основе логических элементов И, ИЛИ, НЕ и его обозначения на рис. 13,19. б.

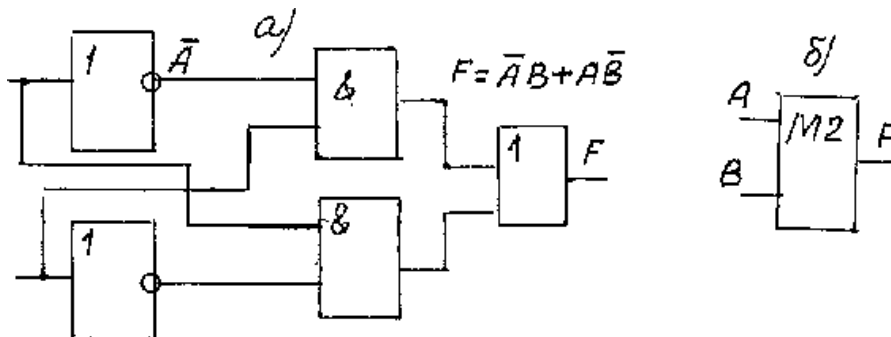


Рис.13.19

Пример. При выполнении операции сложения двоичных чисел:
 1011 - первое слагаемое A
 +
 1110 - второе слагаемое B
 11001 - сумма S.

При выполнении данной операции возникает необходимость информации переноса (P) из предыдущего (младшего) разряда в старший разряд.

На рис. 13.20, а приведено условное обозначение полусумматора, предназначенного для сложения двух одноразрядных двоичных чисел А и В, где S' - сумма, p' - знак переноса.

На рис. 13.20, б представлена схема полного сумматора, предназначенного для сложения трех одноразрядных двоичных чисел А, В и С, его условное обозначение и структурная схема.

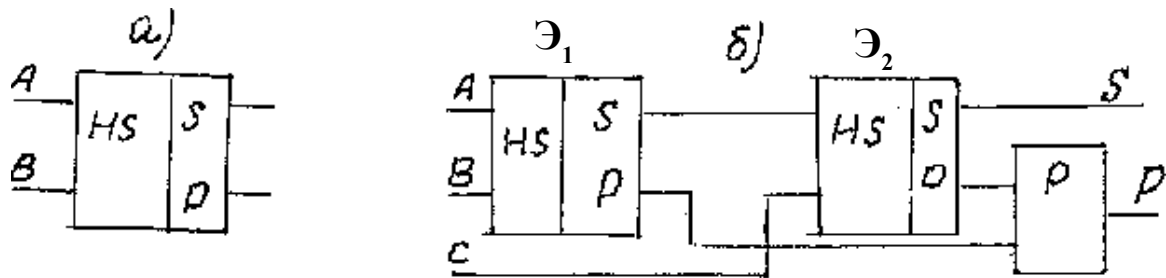


Рис.13.20

На элементе Э₁ проводится сложение двух одноразрядных двоичных чисел А и В. В результате сложения получаем их сумму S' и информацию о переносе p'. На элементе Э₂ производится сложение S' и двоичного числа «С».

Дешифратор - это устройство, предназначенное для распознавания кодовых комбинаций. Условное обозначение дешифратора показано на рис. 13.21.

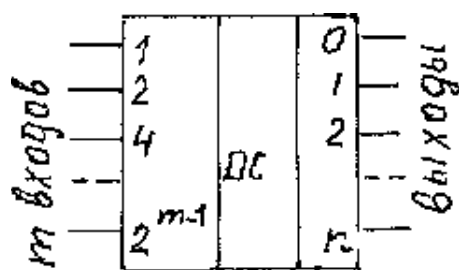


Рис.13.21

Сигналы m-элементного кода подаются на входные шины дешифратора. При этом в зависимости от вида кодовой комбинации на выходе сигнал 1 появится только на одной определенной выходной шине и на всех других выходных шинах - сигнал равен 0.

При m-элементном входном коде максимальное число кодовых комбинаций равно 2^m .

Рассмотрим пример, когда $m = 3$. У такого дешифратора $2^3 = 8$ выходных шин.

Если обозначить входные переменные x_1, x_2, x_3 , выходные - F_0, F_1, \dots, F_7 и считать, что $F_i = 1$ только при i-м наборе входных переменных, а на других будут нулевые состояния, то булевы функции можно представить в виде табл. 13.9.

