

C_p обеспечивает связь выходной цепи с цепью потребителя и развязку по постоянному току. Перечисленные элементы в резонансном усилителе не влияют на АЧХ и в последующем не учитываются.

Рассмотрим эквивалентную схему по переменному току (рисунок 18.2).

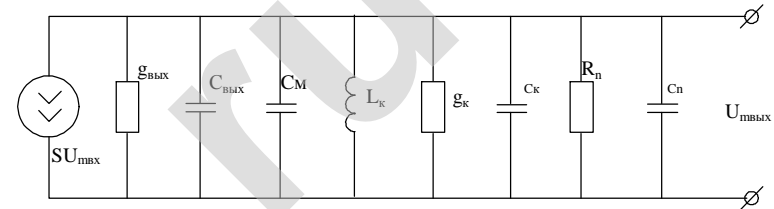


Рисунок 18.2 – Эквивалентная схема резонансного усилителя с одночастотным контуром

На рисунке 18.2 введены следующие обозначения: S – крутизна проходной ВАХ полевого транзистора на резонансной частоте; $g_{вых}$, $C_{вых}$ – выходная активная проводимость и емкость транзистора; $g_к$ – проводимость контура на резонансной частоте; g_n , C_n – цепь потребителя (в многокаскадном усилителе – это входная активная проводимость и емкость следующего каскада); C_M – емкость монтажа.

Если мы объединим однородные элементы, то можно записать:

$$g_{эКВ} = g_{вых} + g_к + g_n \text{ (или } g_{эКВ} = g_{вых} + g_к + g_{эХ}),$$

где $g_{эКВ}$ – эквивалентная проводимость.

$$C_{эКВ} = C_{вых} + C_к + C_n + C_M \text{ (или } C_{эКВ} = C_{вых} + C_к + C_M + C_{эХ}),$$

где $C_{эКВ}$ – эквивалентная емкость.

Это позволяет упростить эквивалентную схему (рисунок 18.3).

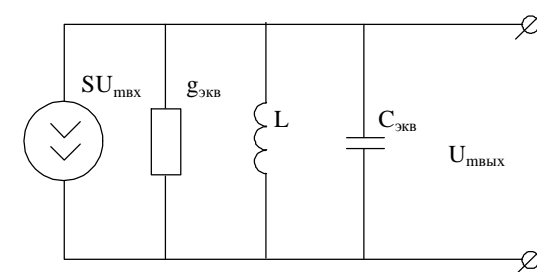


Рисунок 18.3 – Упрощенная эквивалентная схема резонансного усилителя

Получается параллельный колебательный контур, питаемый источником $SU_{m\text{вх}}$. Из эквивалентной схемы можно получить коэффициент усиления:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{m\text{вых}}}{\dot{U}_{m\text{вх}}} = \frac{-SU_{m\text{вх}}}{\dot{Y}_{\text{экв}} U_{m\text{вх}}} = -\frac{S}{\dot{Y}_{\text{экв}}},$$

где $Y_{\text{экв}}$ – эквивалентная проводимость в катушке индуктивности L:

$$\dot{Y}_{\text{экв}} = g_{\text{экв}} + j \left(\omega C_{\text{экв}} - \frac{1}{\omega L_k} \right) \approx g_{\text{экв}} (1 + jx),$$

где $g_{\text{экв}} = \frac{1}{R_{\text{экв}}}$;

$R_{\text{экв}}$ – сопротивление контура при резонансе с учетом собственных и внешних потерь:

$$R_{\text{экв}} = Q_{\text{экв}} g,$$

где $Q_{\text{экв}}$ – эквивалентная добротность контура:

$$Q_{\text{экв}} = \frac{Q_k}{1 + \frac{g_{\text{вых}} + g_{\text{н}}}{g_{\text{кон}}}}.$$

В результате подстановки $Y_{\text{экв}}$ в формулу для K получим

$$\dot{K}(x) = -\frac{S}{g_{\text{экв}} (1 + jx)}.$$

На резонансной частоте коэффициент ξ равен нулю и усилитель имеет максимальный коэффициент усиления

$$\left| \dot{K}_p \right| = \frac{\left| \dot{S} \right|}{g_{\text{экв}}} = \left| \dot{S} \right| R_{\text{экв}}.$$

Резонансный коэффициент усиления определяется усилительными свойствами транзистора (S) и эквивалентным сопротивлением нагрузочного контура. Выражение для АЧХ рассматриваемого усилителя можно получить из выражения для $K(\xi)$:

$$|\dot{K}(w)| = \frac{K_p}{\sqrt{1+x^2}}.$$

Полоса пропускания определяется добротностью контура и его затуханием:

$$DF_{0,7} = \frac{f_0}{Q_{\text{экв}}} = f \cdot d_{\text{экв}},$$

где $d_{\text{экв}}$ – эквивалентное затухание контура $d=1/Q$.

Коэффициент прямоугольности такого каскада приблизительно равен десяти, следовательно, избирательность каскада также невысока.

Если выходные сопротивления и нагрузка подключены по входу следующего каскада и не шунтируют контур, то есть $g_{\text{вых}} \ll g_k$ и $g_{\text{вх}} \ll g_k$, то коэффициент усиления K_p и $DF_{0,7}$ определяются характеристическим сопротивлением и добротностью самого контура (собственными потерями контура):

$$|K_p| = \frac{|\dot{S}|}{g_k} = |\dot{S}| R_{\text{кон}} = \frac{|\dot{S}| r^2}{r},$$

$$DF_{0,7} = f_P d_K.$$

18.2 Многокаскадные резонансные усилители

В многокаскадных резонансных усилителях на биполярных транзисторах, выполненных по схеме с непосредственным включением, коэффициент усиления и избирательность могут значительно снизиться из-за сильного шунтирования контура достаточно большим входным сопротивлением следующего каскада.

Кроме того, выходное сопротивление транзистора по частоте f_0 тоже может быть небольшим и оказывать шунтирующее действие. Для устранения этого шунтирующего действия целесообразно применение неполного подключения к контуру транзисторов двух смежных каскадов. Один из возможных вариантов приводится на рисунке 18.4.

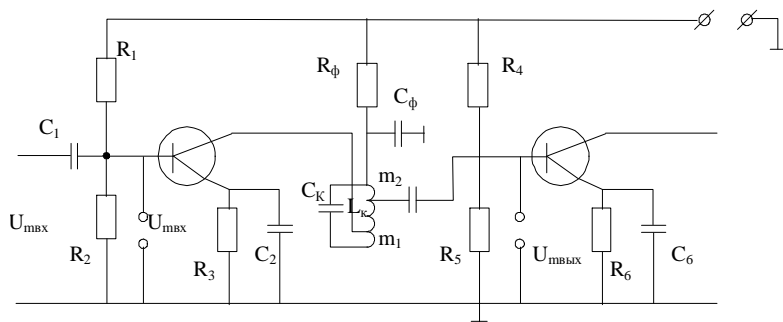


Рисунок 18.4 – Двухкаскадный резонансный усилитель

Неполное включение обеспечивается автотрансформаторной связью контура как с коллектором транзистора VT1, так и с последующей нагрузкой.

Коэффициенты включения m_1 и m_2 определяются соотношениями:

$$m_1 = \frac{U_{m\text{ex}}}{U_{mk}}; \quad m_2 = \frac{U_{m\text{вых}}}{U_{mk}},$$

где U_{mk} – амплитудное напряжение на нагрузке;

$U_{m\text{вых}}$ – амплитудное выходное напряжение каскада.

Нарисуем эквивалентную схему каскада с двойным автотрансформаторным включением (рисунок 18.5).

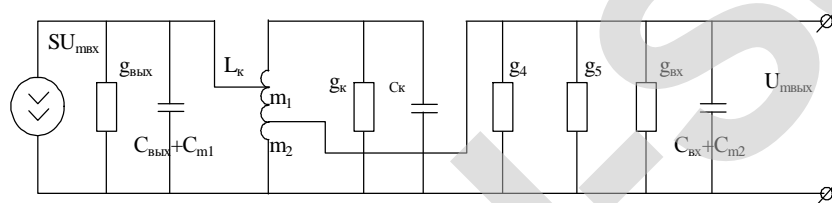


Рисунок 18.5 – Эквивалентная схема резонансного усилителя с двойным автотрансформаторным включением

Пересчитаем частоту, ток $SU_{m\text{ex}}$, емкости транзистора VT1 и входной цепи следующего каскада, а также емкость монтажа, используя коэффициент включения m_1 и m_2 в контур. В результате получим преобразованную схему, приведенную на рисунке 18.6.

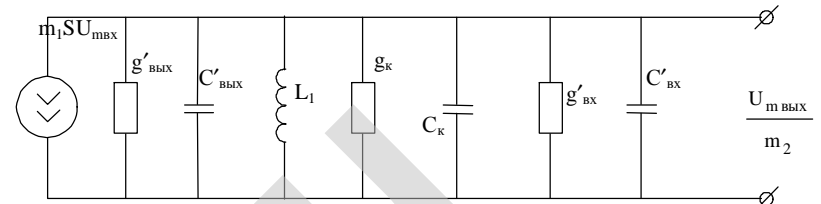


Рисунок 18.6 – Упрощенная эквивалентная схема резонансного усилителя с двойным автотрансформаторным включением

В схеме на рисунке 18.6 ток эквивалентного генератора равен $m_1 \cdot SU_{mвх}$, а проводимости и емкости определяются из соотношений:

$$g'_{вых} = m_1^2 g_{вых},$$

$$C'_{вых} = m_1^2 (C_{вых} + C_{m1}),$$

$$g'_{вх} = m_2^2 (g_4 + g_5 + g_{вх}),$$

$$C'_{вх} = m_2^2 (C_{вх} + C_{m2}).$$

Суммируя параллельно соединенные проводимости и емкости, можно прийти к еще более упрощенной схеме каскада с эквивалентным контуром $LC_{эКВ}, R_{эКВ}$:

$$C_{эКВ} = C_k + C'_{вых} + C'_{вх},$$

$$g_{эКВ} = g_k + g'_{вых} + g'_{вх}.$$

Полученная эквивалентная схема приведена на рисунке 18.7.

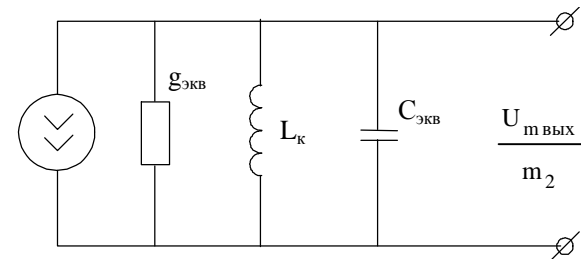


Рисунок 18.7 – Конечная эквивалентная схема резонансного усилителя с двойным автотрансформаторным включением

Эквивалентная схема на рисунке 18.7 универсальна, так как она справедлива при любом включении прибора и при любой схемной реализации связи контура с выходом транзистора и нагрузкой. В рассмот-

ренной нами ранее схеме $m_1=1, m_2=1$. При неполном включении контура комплексный коэффициент усиления

$$\dot{K}(w) = -\frac{\dot{S} m_1 m_2}{g_{\text{экв}}(1 + jx)}$$

Модуль коэффициента усиления:

$$|\dot{K}(w)| = \frac{|\dot{S} m_1 m_2|}{g_{\text{экв}} \sqrt{1 + x^2}} = |\dot{S} m_1 m_2| \frac{R_{\text{экв}}}{\sqrt{1 + x^2}}$$

Коэффициент усиления на резонансной частоте ($\xi=0$)

$$|K_P|_{\text{max}} = \frac{|\dot{S} m_1 m_2|}{g_k + m_1^2 g_{\text{вых}} + m_2^2 g_{\text{вх}}}$$

Для получения максимального коэффициента усиления при заданной полосе необходимо обеспечить режим согласования:

$$m_1^2 g_{\text{вых}} + g_k = m_2^2 g_{\text{вх}}$$

Обычно собственные потери в контуре малы ($g_k \ll m_1^2 g_{\text{вых}}$, $g_k=0$), поэтому g_k мы пренебрегаем и получаем

$$m_1^2 g_{\text{вых}} = m_2^2 g_{\text{вх}}$$

При выполнении этого условия резонансный коэффициент усиления имеет максимальную величину:

$$|K_P|_{\text{max}} = \frac{|\dot{S} m_1 m_2|}{2\sqrt{g_{\text{вых}} g_{\text{вх}}}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{S_0 \sqrt{R_{\text{вых}} R_{\text{вх}}}}{\sqrt{1 + (wt)^2}}$$

Для максимального усиления m_1 и m_2 выбирают из условий:

$$m_1 = \sqrt{\frac{pC_{\text{экв}} DF_{0.7}}{g_{\text{вых}}}}; \quad m_2 = m_1 \sqrt{\frac{g_{\text{вых}}}{g_{\text{вх}}}}$$

Однако в реальных усилителях коэффициент усиления не должен превышать значений, соответствующих устойчивому коэффициенту усиления:

$$K_{Pуст} = 0,45 \sqrt{\frac{|\dot{Y}_{21}|}{|Y_{12}|}} = 0,45 \sqrt{\frac{|\dot{S}|}{w_p C_{12}}},$$

где $\omega p C_{12}$ – реактивная составляющая проводимости Y_{12} на резонансной частоте (для полевого транзистора $C_{12}=C_{3и}$, для биполярного транзистора $C_{12}=C_{кб}$).