Таблица 13.9

x_1	x_2	x_3	F_0	F_1	F_2	F_3	F_4	F_5	F_6	F_7
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1

На основе таблицы составим структурные формулы:

$$\begin{aligned}
 \bar{F}_0 &= \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3, & F_4 &= x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3, \\
 F_1 &= \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3, & F_5 &= x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3, \\
 F_2 &= \bar{x}_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3, & F_6 &= x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3, \\
 F_3 &= \bar{x}_1 \cdot x_2 \cdot x_3, & F_7 &= x_1 \cdot x_2 \cdot x_3.
 \end{aligned} \tag{13.2}$$

Каждая из функций представляет собой произведение трех переменных и может быть выполнена с помощью элементов И. Если для записи и хранения входных кодовых комбинаций используются триггеры, с выходов которых можно получить как переменную x , так и ее отрицание \bar{x} , то для выполнения операции И удобно использовать диодные ячейки. В рассматриваемом примере требуется три триггера T_1, T_2, T_3 , с выходов шин которых получим необходимые кодовые комбинации, в соответствии с табл. 13.9.

На рис. 13.22 представлена схема дешифратора, из которого следует, что резисторы R и диоды, связанные с каждой выходной шиной, являются элементами ячеек И. Показанная полярность источника питания E и полярности включения диодов соответствуют случаю, когда за единицу принимается потенциал $-E_K$ коллектора запертого транзистора. Из анализа следует, что сигнал 1 (низкий потенциал $-E_K$) на выходных шинах может быть получен, если на анодах диодов соединенных с триггерами будут действовать высокие отрицательные потенциалы.

Перед набором необходимой кодовой комбинации на входах триггеров T_1, T_2, T_3 с помощью кнопки K_0 устанавливаются все триггера в нулевое состояние, при этом на выходах x_1, x_2, x_3 будет нулевой уровень.

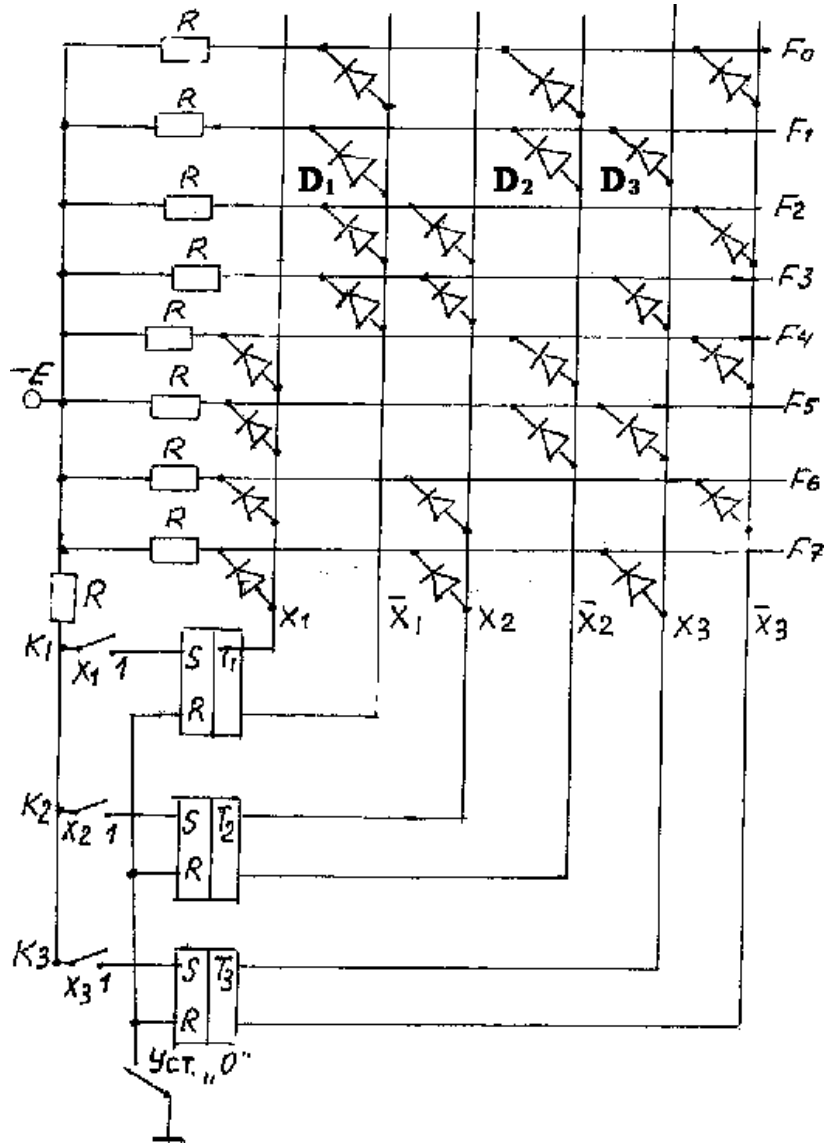


Рис.13.22

Далее, с помощью ключей K_1 , K_2 , K_3 устанавливается соответствующая кодовая комбинация, чтобы на определенной выходной шине получился уровень соответствующий единице. Например, необходимо реализовать функцию F_1 , при которой на входе триггеров, соответственно, ключами нужно установить $x_1=0$, $x_2=0$, $x_3=1$. На выходах триггера получим: $x_1=0$; $\bar{x}_1=1$; $x_2=0$; $\bar{x}_2=1$; $x_3=1$; $\bar{x}_3=0$.

При этом, отрицательными потенциалами будут закрыты диоды D_1 , D_2 , D_3 и на шине F_1 получим отрицательный единичный уровень. При этой кодовой комбинации только $F_1=1$, а на остальных выходных шинах будут нулевые уровни.

Перед набором другой кодовой комбинации триггеры T_1, T_2, T_3 вновь устанавливаются ключом K_0 в нулевое состояние.

Шифраторы. На рис. 13.23 а-б показаны принципиальная схема шифратора для преобразования десятичного числа в код двоичного числа и его условное обозначение. Входы обозначены десятичными цифрами, а выходы - двоичными кодовыми числами (символ CD соответствует английскому «coder»). Десятичные числа вводятся ключами $K_0 \div K_9$.

Выходы шифратора - это вертикальные проводники, соединенные через резисторы $R_1 \div R_4$ с источником питания и корпусом.