Если $K_p > K_{Pуст}$, то деформируется АЧХ (полоса пропускания уменьшается и сдвигается влево). При $K_p \gg K_{Pуст}$ (условие самовозбуждения) схема является автогенератором.

18.3 Усилители мощности

Усилителем мощности (УМ) называется усилитель, обеспечивающий заданную мощность в нагрузке, сопротивление которой, как правило, мало (десятки Ом).

Обычно в таких усилителях амплитуда выходного тока и напряжения близки к предельно допустимым для используемого транзистора, а выходная мощность соизмерима с предельно допустимой мощностью, потребляемой от источника питания.

Важнейшие параметры УМ: коэффициент полезного действия (КПД, η); мощность, отдаваемая в нагрузку; коэффициент нелинейных искажений выходного сигнала; величина линейных искажений.

Полезная мощность P_{\sim} , выделяемая в нагрузке, включенной в коллекторную цепь транзистора, равна

$$P_{\sim} = 0,5 U_{mk} \cdot I_{mk},$$

где U_{mk} , I_{mk} – амплитуда переменного напряжения и токов на коллекторе.

Эту же мощность можно найти из соотношения:

$$P_{\sim} = 0,5 \Psi \cdot I_{ок} \cdot \chi \cdot E_0,$$

где $I_{ок}$ – постоянная составляющая тока коллектора (ток в рабочей точке);

E_0 – напряжение источника питания;

Ψ – коэффициент использования тока:

$$\Psi = \frac{I_{mk}}{I_{ок}},$$

где χ – коэффициент использования напряжения: $c = \frac{U_{mk}}{E_0}$.

Мощность, потребляемая от источника:

$$P_0 = I_{ok} E_0.$$

Тогда выражение для КПД можно записать:

$$h = \frac{0,5Y I_{ok} c E_0}{I_{ok} E_0} = 0,5Y \cdot c.$$

Из вышеприведенной формулы следует, что для увеличения КПД необходимо обеспечить максимум $\Psi \cdot \chi$. Можно предположить, что существует $R_{порт}$ в коллекторной цепи, соответствующее максимуму $\Psi \cdot \chi$. Часто сопротивление нагрузки, на которой необходимо получить заданную мощность, не совпадает с $R_{порт}$ и включать ее нецелесообразно. Поэтому нагрузка включается во вторичную обмотку трансформатора, первичная обмотка подключается к транзистору.

Поскольку $R_{порт}$ и R_H известны, необходимый коэффициент трансформации определяется из условия:

$$n = \sqrt{\frac{R_{порт}}{R_H}}.$$

Мощность, выделяющаяся на коллекторе:

$$P_k = P_0 - P_{\sim}.$$

Естественно, P_k не должна превышать предельного значения, указанного в паспорте транзистора:

$$P_k = P_0 - P_{\sim} h = \frac{P_{\sim}}{P_0},$$

получаем

$$P_k = \frac{P_{\sim} (1-h)}{h},$$

откуда

$$P_{\sim} = \frac{P_k \cdot h}{(1-h)}.$$

18.4 Однокаскадный транзисторный усилитель мощности, работающий в режиме А

Схема однокаскадного транзисторного усилителя мощности, работающего в режиме А, приведена на рисунке 18.8.

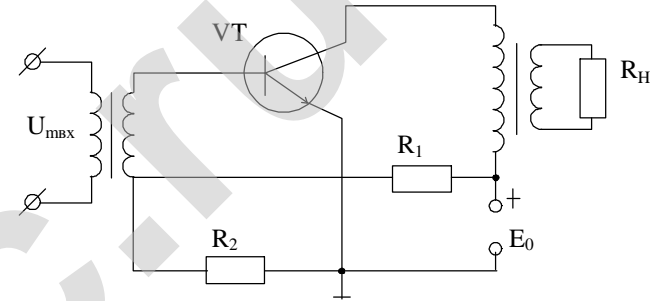


Рисунок 18.8 – Однокаскадный транзисторный усилитель мощности

Практически все напряжение источника E_0 приложено к коллектору транзистора, так как первичная обмотка трансформатора имеет малое сопротивление R для постоянного тока I_{ok} , и падение напряжения на нем велико. Нагрузкой транзистора является сопротивление R'_H , пересчитанное из вторичной цепи в первичную:

$$R'_H = R_H / n^2.$$

При работе усилителя в режиме А амплитуда переменной составляющей выходного тока I_{mk} меньше I_{ok} , а $U_{mk} < U_{ok}$ и значит Ψ и χ меньше единицы. Теоретически КПД может достигать 50%. Реально КПД составляет всего несколько процентов, так как при повышении КПД растут искажения. Режим А используют крайне редко.

18.5 Двухтактные выходные усилители мощности

Для увеличения мощности в УМ используются режимы В (или АВ). Увеличение КПД происходит благодаря тому, что при отсутствии сигнала на входе постоянный ток коллектора равен нулю в режиме В (или очень мал в режиме АВ), а следовательно, очень мало P_0 . Среднее значение коллекторного тока (I_{kcp}) зависит от амплитуды сигнала (I_{kmax}) и составляет в режиме В при $\Theta=90^\circ$:

$$I_{кр} = \frac{2}{\rho} I_{kmax}.$$

Коэффициент использования коллектора тока определяется как:

$$Y = \frac{I_{kmax}}{I_{кр}} = \frac{\rho}{2}.$$

Коэффициент использования коллекторного тока может быть близок к единице, тогда КПД определяется формулами:

$$h = 0,5Y \cdot c = \frac{\rho c}{4} \approx \frac{\rho}{4} = 78,5 \%,$$

что значительно выше, чем в режиме А. Однако в однотактном режиме очень большие искажения, поэтому используют двухтактный режим. Схема приведена на рисунке 18.9. Схема состоит из двух однотактных каскадов, работающих на общую нагрузку.

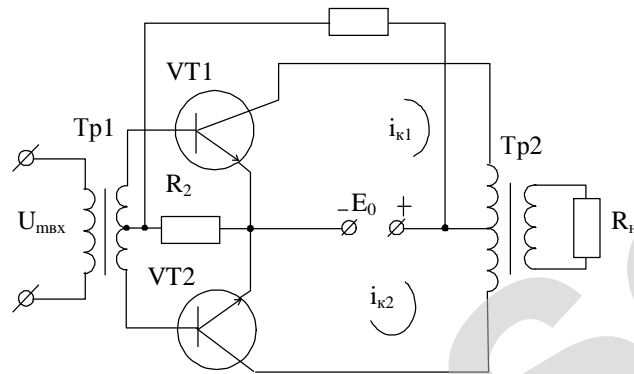


Рисунок 18.9 – Двухтактный усилитель мощности

Входное напряжение на базы подается в противофазе, так как средняя точка входного транзистора заземлена. В режиме В транзисторы работают попеременно, то есть в течение одного полупериода входного сигнала работает одно плечо схемы, в течение второго полупериода – второе плечо. В выходных цепях токи суммируются, переменное напряжение на коллекторах и в выходной цепи имеет синусоидальную форму.

В нагрузке выделяется полезная мощность

$$P_{\sim} = 0,5 U_{mk} \cdot I_{mk}.$$

Постоянная составляющая тока каждого плеча $I_0 = I_{mk} / \eta$, общая мощность, потребляемая от источника, находится по формуле

$$P_{\sim} = 2P_0 E_0 = 2 I_{mk} E_0 / \eta.$$

КПД определяется как

$$h = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{p_c}{4}.$$

Если коэффициент использования напряжения $\chi = U_{mk} / E_0$, то КПД линейно зависит от амплитудного сигнала. Усилитель обеспечивает самые малые искажения при работе в режиме В.

18.6 Бестрансформаторные усилители мощности

Применение трансформатора необходимо для согласования выходного сопротивления транзистора с низкоомным сопротивлением нагрузки, чтобы получить максимальную мощность при максимальном КПД. Если транзисторы обладают высокой крутизной, то возможно построение схем, работающих на нагрузку в несколько Ом без использования трансформатора. Для этого используются два транзистора с различной проводимостью.

Лекция № 19 ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Процесс получения переменных токов и напряжений называется генерацией электрических колебаний, а соответствующее электрическое устройство – генератором.

По форме выходных колебаний генераторы делятся на 2 группы:

1. Генераторы гармонических колебаний.
2. Генераторы разрывных колебаний (импульсные генераторы).

Устройства, в которых колебания возникают без дополнительных внешних воздействий, называются автогенераторами, или генераторами с самовозбуждением. Автогенераторы, генерирующие высокочастотные (ВЧ) колебания, обычно строятся с применением элементов, использующих явление резонанса в колебательном контуре (LC-генераторы) либо в пьезоэлектрическом резонаторе. Автогенераторы низкочастотных (НЧ) колебаний (десятки кГц) строятся на основе резисторноемкостных схем (RC-генераторы).

19.1 Принцип работы LC-генераторов

LC-генераторы – это генераторы с индуктивной обратной связью. Принцип автогенератора можно понять, если представить себе, что в рассмотренном ранее резонансном усилителе электрические колебания поступают на вход не от внешнего источника, а с выхода этого же усилителя через цепь обратной связи. Если на схему подано напряжение питания, то в коллекторной (стоковой) цепи протекает ток, который содержит как постоянную, так и флуктуирующую составляющие. С чем связано появление флуктуирующей составляющей? Электрические заряды в цепи имеются в определенном количестве. Причем в любой цепи реальное количество носителей заряда постоянно меняется. Амплитудный спектр флуктуирующего сигнала равномерен вплоть до частот 10^{12} Гц. В спектре флуктуаций всегда найдется составляющая, частота которой близка к резонансной частоте контура, включенного в выходную цепь транзистора. За счет избирательных свойств контура эта спектральная составляющая будет выделена, а через цепь ОС поступит на вход усилителя.

Колебание, поступившее на вход, будет усиленно, как в обычном усилителе. В дальнейшем произойдет нарастание сигнала. Что для этого необходимо?

Для этого необходимо выполнить следующие условия:

- ♦ обратная связь (ОС) между входом и выходом должна быть положительной (это фазовое условие самовозбуждения);
- ♦ коэффициент усиления ($K_{УС}$) должен превышать определенное значение (амплитудное условие самовозбуждения).

Если в схеме возникают колебания, их амплитуда возрастает до определенного значения (режим нарастания амплитуды), называемого переходным, а режим генератора, при котором амплитуда постоянна, – стационарным.

Более подробно рассмотрим работу автогенератора на примере LC-генератора.

19.2 Генератор с индуктивной обратной связью

Схема генератора с индуктивной обратной связью приведена на рисунке 19.1.

Цепь ОС в схеме образована индуктивностью $L_{СВ}$, индуктивно связанной с колебательным контуром $L_{К}C_{К}$. Поэтому рассматриваемая схема – автогенератор с индуктивной ОС. $U_{ОС}$ приложено к затвору

относительно истока. Режим работы транзистора по постоянному току задается смещением истока E_3 в цепи затвора.