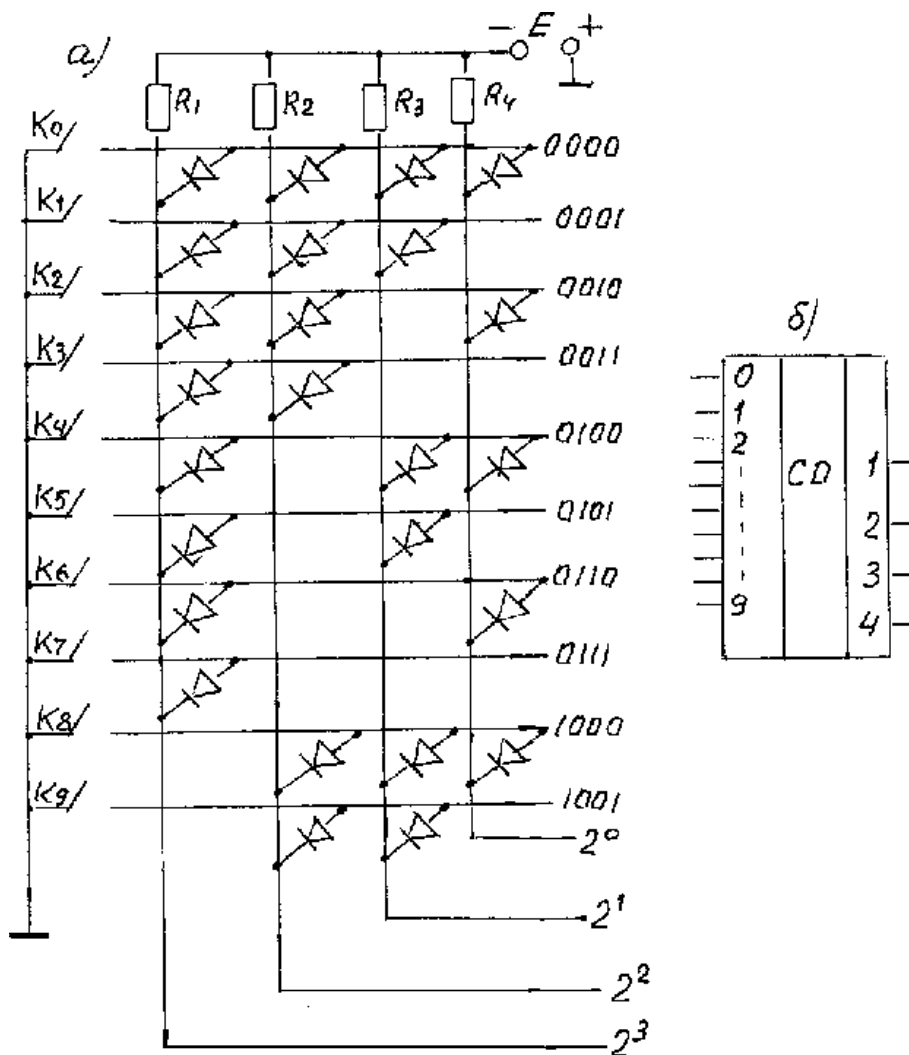


Рис.13.23

Диоды каждого горизонтального проводника с резисторами образуют логические элементы «И». Код двоичного кода формируется из электрических сигналов, соответствующих сумме слагаемых:

$$N = \sum_0^n 2^n,$$

где N - двоичное число; n - разряд числа.

При нажатии определенного ключа элемент И формирует электрический сигнал, являющийся кодом двоичного числа.

Регистры.

Регистром называется устройство, предназначенное для записи и хранения двоичного числа или иной кодовой комбинации, а также выполнять функции связанные с преобразованием информации.

С помощью регистра можно получить инвертированный код, осуществлять сдвиг информации на один или несколько разрядов, последовательный код превратить в параллельный и наоборот, параллельный код превратить в последовательный. На рис. 13.24 приведена типовая схема регистра для запоминания и выдачи числовой информации. Он состоит из трех триггеров с прямыми входами и шести элементов «И»: на входах триггеров I_1, I_3, I_5 , а также прямых выходах триггеров I_2, I_4, I_6 .

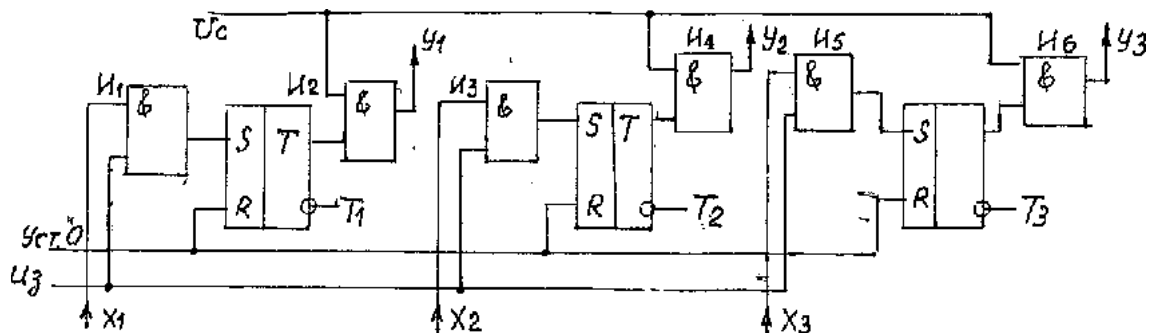


Рис.13.24

R-входы триггеров присоединены к шине установки их в «0» состояние. На первые входы элементов I_1, I_2, I_5 поступают коды чисел подлежащих записи. Их вторые входы подключены к шине генераторов импульсов записи. Считывание информации производится с выходов y_1, y_2, y_3 .

Для обеспечения команд в ЭВМ широко применяются сдвигающие регистры. На рис. 13.25 приведена схема трехразрядного сдвигающего регистра, построенная на D-триггерах. Рассмотрим работу сдвигающего регистра на примере записи трехразрядного двоичного числа $A(a_2a_1a_0)$, поступающего на вход D в последовательном коде младшим разрядом вперед.