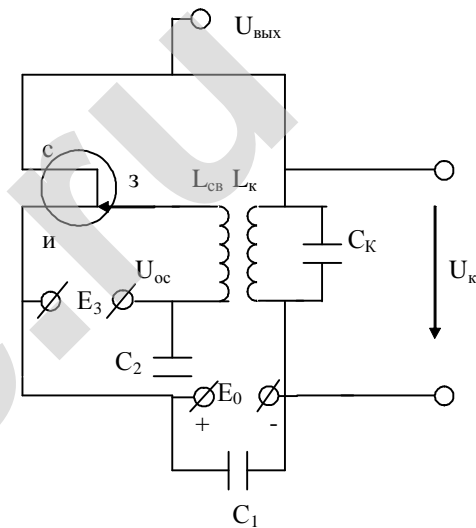


Рисунок 19.1 – Генератор с индуктивной обратной связью

C_1 и C_2 блокируют источник U по переменному току, и поэтому их сопротивление по частоте колебаний должно быть пренебрежительно мало. Посмотрим, как достигается необходимое соотношение фаз электрических колебаний. Для примера зафиксируем фазу на выходе транзистора (затворе) и проследим фазовые сдвиги токов и напряжений в направлении вход–выход (транзистор–колебательный контур–цепь ОС). Положительная ОС будет обеспечена в том случае, если фаза колебаний, поступающих через цепь ОС в исходную точку, совпадает с зафиксированной нами фазой, либо отличается от нее на 360° . Переменное напряжение на контуре (напряжение на стоке) при резонансной частоте совпадает по фазе с первой гармоникой тока стока и отстает на 180° от переменного напряжения на затворе. Следовательно, для выполнения условия самовозбуждения в цепи ОС необходимо обеспечить сдвиг фаз на 180° . Для этого достаточно специальным образом подключить начала и концы обмоток $L_к$ и $L_{св}$. При таком включении катушек сдвиг на 360° обеспечивается автоматически.

19.3 Условия самовозбуждения

Рассмотрим оба режима работы генератора. При переходном режиме работы автогенератора рассмотрим процесс нарастания амплитуды A . Для этого рассмотрим упрощенную схему без источника питания (рисунок 19.2).

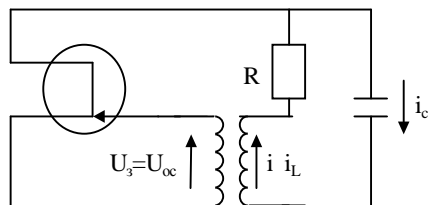


Рисунок 19.2 – Упрощенная схема генератора с индуктивной обратной связью

При возникновении колебаний их амплитуда мала, генератор можно рассматривать как линейный усилитель. Ток в цепи стока определяется как:

$$i = i_L + i_c,$$

где i_L и i_c – токи в индуктивной и емкостной ветвях контура.

$$i_c = C_k \frac{dU_k}{dt},$$

$$U_k = Ri_L + L_k \frac{di_L}{dt},$$

где U_k – напряжение на контуре.

Тогда

$$i = i_L + C_k R \frac{di_L}{dt} + C_k L_k \frac{d^2 i_L}{dt^2}.$$

Для упрощения считаем, что активная составляющая выходной проводимости транзистора $g_{22} = 0$. Известно, что ток стока связан с напряжением на затворе:

$$U_3 = U_{oc}, \quad i_c = S U_{oc}.$$

Но с другой стороны,

$$U_{oc} = M \frac{di_L}{dt}.$$

Поэтому

$$i = SM \frac{di_L}{dt}.$$

Приравниваем полученные выражения и получаем

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + 2a_2 \frac{di_L}{dt} + w_p^2 i_L = 0,$$

где $a_2 = \frac{1}{2L_k} \left(R - \frac{SM}{C_k} \right)$; $w_p^2 = \frac{1}{L_k C_k}$.

Полученное дифференциальное уравнение имеет следующее решение:

$$i_L = I_{Lm} e^{-a_2 t} \cos(w_2 t + j_0).$$

Амплитуда и фаза – постоянные величины, а частота

$$w_2 = \sqrt{w_p^2 - a_2^2}.$$

Примем частоту, равной частоте свободных колебаний в катушке ω_p . Характер изменения амплитуды тока ($I_{Lm} e^{-a_2 t}$) зависит от знака коэффициента a_2 при первой производной в уравнении

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + 2a_2 \frac{di_L}{dt} + w_p^2 i_L = 0.$$

Ток возрастает при $a_2 < 0$ и затухает при $a_2 > 0$.

Знак a_2 определяется разностью $\left(R - \frac{SM}{C_k} \right)$.

Величину $\frac{SM}{C_k}$, имеющую размерность сопротивления, можно рассматривать как некоторое отрицательное сопротивление. Оно проявляется только при наличии положительной обратной связи (ПОС).

Так как при нарастании тока $a_2 < 0$, то $\frac{SM}{C_k} > R$.

Так как $R = g_k r^2$, где g_k – проводимость колебательного контура на резонансной частоте, равная

$$g_k = \frac{1}{R_{кон}},$$

а

$$r^2 = \frac{L_k}{C_k},$$

тогда

$$\frac{M}{L_k} > \frac{g_k}{S}.$$

Выходную проводимость транзистора, которой мы до сих пор пренебрегали, по переменному току следует включать параллельно колебательному контуру. Поэтому если учесть g_{22} , то в числителе следует записать $g_{кон} + g_{22}$.

То есть

$$\frac{M}{L_k} > \frac{g_{кон} + g_{22}}{S}.$$

Коэффициент передачи цепи ОС, обычно называемый коэффициентом обратной связи, определяется как

$$K_{ос} = \frac{U_{moc}}{U_{mk}} = \frac{M}{L_k}.$$

Поэтому неравенство можно выразить через $K_{ос}$:

$$K_{ос} > \frac{g_{кон} + g_{22}}{S}.$$

Если рассматривать генератор в переходном режиме как простой усилитель, имеющий коэффициент усиления:

$$K = \frac{S}{g_{кон} + g_{22}},$$

то условия нарастания можно записать:

$$K_{ос} > \frac{1}{K}.$$

19.4 Стационарный режим работы автогенератора

Автогенератор переходит в стационарный режим, когда неравенство $K_{ос} > \frac{1}{K}$ превращается в равенство:

$$K_{ос} = \frac{1}{K},$$

где K – коэффициент усиления;

$K_{ос}$ – коэффициент обратной связи.

Происходит это за счет уменьшения K . Уменьшение K с физической точки зрения имеет следующий смысл: по мере нарастания амплитуды колебаний в контуре увеличивается напряжение U_{oc} , оно занимает все больший участок ВАХ, что приводит к уменьшению средней за период колебаний крутизны. Одновременно с увеличением напряжения на контуре растут активные потери энергии в нем. В результате с ростом U_{oc} уменьшается K . Таким образом, условие стационарности имеет вид:

$$K_{oc} = \frac{1}{K}.$$

Воспользовавшись показательной формой записи чисел, запишем это условие:

$$|K|e^{j\varphi_{mp}} \cdot |K_{oc}|e^{j\varphi_{oc}} = 1,$$

где φ_{mp} – сдвиг фаз в транзисторе;

φ_{oc} – сдвиг фаз в цепи ОС.

Отсюда два условия:

1) энергетический баланс в автогенераторе (баланс амплитуд)

$$|K| = \frac{1}{|K_{oc}|};$$

2) $\sum \varphi_i = 2\pi n$, где $n=1,2,3\dots$ (баланс фаз).

В случае генератора с индуктивной связью $\varphi_{mp} = \varphi_{oc} = -\pi$, то есть суммарный сдвиг равен -2π . Это условие справедливо для любых схем, в том числе и импульсных.

19.5 Трехточечные LC-генераторы

Кроме рассмотренной схемы автогенератора с индуктивной обратной связью, широкое применение нашли трехточечные схемы. Почему схемы называются трехточечными? Используемые в схемах разновидности колебательных контуров подключаются к транзистору тремя точками. В этом генераторе элемент ОС является частью колебательного контура. Это может быть конденсатор C_{ce} , включенный в индуктивную цепь контура, или L_{ce} , включенная в емкостную цепь. С этих элементов снимается U_{oc} .

В схеме, приведенной на рисунке 19.3, через L_K и C_{CB} течет один и тот же ток i_L . Если предположить, что активные потери в этой цепи пренебрежимо малы, то U_{OC} отстает от тока i_L на $\pi/2$, а напряжение U_L на такой же угол опережает ток. Поскольку сдвиг фаз между напряжениями U_L и U_{OC} остается равным π , фаза напряжения на контуре $U_K = U_L + U_{OC}$ совпадает с фазой одного из напряжений, входящих в эту сумму и определяется отношением их амплитуд. Выбором C_{CB} обеспечивается условие $U_{MOC} < U_{ML}$. Следовательно, U_K совпадает по фазе с напряжением U_L и противофазно U_{OC} , что и требуется для правильного фазирования схемы.

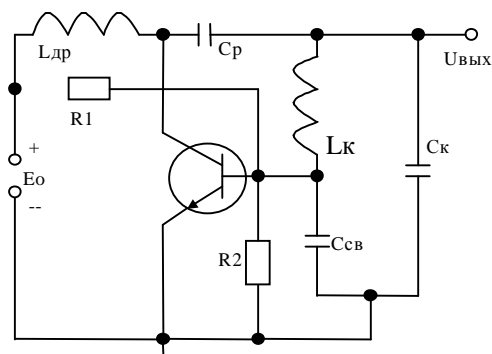


Рисунок 19.3 – Трехточечный LC-генератор

Для индуктивной трехточечной схемы генератора напряжение U_{OC} на катушке L_{CB} сдвинуто по фазе относительно напряжения на контуре U_K на угол π радиан, что и обеспечивает ПОС.

Подключение источника питания и установка транзистора имеют особенности, которые мы рассмотрим. На схеме (рисунок 19.3) постоянная и переменная составляющие тока транзистора разветвляются и протекают по двум петлям: первая через источник питания, вторая через нагрузку (колебательный контур). Такую схему питания называют параллельной. В этой схеме C_p препятствует попаданию на колебательный контур напряжения с источника питания, а индуктивность дросселя $L_{др}$ в свою очередь, имеет большое сопротивление на частоте генерируемых колебаний и поэтому исключает шунтирование колебаний контура внутренним сопротивлением источника питания. Со-

противления R_1 и R образуют делитель напряжения, с помощью которого устанавливается режим работы транзистора по постоянному току.

В схеме, приведенной на рисунке 19.4, используется последовательное питание транзистора, так как колебательный контур и транзистор по постоянному и переменному току включены последовательно.

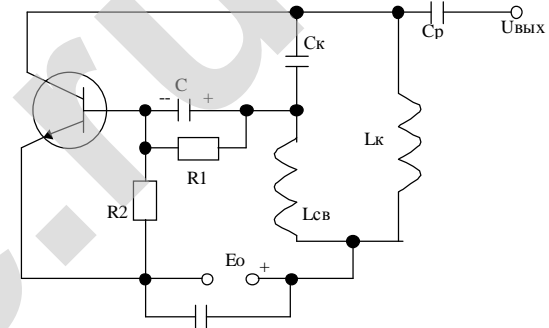


Рисунок 19.4 – Последовательное включение транзистора и колебательного контура

В некоторых генераторах предусматривается возможность автоматически изменить положение рабочей точки на ВАХ транзистора после включения по мере перехода в стационарный режим. Наиболее экономичный режим работы обеспечен, когда транзистор работает с отсечкой выходного тока. Для обеспечения такого режима в биполярном транзисторе рабочая точка должна быть на ВАХ вблизи области отсечки. При этом, однако, крутизна транзистора в рабочей точке уменьшается и, следовательно, уменьшается и коэффициент усиления для сигналов малой амплитуды. В результате, при включении генератора не будет выполняться амплитудное условие возбуждения. Для того, чтобы выполнить условие возбуждения, то есть обеспечить $K_{oc} > 1/K$, необходимо либо существенно увеличить K_{oc} или «раскачать» генератор, используя внешний источник возбуждения (при этом K растет за счет увеличения средней амплитуды).

Если положение рабочей точки транзистора соответствует работе с высокой крутизной, амплитудное условие возбуждения легко реализуется – это есть мягкий режим возбуждения генератора. Однако энергетически такой режим менее выгоден, особенно если генерируются колебания высокой мощности и приходится учитывать энергетические затраты. Для совмещения достоинств двух режимов нужно автоматическое изменение положения рабочей точки на ВАХ транзистора с помощью RC-цепочек. Физический смысл рассмотрим по рисунку 19.4.

Исходное смещение на базе транзистора $U_{об}$ устанавливается с помощью делителя R1, R2 на ВАХ. $I_K=f(U_{обэ})$, соответствует высокой крутизне. Нарастание амплитуды колебаний в контуре, а следовательно, и на базе транзистора приводит к тому, что часть периода колебаний транзистора оказывается в границе отсечки, приобретая форму импульсов положительной полярности. Пока длится импульс базового тока, конденсатор C (рисунок 19.4) достаточно быстро заряжается через относительно небольшое сопротивление открытого эмиттерного перехода транзистора. При определенном значении отрицательной полуволны напряжения на базе наступит отсечка базового тока, и конденсатор начнет разряжаться. Поскольку входное сопротивление транзистора в режиме отсечки велико, можно считать, что разряд проходит через R1 и резистор R2, включенный для разрядного тока (R1 через источник питания E_0 и катушку $L_{св}$). Необходимо обеспечить значительно большую постоянную времени разряда конденсатора C , чем его постоянная времени заряда. В этом случае разряд конденсатора C происходит медленно, и на обкладке, подключаемой к базе транзистора, постепенно накапливается отрицательный заряд. На базе, таким образом, возникает смещение в установившемся режиме, равное $U_{обэ} = -U_{об}$.

19.6 Стабилизация частоты колебаний генераторов

Современная техника требует высокой стабильности генерируемых частот. Мерой стабильности является относительная нестабильность:

$$\Delta\omega/\omega_r,$$

где $\Delta\omega$ – допустимое отклонение частоты колебаний генератора от номинального значения.

Чем обусловлена нестабильность? Очевидно, дестабилизирующими факторами. Например: влияние температуры на параметры элементов колебательного контура, на режимы транзистора, что приводит к изменению емкостей коллекторного и эмиттерного переходов. В результате изменяется емкость колебательного контура и, следовательно, генерируемой частоты. Влияние температуры оценивается температурным коэффициентом частоты (ТКЧ), показывающим относительное изменение частоты при изменении температуры на 1К. Характерное значение ТКЧ для колебательного контура LC составляет 10^{-4} K^{-1} . Возможны другие причины нестабильности: старение элементов, вибрация, изменение напряжения питания $U_{пит}$.

Способы уменьшения нестабильности частоты LC-генераторов:

- ♦ высокая стабильность источника питания;
- ♦ температурная стабильность режима транзистора;
- ♦ включение в контур термокомпенсирующих элементов (например, конденсатора с отрицательным температурным коэффициентом емкости (ТКЕ));
- ♦ термостатирование колебательного контура либо автогенератора в целом, то есть помещение в замкнутый объем.

Это позволяет достичь $\Delta\omega/\omega_r = 10^{-4} \dots 10^{-5}$.

Однако даже это не удовлетворяет современным требованиям. Снизить $\Delta\omega/\omega_r$ до 10^{-6} можно при использовании в качестве колебательной системы автогенераторов пьезорезонаторов, в частности, кварцевых. Их стабильность на уровне $10^{-6} \dots 10^{-7}$ обеспечена стабильностью собственных механических колебаний.

19.7 Схемы кварцевых генераторов

Кварцевый резонатор представляет собой пьезоматериал, выполненный в виде геометрической фигуры (диск, кольцо, пластина и т.п.). Пластина определенной формы называется пьезорезонатором. Любой пьезорезонатор можно представить в виде эквивалентной схемы (рисунок 19.5).

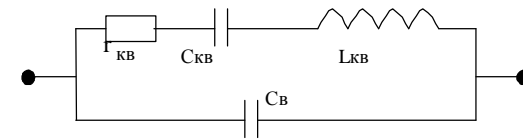


Рисунок 19.5 – Эквивалентная схема кварцевого резонатора

На рисунке 19.5: $L_{кв}, C_{кв}, r_{кв}$ – характеристики непосредственно самого резонатора. $C_в$ – паразитная емкость выводов (статическая емкость).

В такой схеме возможны два резонанса:

1) в последовательном контуре, образуемом $L_{кв}, C_{кв}, r_{кв}$ – частота f_1 ;

2) в параллельном контуре, образуемом $L_{кв}, C_{кв}, r_{кв}, C_в$ – частота f_2 .

Резонатор на частотах между f_1 и f_2 имеет реактивное сопротивление индуктивного характера, а в остальном диапазоне – емкостный характер.

Итак, у пьезорезонатора есть два собственных резонанса. Оба они

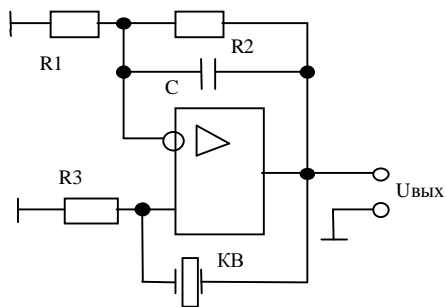


Рисунок 19.6 – Кварцевый автогенератор на операционном усилителе

используются для построения генераторов. При последовательном резонансе сопротивление кварцевого резонатора минимально и носит чисто активный характер. Эту особенность используют, включив резонатор последовательно в цепь положительной обратной связи (ПОС) автогенератора между выходом операционного усилителя (ОУ) и его неинвертирующим входом (рисунок 19.6).

На частоте последовательного резонанса коэффициент ОС максимален, что позволяет выполнить условие баланса. Баланс фаз выполняется автоматически, так как сигнал поступает на неинвертирующий вход ОУ через чисто активную цепь. R1, R2, C в цепи ООС определяют коэффициенты усиления ОУ и обеспечивают выполнение

$$K_{oc} = \frac{1}{K}.$$

Кроме того, ООС уменьшает искажения и стабилизирует режим.

На очень высоких частотах (>10 МГц) обычно используют емкостные трехточечные схемы (рисунок 19.7).

В состав колебательного контура входят: кварцевый резонатор KB и конденсаторы C1, C3. С конденсатора C1 снимается напряжение ПОС; R1, R2, R3, C2 обеспечивают задание рабочей точки и стабилизацию режима. R4 – сопротивление нагрузки.

В последнее время используются генераторы с применением микротехнологии – кварцевый резонатор в виде кварцевой подложки микросхемы.

Необходимо исключить катушку индуктивности, поэтому используется схема, представленная на рисунке 19.8.

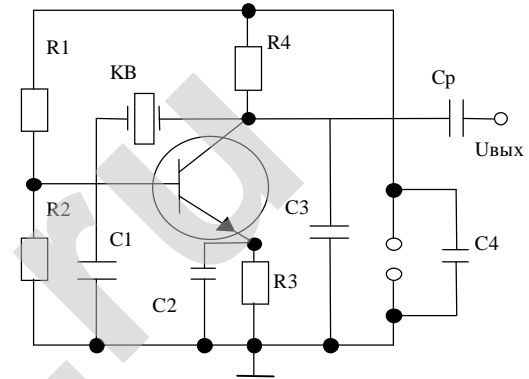


Рисунок 19.7 – Трехточечная схема кварцевого автогенератора

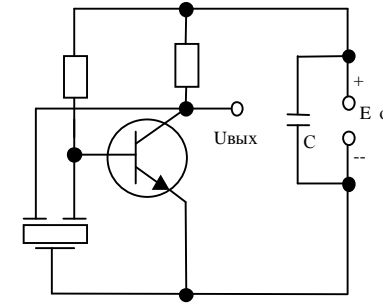


Рисунок 19.8 – Схема кварцевого автогенератора в интегральном исполнении

Напряжение ОС создается на многоэлементном кварцевом резонаторе. Схема генератора работает на частоте параллельного резонанса с кварцевым резонатором.

19.8 RC-генераторы

Когда необходимо получить гармонические колебания на частотах от доли Гц до 10...100 кГц, использование LC-генератора становится нецелесообразным (размеры контура очень большие). Схема генератора остается прежней, однако, вместо колебательного контура в выходной цепи ЭП используется чисто активная нагрузка.

Баланс фаз обеспечивается фазовым сдвигом в цепи ОС, использующие RC-элемент. Чтобы условие самовозбуждения выполнялось,

цепь ОС должна обладать избирательностью. Баланс амплитуд требует строгого выполнения условия $K_{oc} = \frac{1}{K}$, в противном случае амплитуда будет не стабильна. На основе RC-элемента можно создать пассивные полосовые фильтры с характеристиками, подобными колебательному контуру (рисунок 19.9).

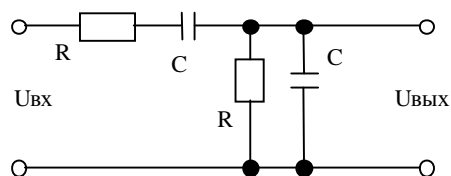


Рисунок 19.9 – Колебательный RC-контур

При отклонении от резонансной частоты f_0 фазовый сдвиг изменяется и коэффициент передачи уменьшается. Ниже частоты f_0 проявляется действие возрастающего сопротивления конденсатора, включенного последовательно с R . Выше частоты f_0 проявляется шунтирующее действие конденсатора, включенного параллельно R . Такой фильтр можно использовать в качестве нагрузки вместо LC-контура, но его добротность мала, что приводит к малой стабильности рабочей частоты. Гораздо большую добротность можно получить, если использовать полосовой заграждающий фильтр – мост Вина (рисунок 19.10).

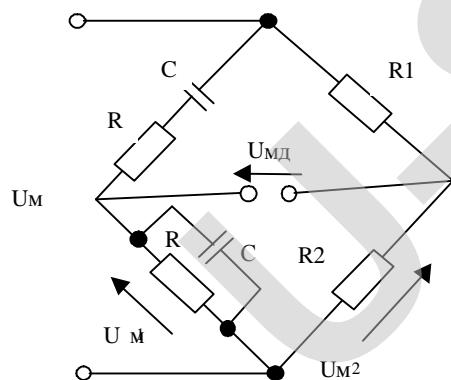


Рисунок 19.10 – Мост Вина

Сопротивления $R1$ и $R2$ моста находятся в соотношении $R1=2R2$. Напряжение $U_{M\delta}$ снимается с диагонали моста, учитывая, что $R1=2R2$, независимо от частоты сигнала на входе. $U_{M2}=U_M/3$, поскольку на частоте f_0 $U_{M1}=U_M/3$. Следовательно, на данной частоте $U_{M\delta}=U_{M1}-U_{M2}=0$. При отклонениях от f_0 выходное напряжение растет и при больших расстройках стремится к $U_{M\delta}=-U_{M2}=-U_M/3$. В качестве активных элементов используются ОУ (рисунок 19.11).

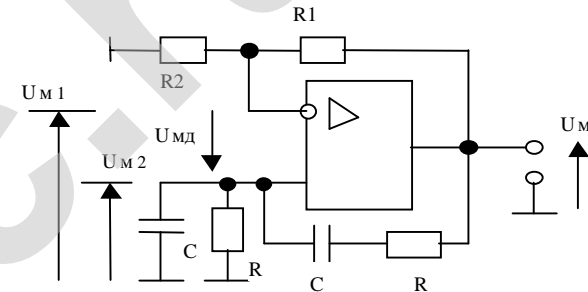


Рисунок 19.11 – RC-генератора на операционном усилителе

Диагональ моста подключается к входу ОУ. Для генерации обеспечивается ПОС на частоте f_0 , но если $R2=R1/2$, то на частоте f_0 $U_{\delta}=0$ и обратная связь отсутствует. По этой причине мост немного расстраивают, выбирая $R2=R1/(2+\delta)$, где $0<\delta\approx 1$. В этом случае на резонансной частоте: $U_{M\delta}=U_{M1}-U_{M2}=U_M/3-U_M/(3+\delta)\approx\delta U_M/9$, то есть напряжение, подаваемое на неинвертирующий вход, больше, чем напряжение, подаваемое на инвертирующий вход. U_{oc} на входе совпадает по фазе с напряжением на выходе генератора (моста Вина). Таким образом, выполняется баланс фаз $K_{oc}=U_{M\delta}/U_M=\delta/9$, то есть обеспечивается $K=1/K_{oc}=9/\delta$.

Лекция № 20 ОСНОВЫ ИМПУЛЬСНОЙ ТЕХНИКИ

Раздел радиоэлектроники, в котором рассматриваются вопросы формирования и преобразования электрических колебаний, имеющих форму импульсов, называется импульсной техникой, а устройства, оперирующие с этими системами, импульсными устройствами.