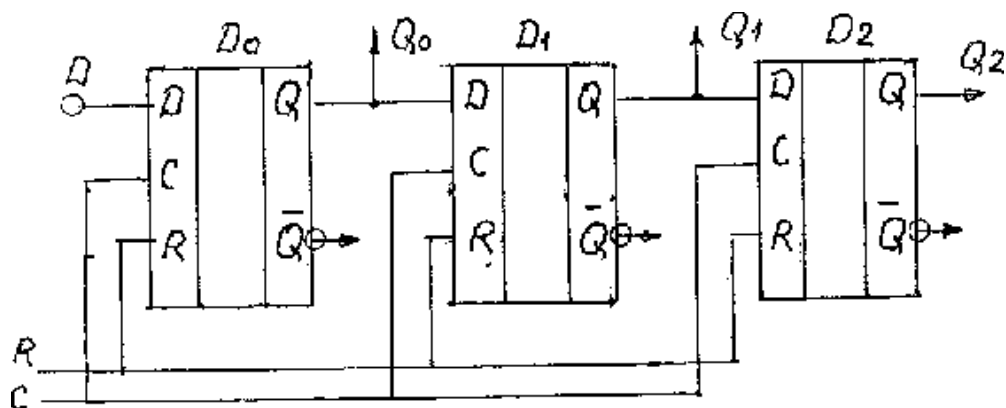


Рис.13.25

При первом импульсе на продвигающей шине C , содержимое бита* a_0 переписывается в триггер D_0 и появляется на его выходе Q_0 после этого импульса. При втором импульсе информация с выхода Q_0 переписывается в триггер D_1 , а содержимое бита a_1 , в триггер D_0 . По окончании второго импульса на выходе D_0 будет состояние a_1 , а на выходе D_1 - a_0 . После третьего импульса синхронизации на шине « C » все трехзначное число окажется записанным в регистре. Считывать записанную информацию из сдвигающего регистра можно либо в последовательном коде с выхода Q_2 , поочередно продвигая ее через все разряды регистра следующими тремя импульсами, либо в параллельном коде с выходов (Q_0, Q_1, Q_2), причем на выходе Q_2 будет присутствовать младший разряд записанного числа. Во втором случае, регистр одновременно будет выполнять преобразование последовательного кода в параллельный. После записи числа в регистр сдвиг его еще на один разряд приводит к тому, что крайний справа бит выходит за пределы разрядности регистра. Соединяя выход Q_2 с D -входом триггера D_0 получим схему кольцевого регистра, выполняющего сдвиг хранимой в нем информации по кольцу триггеров в направлении против часовой стрелки. Выполняя соответствующую перекоммутацию можно изменить направления сдвига информа-

* от слова bit (англ.) - кусочек. Это 0 или 1 в двоичном разряде. Группу из 8 бит называют байтом, из 16 бит - машинным словом.

1024 байт, килобайт (Кбайт) = 2^{10} байт; 1024 килобайт называют мегабайтом; 1024 М байт называют Гигабайтом.

Современные персональные ЭВМ могут хранить в своей памяти на жестких магнитных дисках цифровую информацию объемом в несколько Гигабайт.

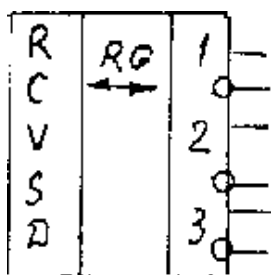


Рис. 13.26.

ции или же получить схему реверсивного регистра, подавая сигнал на вход разрешения сдвига влево VL или на вход разрешения вправо. На рис. 13.26 приведено условное изображение регистра.

В средней части под буквами RG одно или двухсторонняя стрелка означает, что регистр сдвигает в одну или обе стороны. Слева от прямоугольника показаны входные цепи, справа - выходные.

Как показывает анализ, сдвиг двоичного кода влево на один разряд с записью 0 в младший бит результата соответствуют умножению исходного числа на 2, а сдвиг на 1 разряд вправо - выделению целой части результата деления этого числа на 2. Умножение двух произвольных двоичных чисел сводится к операциям сдвига и суммирования.

Микропроцессор (МП) (рис. 13.27) - это полупроводниковый прибор, предназначенный для обработки информации и управления, рассчитанный на совместную работу с устройствами памяти, ввода-вывода информации и другими периферийными устройствами. Микропроцессор выполняется в виде одной или нескольких больших интегральных схем (БИС), с программируемой логикой. Для функционирования микропроцессора используются специальные программы, которые хранятся в памяти (МП).

Микропроцессор состоит из арифметико-логического устройства (АЛУ), устройства управления (УУ), блока внутренних регистров и системы, обеспечивающей связь между внутренними устройствами (интерфейс).