Наиболее распространенный тип колебаний в импульсной технике это прямоугольный видеоимпульс. Чаще используются периодические последовательности прямоугольных импульсов, реже – одиночные импульсы и импульсы с изменяющимся периодом следования. Очень часто в схемах автоматизации используются пилообразные импульсы. Как и другие, импульсные сигналы – пилообразные, характеризуются рядом параметров: амплитудным значением U_m и периодом следований T . Специфические параметры: T_{np} – длительность прямого хода; $T_{обр}$ – длительность обратного хода. За время T_{np} напряжение линейного нарастает до U_m . За время $T_{обр}$ – падает до исходного уровня. На практике в нарастании и спаде напряжения линейности нет. В изменении скорости нарастания пилообразного импульса за T_{np} учитывается коэффициент нелинейности. То есть чем меньше фазовые искажения, тем ближе закон изменения напряжения к линейному закону.

Иногда используют треугольные импульсы, в которых T_{np} и $T_{обр}$ изменяются по линейному закону.

20.1 Импульсные генераторы

Отличительные особенности импульсных генераторов – импульсы прямоугольной формы. Формируемые ими сигналы имеют участки с резко отличающимися скоростями изменения напряжения. Состояние генератора, при котором скорость изменения его выходного колебания равна нулю, называется равновесным.

Импульс прямоугольной формы имеет два уровня: высокий и низкий. Соответственно амплитуда импульсного генератора имеет два равновесных состояния. Каждое из этих состояний может быть либо постоянно устойчивым, либо неустойчивым. Если каждое из равновесных состояний является постоянно устойчивым, то генератор называют **бистабильным**. Вывести из одного устойчивого равновесия и перевести в другое можно только с помощью сигнала, называемого запускающим или установочным.

В постоянно устойчивом положении при отсутствии внешнего воздействия генератор работает сколь угодно долго. К бистабильным генераторам относятся триггеры. Моностабильные генераторы характеризуются тем, что одно из равновесных состояний является постоянно устойчивым, а другое – временно устойчивым. Перевод во временное устойчивое положение осуществляется с помощью запускающего импульса, а возвращение в исходное состояние происходит автоматически по истечении определенного временного интервала.

Генераторы, не имеющие постоянно устойчивых состояний, называются *астабильными*. Оба равновесных состояния являются временно устойчивыми и при включении источника питания периодически чередуются. Пример астабильного генератора – симметричный мультивибратор.

20.2 Ключевой режим работы транзистора

Импульсные генераторы строятся на основе RC – цепей, обладающих слабой избирательностью. Поэтому условия возбуждения выполняются в широком диапазоне частот. Это обеспечивает генерацию колебаний в очень широком спектре. Ключевые схемы являются базовыми элементами импульсных установок и служат для формирования электрических импульсов прямоугольной формы. Ключевая схема позволяет подключать нагрузку и отключать ее и, таким образом, коммутировать ток в нагрузке.

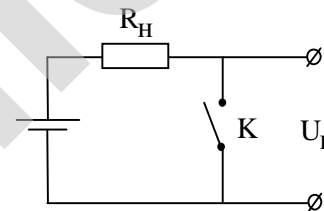


Рисунок 20.1 – Простейший коммутирующий элемент

Простейший коммутирующий элемент – электромеханический ключ, показанный на рисунке 20.1.

В случае идеального ключа в разомкнутом состоянии ток равен нулю, то есть

$$U_K = E, \text{ а } U_H = 0,$$

где U_K – напряжение на ключе;
 U_H – напряжение на нагрузке.

В замкнутом состоянии $U_K = 0$, то есть

$$I = \frac{E}{R_H}, \text{ а } U_H = E.$$

Любой реальный ключ при размыкании обладает большим, но все же конечным сопротивлением R_K^* , а при замыкании – малым сопротивлением R_K^{**} . В этом случае, если R_K не зависит от приложенного напряжения, то в цепи протекает ток:

$$I = \frac{E}{R_K}.$$

В координатах I, U_K это уравнение соответствует прямым, проходящим через начало координат и точки, где $R_K = R_K^*$ и $R_K = R_K^{**}$. В разомкнутом состоянии основная часть напряжения падает на ключе U_K^* и лишь небольшая – на нагрузке U_H^* .

В качестве коммутирующих элементов в электрических схемах используются различные электронные приборы, способные при воздействии управляющего сигнала изменять внутреннее сопротивление в широких пределах, то есть управление осуществляется не механическим, а электронным путем.

Используются диоды, транзисторы, тиристоры и другие электронные приборы.

20.3 Простейший транзисторный ключ

Изобразим нагрузочную прямую на вольт-амперной характеристике (ВАХ) транзистора (рисунок 20.2).

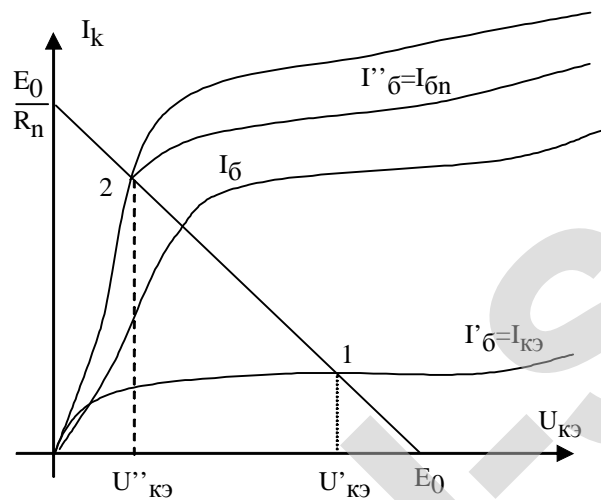


Рисунок 20.2 – Нагрузочная характеристика транзистора

Выходное сопротивление транзистора со стороны электродов эмиттер-коллектор может изменяться в широких пределах в зависимости от положения рабочей точки. Точка 1 соответствует режиму отсечки (состояние «выключено»), при котором напряжение $U_{кэ}$ близко к

E_0 . Токи I_k и I_0 при этом минимальны и равны обратному току коллекторного перехода. Точка 2 (состояние «выключено») соответствует режиму насыщения. При этом через транзистор протекает максимально возможный ток E_0/R_n , а падение напряжения на транзисторе $U''_{кэ}$ минимально. Когда транзистор находится в режимах насыщения и отсечки, он не управляется по цепи базы.

Для переключения транзистора из режима насыщения в режим отсечки необходимо обеспечить определенный ток базы $I''_б$, для чего на эмиттерный переход необходимо подать соответствующее этому току напряжение $U_{бэ}$. При переходе из точки 2 в точку 1 рабочая точка оказывается в активной области характеристик транзистора, то есть при переключении в течение некоторого промежутка времени транзистор находится в активном режиме. Хотя это время очень мало, но сам факт пребывания транзистора в активном режиме является принципиально важным. Рассмотрим простейшую схему транзисторного ключа (рисунок 20.3).

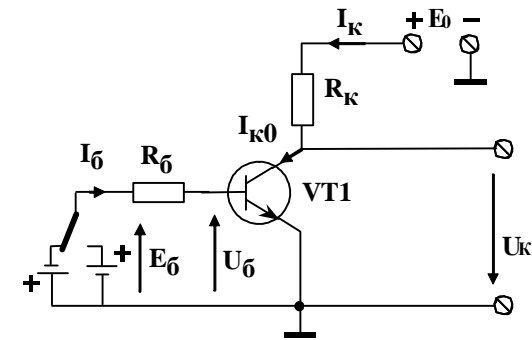


Рисунок 20.3 – Транзисторный ключ

Допустим, произошло переключение полярности источника E_0 с отрицательной на положительную, в результате чего транзистор переходит из режима отсечки в режим насыщения (точка 2). При этом сопротивление ключевого элемента (несколько Ом) оказывается много меньше сопротивлений, подключенных по цепи базы ($R_б$) и коллектора ($R_к$). То есть транзистор становится короткозамкнутым по всем трем электродам (иногда говорят «стягивается в узел»).

Напротив, в режиме отсечки (точка 1) входное и выходное сопротивления транзистора очень велики (сотни кОм), то есть транзистор

можно мысленно исключить из схемы. Рассмотрим зависимость токов $I_{\bar{\sigma}}$, I_{κ} и $I_{\bar{\sigma}}$ от напряжения $U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}}$ (рисунок 20.4).

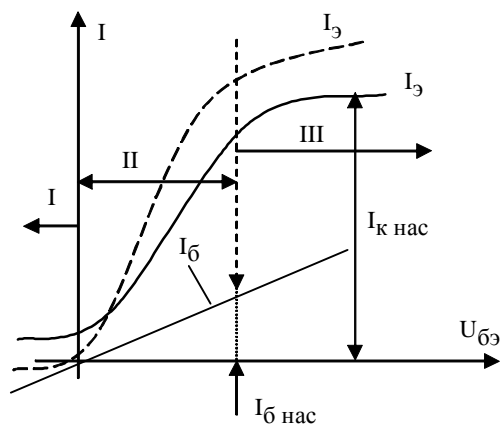


Рисунок 20.4 – Работа транзистора в ключевом режиме

В режиме отсечки (область I) в цепях базы и коллектора текут малые токи обратнo смещенных n-p-переходов транзистора. При увеличении положительного смещения на базе $U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}}$ транзистор переходит в активный режим (область II), и когда потенциал базы превысит потенциал коллектора, – в режим насыщения (области III). В режиме насыщения транзистор перестает управляться по цепи базы, и поэтому ток коллектора $I_{\kappa \text{ нас}}$ остается неизменным. Сопротивление транзистора пренебрежимо мало, и ток в цепи коллектора определяется только резистором R_{κ} , то есть:

$$I_{\kappa \text{ нас}} \approx \frac{E_0}{R_{\kappa}}.$$

Аналогично ток базы ограничен $R_{\bar{\sigma}}$. Если $U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}}$ увеличивать, ток базы $I_{\bar{\sigma}}$ в отличие от тока коллектора I_{κ} будет продолжать расти. При токе базы $I_{\bar{\sigma} \text{ нас}}$ транзистор переходит в режим насыщения. То есть условие перехода в режим насыщения:

$$I_{\bar{\sigma}} = I_{\bar{\sigma} \text{ нас}}.$$

При выполнении этого условия число носителей зарядов (электронов в данном случае), уходящих во внешнюю цепь из коллектора,

становится меньше числа носителей, поступающих в базу эмиттера. На базе накапливается избыточный заряд, величина которого при токе базы, равном току насыщения, может быть определена как

$$N_{нас} = \frac{I_{\bar{o}}}{I_{\bar{o}нас}},$$

где $N_{нас}$ – коэффициент насыщения.

Если ток базы изменять в пределах от граничного режима отсечки до некоторого значения $I_{\bar{o}}$, которое меньше $I_{\bar{o}нас}$, то ток коллектора будет меняться в пределах от $I_K = I_{KO}$ до $I'_K < I_{Kнас}$. Поскольку эти изменения происходят в активном режиме, токи базы и коллектора могут быть связаны через коэффициент усиления базы:

$$B = \frac{I'_K - I_{KO}}{I'_{\bar{o}} + I_{KO}} \approx \frac{I'_K}{I'_{\bar{o}}}.$$

Этот параметр приводится в справочниках и определяет усиление большого сигнала в отличие от β_0 ($h_{21Э}$).

Поскольку в активной области токи I_K и $I_{\bar{o}}$ связаны практически линейно,

$$\beta_0 = B$$

и

$$I_{Kнас} = \beta_0 I_{\bar{o}нас}.$$

Поэтому условие насыщения транзистора можно записать как

$$I_{\bar{o}} \geq I_{\bar{o}нас} = \frac{I_{Kнас}}{b_0} \approx \frac{E_0}{b_0 R_K}.$$

Если резистор R_B подключен к коллекторному источнику, то

$$E = E_0,$$

и для обеспечения режима насыщения

$$R_B \leq \frac{E_0}{I_{\bar{o}нас}}.$$

Подставим сюда ток $I_{\bar{o}нас}$ из предыдущей формулы и получим:

$$R_B \leq b_0 R_K.$$

20.4 Переходные процессы в транзисторном ключе

Важнейший показатель транзисторного ключа – его быстродействие, которое оценивается скоростью протекания переходных процессов при переключении. Мгновенное переключение транзисторного ключа невозможно из-за инерционных свойств транзистора, а также из-за паразитных реактивностей элементов схемы и переходных процессов. Переходные процессы ограничивают максимальную частоту переключения транзистора. Следовательно, при выборе транзистора необходимо учитывать его импульсные свойства.

20.5 Разновидности транзисторных ключей

Ключевые схемы используются в устройствах, оперирующих с информацией, представляемой в цифровой форме.

Переключение ключевой схемы из одного состояния в другое осуществляется с помощью управляющих сигналов, подаваемых на ее вход. Эти сигналы могут быть представлены в виде ступенчатого или импульсного напряжения.

В логических устройствах сигнал является двоичным (бинарным), то есть может принимать только два значения: логический нуль (0), что означает низкий уровень напряжения либо отсутствие импульса, и логическая единица (1), что означает высокий уровень либо наличие импульса.

Рассмотренный нами простейший ключ выполняет операцию отрицания (операция НЕ), результат которой (выходная переменная Y) связан с входной переменной X соотношением

$$Y = \overline{X}.$$

То есть если X равен единице, то Y равен нулю, и наоборот.

Таким образом, высокому уровню на входе ключа (1) соответствует низкий уровень сигнала на выходе (0), и наоборот.

В совокупности с другими элементами могут выполняться более сложные функции.

20.6 Транзисторный ключ в элементах транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ)

Простейший ключ имеет один вход и один выход. В общем случае может быть больше входов и выходов.

Рассмотрим пример логического элемента на основе транзисторного ключа (рисунок 20.5). В состав схемы входит ключевая схема на транзисторе VT2.

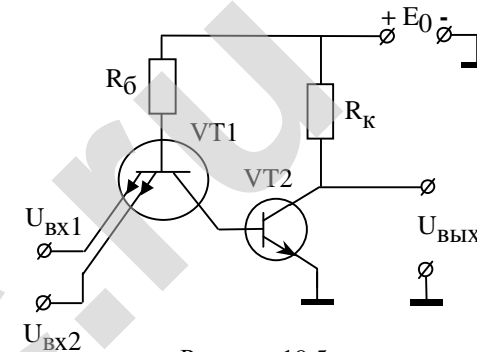


Рисунок 20.5 – Логический элемент на основе транзисторного ключа (транзисторно-транзисторная логика)

Управление производится многоэмиттерным транзистором VT1 (дискретного аналога нет).

На его входы (эмиттеры) могут подаваться сигналы высокого (1) и низкого уровней (0). Рассмотрим принцип работы схемы.

Допустим, на оба входа подан высокий уровень (+3V). Транзистор VT2 работает в активном инверсном режиме. Напряжение на базе выше напряжения на коллекторе, поскольку он соединен с базой открытого транзистора VT1, напряжение на базе которого мало. Следовательно, коллекторный переход смещен в прямом направлении. Так как эмиттерные переходы смещены в обратном направлении, то реализуется инверсный режим транзистора VT1. В этом режиме сумма токов всех эмиттеров и тока базы транзистора VT1 равна току коллектора, который, в свою очередь, равен току базы VT2. Ток базы VT2 выбирают таким образом, чтобы транзистор VT2 переходил в режим насыщения, то есть на выходе транзистора VT2 реализуется логический нуль.

Если хоть на один вход подано низкое напряжение (логический 0), то соответствующий эмиттерный переход окажется смещенным в прямом направлении и через него в базу инжектируются заряды, вызывающие изменение направления коллекторного тока транзистора VT1 и соответствующее изменение тока базы VT2. В результате транзистор VT2 переходит в режим отсечки, и выходной сигнал соответствует уровню логической 1. Транзистор VT1 выполняет роль схемы совпадения (логический нуль на выходе, когда на обоих входах логические единицы).

Транзистор VT1 выполняет операцию конъюнкции (логическое умножение – операция И). В целом элемент реализует операцию И-НЕ.

20.7 Транзисторный ключ в элементах интеллектуальной логики

Схема приведена на рисунке 20.6.

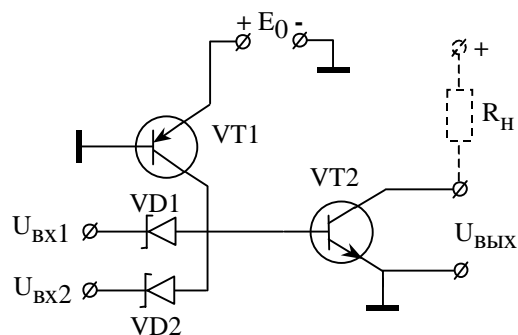


Рисунок 20.6 – Логический элемент на основе транзисторного ключа (диодно-транзисторная логика)

Функцию ключа выполняет транзистор VT2, нагрузкой которого служит входная цепь следующего за ним устройства (R_H). Когда на оба входа поданы сигналы высокого уровня, диоды VD1 и VD2 закрыты и величина базового тока транзистора VT2 определяется транзистором VT1 (pnp-типа), работающим в режиме источника постоянного тока. Его ток задан таким образом, что транзистор VT2 открыт. Выходное напряжение имеет нижний уровень. Чтобы переключить транзистор VT2, необходимо хотя бы на один из входов подать сигнал нужного уровня, чтобы диод открылся. Ток транзистора VT1 потечет через открытый диод (с барьером Шоттки), на котором будет фиксироваться напряжение меньшей величины, чем нужно для открытия транзистора VT2 по эмиттерному переходу. Транзистор VT2 окажется в режиме отсечки, и его выходное напряжение будет иметь высокий уровень. Приведенная схема выполняет логическую операцию И-НЕ.

Лекция № 21 ИМПУЛЬСНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

21.1 Триггеры

Триггер является бистабильным генератором импульсов прямоугольной формы, имеющим два постоянно устойчивых состояния. Изменение статического состояния триггера происходит под действием внешних запускающих импульсов и сопровождается изменением напряжения на его выходе от некоторого максимума до минимума (близкого к нулю). Такие триггеры называются потенциальными, или статическими.

21.1.1 Симметричный триггер

Симметричные триггеры обычно строятся на основе транзисторов, работающих в ключевом режиме. Включим последовательно два идентичных ключа и, если соединим выход второго с входом первого, получим схему симметричного триггера (рисунок 21.1).

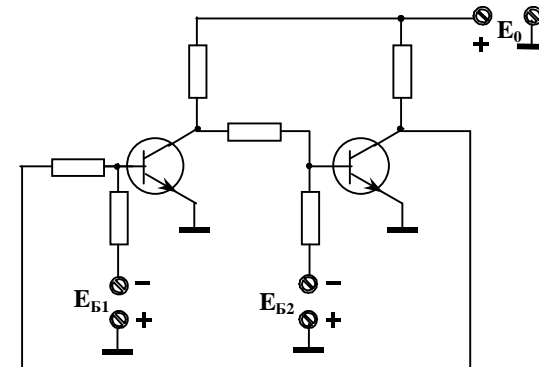


Рисунок 21.1 – Симметричный триггер

Схема будет нагляднее, если мы перерисуем ее в общепринятом виде (рисунок 21.2). Несмотря на симметрию, потенциалы и токи в схеме распределены несимметрично. Например, если транзистор VT1 находится в режиме отсечки, то положительное напряжение на его коллекторе (близкое к E_0) через делитель напряжения $R_2 R_{B2}$ прикладывается к базе транзистора VT2. В результате этого VT2 оказывается в

режиме насыщения. Потенциал его коллектора близок к нулю, поэтому цепь оборудована источником обратного смещения на базе E_{B1} и резисторами R_{B1} и R_1 , поддерживающими VT1 в режиме отсечки.

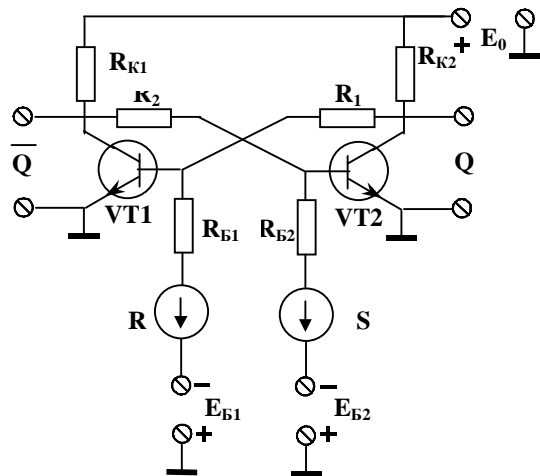


Рисунок 21.2 – Симметричный триггер (общепринятое изображение)

Поскольку ток в базовой цепи транзистора VT1, находящегося в режиме отсечки:

$$I_{B1} = -I_{K2},$$

определяем величину отрицательного напряжения смещения на его базе, которое необходимо для обеспечения этого режима:

$$U_{B1} \approx \frac{-E_{B1}}{R_{B1} + R_1} \cdot R_1.$$

При этом напряжение на коллекторе VT1 находим по формуле:

$$U_{B1} = E_0 \cdot \frac{-R_2}{R_2 + R_{K1}}.$$

А на коллекторе транзистора VT2 $U_{K2} = 0$. Из рисунка следует, что ток базы транзистора VT2 сложится из суммы токов от источников E_0 и E_{B2} , то есть

$$I_{B2} = \frac{E_0}{R_2 + R_{K1}} - \frac{E_{B2}}{R_{B2}}.$$

Величина тока базы VT2 должна обеспечивать режим его насыщения, то есть

$$I_B > \frac{E_0}{b_0 \cdot R_K},$$

и с учетом того, что $R_{K1} = R_{K2} = R_K$; $R_{B1} = R_{B2} = R_B$; $R_1 = R_2 = R$, и $E_{B1} = E_{B2} = E_B$, находим значение R , обеспечивающее режим насыщения:

$$R \leq R_K \left[\frac{b_0}{1 + b_0 \left(\frac{E_B \cdot R_K}{E_0 \cdot R_B} \right)} - 1 \right].$$

Как изменить состояние триггера? Нужно вывести транзистор VT1 из режима отсечки. Для этого на его вход S , называемый установочным входом, необходимо подать импульс положительной полярности от генератора, включенного последовательно с источником E_{B1} . Амплитуда импульса должна быть достаточной для того, чтобы транзистор VT1 перешёл в активный режим, в котором его состояние оказывается неустойчивым. Ток коллектора I_{K1} (транзистора VT1) начинает возрастать, причем часть его протекает через R_{K1} , а часть ответвляется через R_2 в эмиттерный переход VT2, протекая навстречу его базовому току и вызывая быстрое рассасывание избыточного заряда в базе транзистора VT2. В результате транзистор VT2 выходит из насыщения и как транзистор VT1 переходит в активный режим. Возрастание тока I_{K1} приводит к уменьшению напряжения на коллекторе VT1, который через R_2 соединен с базой транзистора VT2. Напряжение на базе VT2 тоже уменьшится, что приводит к уменьшению тока I_{K2} и увеличению напряжения U_{K2} . Связь коллектора транзистора VT2 с базой транзистора VT1 через резистор R_1 приводит к тому, что транзистор VT1 открывается еще более, то есть насыщается.

Описанные процессы происходят из-за замыкания цепи положительной обратной связи (ПОС), приводящей в итоге к опрокидыванию,

то есть переходу схемы в новое состояние (устойчивое), когда транзистор VT1 открыт (насыщен), а транзистор VT2 отсечен.

Опрокидывание происходит лавинообразно. В новом состоянии триггер может находиться сколь угодно долго. Его можно вернуть в состояние сброса, подав на вход R импульс положительной полярности. Такой триггер называется триггером с регулируемым запуском или RS-триггером. Основным (прямым) выходом триггера считается выход Q. На другом выходе (\bar{Q}) напряжение будет противофазным.

Для чего используются триггеры? Так как триггер может находиться сколь угодно долго в одном состоянии, то принято считать, что триггеру свойственна "память". То есть его используют для запоминания и хранения информации.

Разновидности триггеров:

- ◆ симметричный триггер с общим (счетным) запуском. Отличие – в цепи запуска. Запуск производится последовательностью импульсов отрицательной полярности;
- ◆ несимметричный триггер с эмиттерной связью (триггер Шмитта). Используется как устройство сравнения напряжений, из пары импульсов формируется прямоугольный импульс.