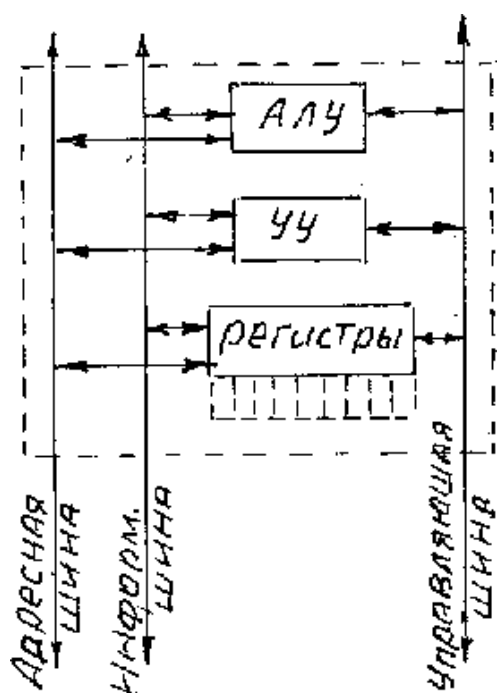


Рис. 13.27.

Структурная схема микропроцессора показана на рис. 13.27.

АЛУ - производит арифметические и логические операции представленные в двоичном коде.

Структура АЛУ достаточно сложная, содержит как правило сумматор по модулю 2, дешифратор, сдвигающий регистр, регистр для временного хранения исходных данных. Устройство управления управляет АЛУ и все-

ми другими элементами МП. В нем поступающие из памяти команды преобразуются в двоичные коды, непосредственно воздействующие на все элементы МП и обеспечивающие выполнение определенной команды. Устройство управления соединено с генератором синхронизирующих сигналов (таймером), с помощью которого выполняются команды. Блок внутренних регистров образует оперативную память МП и содержит специальные регистры и регистры общего назначения (РОН). Регистры имеют между собой общие связи. Регистры общего назначения предназначены для хранения промежуточных результатов, адресов, команд, возникающих в ходе выполнения программы. Шины служат для связи внутренних устройств между собой и с внешней аппаратурой (интерфейс). Информация по линиям связи передается в двоичном коде.

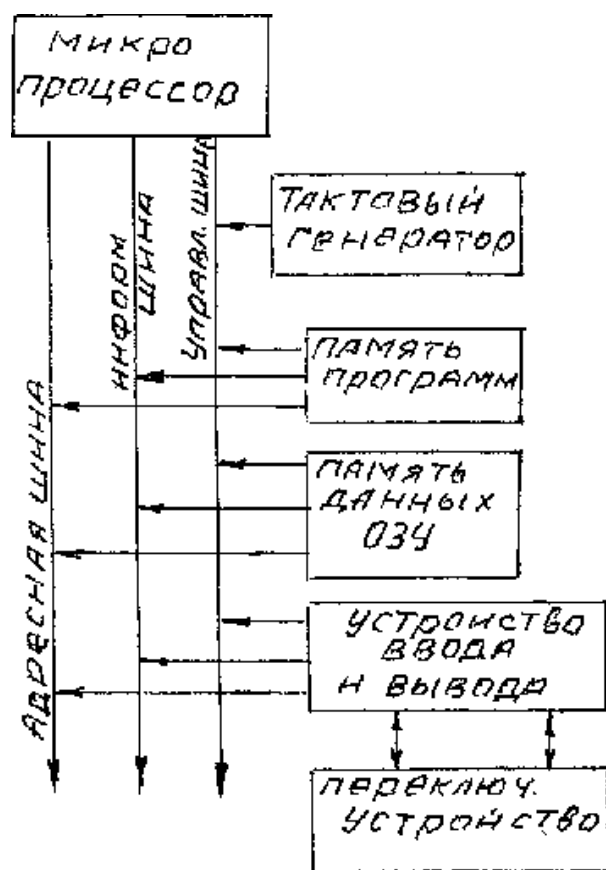


Рис. 13.28.

и техники. Их применяют для управления производственных процессов, в системах сбора данных, обработке информации в технике связи, измерительной технике и т. д.

Подробно устройство и работа описаны в курсе «Электронные вычислительные машины».

Микропроцессор не может быть использован в качестве самостоятельного устройства. Для обеспечения его работы требуется внешняя память, источник питания, устройства ввода и вывода информации, печатающие устройства, мониторы, память управления, комплект математического обеспечения.

Упрощенная схема микро-ЭВМ показана на рис. 13.28.

ЭВМ, как правило, выполняют на нескольких кристаллах БИС. Микропроцессорные схемы находят широкое применение в различных отраслях науки