21.2 Мультивибраторы

Мультивибраторы предназначены для генерирования прямоугольных импульсов заданной длительности.

В зависимости от назначения мультивибраторы делятся:

- ◆ на ждущий, или заторможенный (моностабильный);
- ◆ автоколебательный (астабильный).

Амплитуда и длительность генерируемых импульсов (в автоколебательных – период следования) определяются параметрами схемы. Период следования импульсов ждущего мультивибратора задается периодом запускающих импульсов.

21.2.1 Ждущие мультивибраторы

Внешнее отличие схемы простейшего ждущего мультивибратора (рисунок 21.3) от схемы триггера (см. рисунок 21.2) заключается в отсутствии связи по постоянному току коллектора транзистора VT1 и базы транзистора VT2. Кроме того, к базе транзистора VT2 не подводится напряжение смещения от внешнего источника, которое требовалось в триггере для удержания транзистора в режиме отсечки после опрокидывания. В приведенной на рисунке 21.3 схеме напряжение смещения

создается на конденсаторе C_1 , причем оно оказывается не постоянным и поддерживает транзистор VT2 в состоянии отсечки в течение заданного отрезка времени. Рассмотрим подробно процессы, происходящие в схеме.

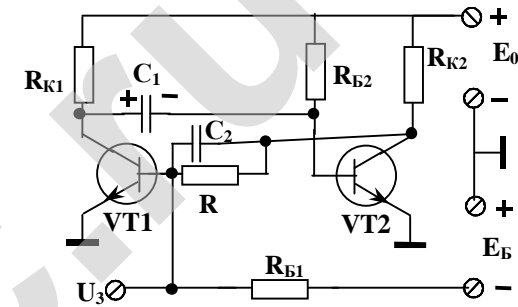


Рисунок 21.3 – Ждущий мультивибратор

Допустим, что в постоянно устойчивом состоянии транзистор VT1 находится в режиме отсечки. Как и в триггере, это состояние обеспечивается элементами схемы. Транзистор VT2 должен быть насыщен. Этот режим устанавливается выбором резистора R_{B2} в базовой цепи, задающего базовый ток $I_{B2} > I_{бнас}$, причем

$$I_{B2} \approx E_0 / R_{B2}.$$

В постоянно устойчивом состоянии схема находится до момента прихода запускающего импульса (момент времени t_1).

Рассмотрим, как это выглядит на графиках (рисунок 21.4). При этом $i_{K1} \approx 0$, $U_{K2} \approx 0$, $U_{K1} \approx E_0$, $i_{K2} \approx E_0 / R_{K2}$. Конденсатор C_1 подключаем первой обкладкой к коллектору транзистора VT1, то есть он имеет потенциал, близкий к E_0 . Правая обкладка имеет практически нулевой потенциал, так как соединена с базой насыщенного транзистора VT2. В момент времени t_1 запускающий импульс положительной полярности поступает на базу транзистора VT1, переводя его в активный режим. Ток коллектора i_{K1} скачкообразно растет. Последовательно включенные конденсатор C_1 и эмиттерный переход транзистора VT2 имеют существенно меньшее сопротивление для скачка тока коллектора, чем резистор R_{K1} . Поэтому практически весь нарастающий ток протекает через эмиттерный переход VT2 навстречу его базовому току, вызывая быстрое рассасывание заряда на базе. В результате транзистор VT2

переходит в активный режим. Происходит лавинообразное опрокидывание схемы, завершающееся насыщением транзистора VT1, а транзистор VT2 оказывается в режиме отсечки. Мультивибратор переходит во временно устойчивое состояние.

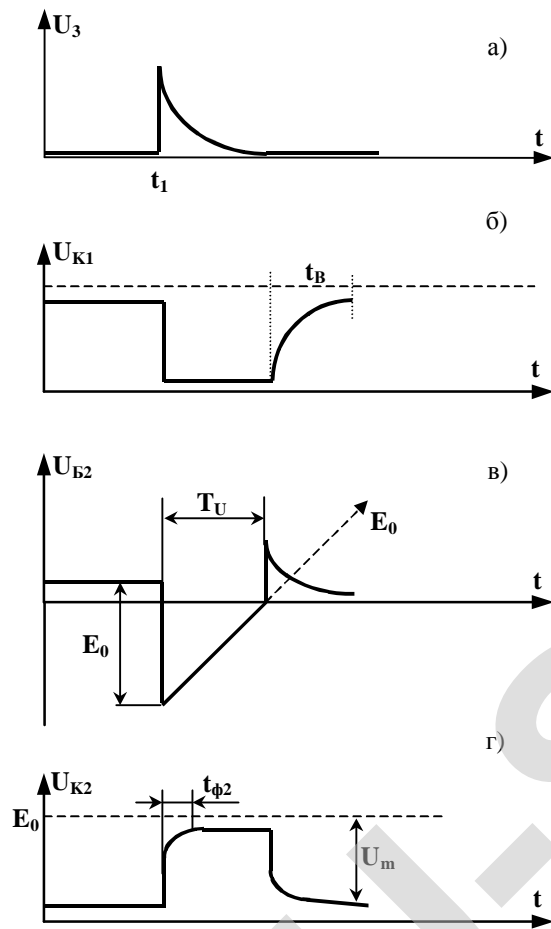


Рисунок 21.4 – Временные диаграммы работы ждущего мультивибратора

Напряжение на коллекторе транзистора VT2 устанавливается с некоторым запаздыванием. Это объясняется накоплением заряда ускоряющим конденсатором C_2 , соединенным с коллектором транзистора

VT2. Заряд происходит от источника E_0 через R_{K2} и эмиттерный переход насыщенного транзистора VT1 с постоянной времени:

$$\tau_1 = R_{K2} \cdot C_2,$$

где учтено, что обычно $R > R_{K2}$.

Запаздывание установления напряжения U_{K1} можно оценить длительностью фронта:

$$t_{\varphi 2} \approx 3\tau_1 = 3R_{K2} \cdot C_2.$$

После того, как транзистор VT1 перешел в режим насыщения, а транзистор VT2 в режим отсечки, ток в цепи коллектора VT2 равен нулю, поэтому сразу после заряда C_2 напряжение на коллекторе VT2 определяется:

$$U_{K2} = E_0 \cdot \frac{R}{R_{K2} + R} \approx E_0.$$

Причем такую же величину имеет амплитуда импульса U_m на коллекторе VT2.

После лавинообразного опрокидывания схемы транзистор VT1 оказывается в режиме насыщения, то есть потенциал левой обкладки скачком изменяется от напряжения $U_{K1} \approx E_0$ до нуля. Однако за время опрокидывания конденсатор практически не разряжается, то есть разность потенциалов между его обкладками остается прежней. Следовательно, потенциал правой обкладки, до опрокидывания равный нулю, станет близким к E_0 . Этот отрицательный потенциал, приложенный к базе транзистора VT2, удерживает его в режиме отсечки в течение всего времени устойчивого состояния (транзистор VT2 на это время можно мысленно исключить из схемы). Сделав это, будет понятно, что правая (отрицательно заряженная) обкладка конденсатора C_1 через резистор R_{B2} подключена к положительному полюсу источника питания. Начинается перезаряд C_1 по экспоненциальному закону от источника питания через R_{B2} и эмиттерный переход насыщенного транзистора VT1. Напряжение на правой обкладке, соединенной с базой транзистора VT2, начинает расти с постоянной времени

$$\tau_2 = R_{B2} C_1$$

от значения $U_{B2} \approx -E_0$. Экспонента заряда стремится к напряжению $+E_0$, однако в момент времени t_2 этот процесс прекращается, так как напряжение U_{B2} несколько превышает нулевое значение и транзистор VT2 открывается. Его рабочая точка оказывается в активной области,

развивается лавинообразный процесс обратимого опрокидывания, в результате которого транзистор VT2 переходит в режим отсечки, а транзистор VT1 – в насыщение. То есть возвращается в постоянно устойчивое состояние. Длительность сформированного импульса

$$T_u = R_{B2} C_1 \ln 2 \approx 0,7 R_{B2} C_1.$$

Время восстановления напряжения на коллекторе

$$t_g \approx 3 R_{K1} C_1.$$

Минимальный период следования запускающих импульсов:

$$T_{min} = T_u + t_g.$$

Ждущие мультивибраторы используются:

- для формирования заданного временного интервала;
- расширения импульсов;
- деления частоты повторения.

21.3 Генераторы линейно изменяющихся напряжений

Для получения напряжений пилообразной формы используются генераторы линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН). Их разделяют на генераторы линейно нарастающего и линейно падающего напряжения. В первом случае за время t , равное длительности прямого хода, происходит изменение генерируемого напряжения от минимума до максимума.

Рассмотрим принцип получения пилообразного напряжения. Закон изменения напряжения, близкий к линейному, можно получить на конденсаторе, если ток заряда или разряда будет постоянным.

Рассмотрим процессы заряда и разряда в схеме, приведенной на рисунке 21.5.

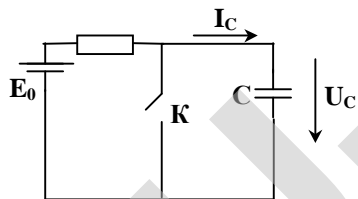


Рисунок 21.5 – Эквивалентная схема генератора линейно изменяющегося напряжения

При размыкании ключа конденсатор C начинает заряжаться от источника ЭДС E_0 . Процесс заряда сопровождается нарастанием напряжения на конденсаторе C , длится в течение времени t , соответствую-

ет длительности прямого хода. Затем он прекращается замыканием ключа, а конденсатор разряжается (обратный ход).

Скорость нарастания напряжения на C определяется соотношением

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{i_c}{C}.$$

Если требуется обеспечить линейное изменение U_c ($\frac{dU_c}{dt} = const$), то в соответствии с приведенным выражением зарядный ток должен быть постоянным. Но уменьшение напряжения на конденсаторе C происходит по экспоненциальному закону:

$$U_c(t) = E_0 \left(1 - e^{-t/(RC)} \right).$$

Если требования к линейности очень велики, можно использовать схему, приведенную на рисунке 21.6.

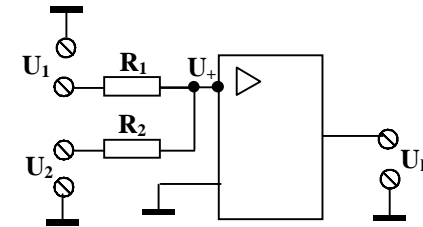


Рисунок 21.6 – Генератор линейно изменяющегося напряжения на операционном усилителе

Дифференцируем предыдущее выражение и получаем

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{E_0}{RC} \cdot e^{-t/(RC)}.$$

Если время t много меньше RC , то

$$\frac{dU_c}{dt} \approx \frac{E_0}{RC} = const,$$

то есть если длительность прямого хода T_{np} много меньше RC , то закон изменения напряжения на конденсаторе C близок к линейному.

21.3.1 Схема генератора линейного напряжения

Простейшая схема ГЛИН приведена на рисунке 21.7. В ней использован транзистор, работающий в ключевом режиме. В исходном состоянии выбором резистора R_B обеспечивается ток базы, достаточный для насыщения. При этом напряжение $U_K = U_C = 0$. В момент времени t на базу транзистора VT1 через конденсатор C_p подается отрицательный импульс прямоугольной формы.

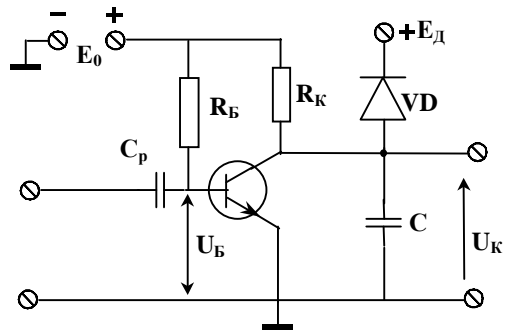


Рисунок 21.7 – Генератор линейно изменяющегося напряжения на биполярном транзисторе

В результате этого транзистор переходит в режим отсечки. Конденсатор начинает заряжаться через резистор R_K от напряжения E_0 по экспоненциальному закону. В момент времени t_2 импульс на входе заканчивается, транзистор переходит в режим насыщения и конденсатор C начинает разряжаться (рисунок 21.8).

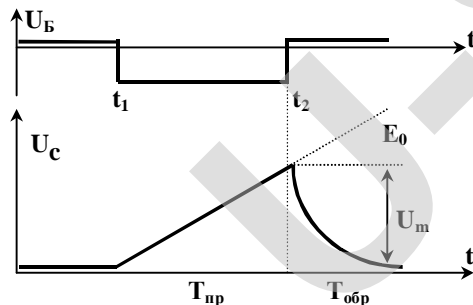


Рисунок 21.8 – Временные диаграммы работы генератора линейно изменяющегося напряжения

21.4 Импульсные генераторы на основе операционных усилителей

Гибкость и универсальность операционных усилителей (ОУ) позволяют строить на их основе различные автогенераторы, в том числе и импульсные. Схемотехника оказывается очень простой, а качественные показатели очень высокими.

21.4.1 Компаратор на операционном усилителе

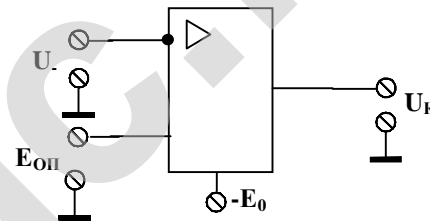


Рисунок 21.9 – Компаратор на операционном усилителе

Компаратор – это устройство, которое вызывает выходной сигнал в момент равенства двух напряжений, подаваемых на его вход.

Схема простейшего двухвходного компаратора приведена на рисунке 21.9. На неинвертирующий вход подается опорное напряжение $E_{оп}$,

с которым сравнивается напряжение U_- , подаваемое на инвертирующий вход. Когда $U_- = E_{оп}$, напряжение на выходе компаратора равно нулю.

21.4.2 Одноходовый компаратор

Одноходовый компаратор является неинвертирующим. Компаратор срабатывает, когда напряжение U_+ переходит через нуль. Чтобы выполнялось условие $U_+ = 0$, напряжения на входах U_1 и U_2 должны иметь противоположные знаки, поскольку

$$U_+ = U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

тогда условие $U_+ = 0$ выполнится при

$$\frac{U_1}{R_1} = -\frac{U_2}{R_2}.$$

21.4.3 Триггер Шмитта на операционном усилителе

Схема инвертирующего триггера Шмитта на основе двухходового компаратора приведена на рисунке 21.10. В нем в качестве опорного напряжения используется часть выходного напряжения:

$$U_+ = U_T \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

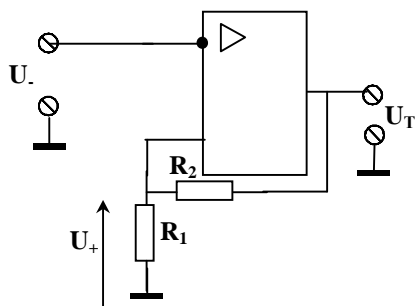


Рисунок 21.10 – Триггер Шмитта на операционном усилителе

То есть через делитель $R_1 R_2$ осуществляется положительная обратная связь. Триггер Шмитта позволяет преобразовать любые импульсы в прямоугольные.

Лекция № 22 ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ РЕЛЕ

Реле – это устройство, состояние которого изменяется сигналом при достижении входным сигналом определенного порогового уровня.

В настоящее время наиболее широко распространены контактные электромеханические реле, в которых электроэнергия преобразуется в сигналообразное механическое перемещение, вызывающее замыкание и размыкание контакта во внешней цепи.

22.1 Электромеханические реле. Общие сведения и основные параметры

Основные параметры электромеханических реле:

♦ ток срабатывания $I_{сраб}$ – минимальное значение тока в обмотке реле, при котором происходит срабатывание реле, то есть замыкание или размыкание контактов. Для обеспечения нормальной работы используют рабочий ток:

$$I_{раб} > (1,2 \dots 1,4)I_{сраб}$$

По известному сопротивлению обмотки $r_{обм}$ находят напряжение срабатывания $U_{сраб}$:

$$U_{сраб} = I_{раб} r_{обм}$$

Ясно, что $I_{сраб}$ зависит от числа витков обмотки $\omega_{обм}$. Чем больше $\omega_{обм}$, тем меньше ток $I_{сраб}$, то есть тем более чувствительным является реле. У наиболее чувствительных реле число витков $\omega_{обм}$ до десяти тысяч, а ток $I_{сраб}$ менее 1 мА. Чувствительность выбранного типа реле можно повысить, включив обмотку реле в выходную цепь усилителя. Такое реле называется электронным. Его чувствительность определяется коэффициентом усиления каскада;

♦ ток отпускания $I_{отп}$ – максимальный ток в обмотке, при котором происходит отпускание реле, то есть размыкание контактов. Ток отпускания меньше $I_{сраб}$. Через $I_{сраб}$ и $I_{отп}$ выражается коэффициент возврата:

$$\frac{I_{отп}}{I_{сраб}} = K_{возврата}$$

Обычно $K=0,2 \dots 0,35$;

♦ время срабатывания $t_{сраб}$. Время от момента подачи на обмотку скачка напряжения U до момента срабатывания реле. Время $t_{сраб}$ состоит из 2-х составляющих:

а) времени трогания $t_{трог}$ – времени, за которое ток возрастает до $I_{сраб}$ (то есть якорь реле остается неподвижным);

б) времени движения якоря $t_{дв}$, за которое якорь совершает полное перемещение.

В электронных реле со слаботочными контактами $t_{трог}$ порядка 10–30 % от $t_{сраб}$. Для обеспечения требуемого быстродействия $t_{сраб}$ должно быть минимальным. При автоматизации производственных процессов часто приходится сталкиваться с необходимостью включения или выключения автоматических цепей через определенный

интервал времени после подачи управляющего сигнала. Реле, для которых $t_{сраб} > 0,5$ с называются реле времени. Время срабатывания такого реле называется временем выдержки $t_{выдержки}$;

♦ время отпущения $t_{отп}$ – время, за которое реле приходит в исходное состояние при снятии напряжения в обмотке, $t_{сраб}$ и $t_{отп}$ определяются одинаковыми физическими процессами и поэтому

$$t_{сраб} \approx t_{отп}.$$

22.2 Электронные реле

Приведем схему простейшего электронного реле (рисунок 22.1).

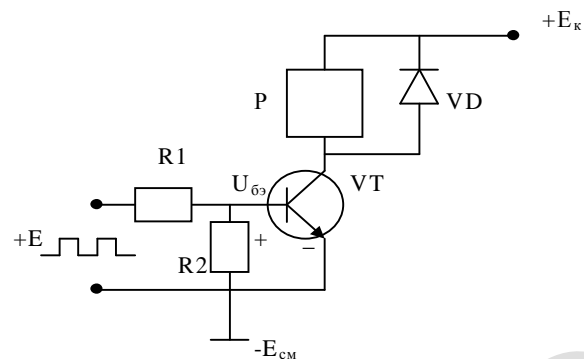


Рисунок 22.1 – Простейшее электромагнитное реле

Напряжение $E_{см}$ обеспечивает закрытое состояние транзистора в отсутствии сигнала (подается через резистор R_2 на базу транзистора VT), то есть отрицательный потенциал базы относительно эмиттера при всевозможных неблагоприятных условиях. Для надежного запира-ния:

$$R_2 \leq \frac{E_{см\ min}}{I_{кбо\ max}},$$

где $I_{кбо\ max}$ – обратный ток в базе закрытого транзистора.

Обычно напряжение $E_{см}$ по абсолютному значению выбирают из условия

$$|E_{см}| = (0,1 \dots 0,3) |E_{к}|.$$

Подадим на вход системы сигнал в виде ступеньки отпирающего напряжения, равного $+E$. Транзистор отпирается, и в базовой цепи скачком возникает ток:

$$I_{\sigma} = \frac{E - U_{\sigma\epsilon}}{R_1} - \frac{E - U_{\sigma\epsilon}}{R_2}.$$

Этот базовый ток вызывает появление коллекторного тока. Коллекторный ток скачком вырасти не может из-за инерционных свойств транзистора и обмотки реле. Если пренебречь инерционностью транзистора, то коллекторный ток нарастает по экспоненциальному закону:

$$i_k(t) = I_{\sigma} h_{21\epsilon} (1 - e^{-\frac{t}{t_L}}),$$

где $t_L = \frac{L_{обм}}{r_{обм}}$ и соответственно стремится к величине $I_{\sigma} h_{21\epsilon}$.

Если $I_{\sigma} h_{21\epsilon} < E_k / r_{обм}$, то значение $I_{\sigma} h_{21\epsilon}$ определяет рабочий ток реле.

При $I_{\sigma} h_{21\epsilon} > E_k / r_{обм}$ транзистор входит в режим насыщения и рабочий ток реле равен коллекторному току насыщения:

$$I_{раб} = I_{ки} = E_k / r_{обм}.$$

Когда ток при своем нарастании достигнет величины $I_{сраб}$, начнет двигаться якорь, и через $\tau_{дв}$ его контакты займут рабочее положение.

Положим в формуле для $i_k(t) = I_{сраб}$:

$$I_{сраб} = I_{\sigma} h_{21\epsilon} (1 - e^{-\frac{t_{прог}}{t_L}}),$$

Откуда определяется время $t_{прог}$:

$$t_{прог} = t_L \ln \frac{I_{\sigma} h_{21\epsilon}}{I_{\sigma} h_{21\epsilon} - I_{сраб}}.$$

Учитывая, что $t_{дв} = 0,4 \dots 1,0 t_{прог}$, можно найти время $t_{сраб}$:

$$t_{сраб} = t_{дв} + t_{прог} = (1,4 \dots 2,0) t_L \ln \frac{I_{\sigma} h_{21\epsilon}}{I_{\sigma} h_{21\epsilon} - I_{сраб}}.$$

В момент снятия управляющего напряжения E через базу транзистора протекает обратный ток:

$$I_{\text{Бзан}} = \frac{E_{\text{см}} - U_{\text{бэ}}}{R_2},$$

способствующий быстрому запиранию транзистора.

При уменьшении коллекторного тока до значения $I_{\text{отт}}$ реле возвращается в исходное состояние.

При выборе транзистора необходимо учитывать, что напряжение на коллекторе закрытого транзистора может существенно превышать E_K из-за ЭДС обратного выброса, возникающей при запирании транзистора и направленной согласно E_K . Этот обратный выброс устраняется диодом VD, который отпирается, если напряжение на коллекторе превысит E_K и шунтирует обмотку реле. Электронное контактное реле позволяет существенно уменьшить мощность управления, однако его быстродействие ограничивается временами срабатывания и отпускания электромеханического реле, являющегося его составной частью. Поэтому в быстродействующих системах автоматического управления применяются, как правило, бесконтактные электронные реле, например триггер Шмидта.

22.3 Электронные реле времени

Существует множество конструктивных и схемных методов замедления времени срабатывания (получение времени выдержки) электронных реле. Наиболее широко распространены конденсаторные реле времени, благодаря малым габаритам, надежности, простоте изготовления и малой стоимости. В таких реле задержка обеспечивается с помощью интегрирующих RC-цепей с большой постоянной времени. Схема простейшего конденсаторного реле времени с включенным конденсатором параллельно обмотке электронного реле приведена на рисунке 22.2.

Недостаток такого включения: сложная зависимость времени задержки от индуктивности обмотки $L_{\text{обм}}$. В такой схеме возможно возникновение нежелательных колебаний, так как элементы $r_{\text{обм}}$, $L_{\text{обм}}$ и C образуют колебательный контур.

Для исключения возможности возникновения периодических колебаний необходимо выполнение условий:

$$\frac{1}{4} \left(\frac{T_{\text{обм}}}{L_{\text{обм}}} + \frac{1}{RC} \right)^2 > \frac{1}{L_{\text{обм}} C} \left(1 + \frac{r_{\text{обм}}}{R} \right).$$

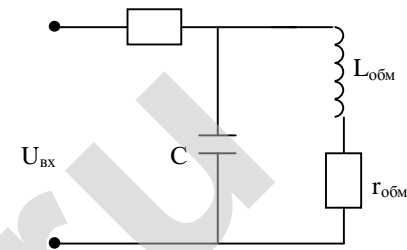


Рисунок 22.2 – Конденсаторное реле времени

Отсюда следует, что емкость C необходимо выбирать большой.

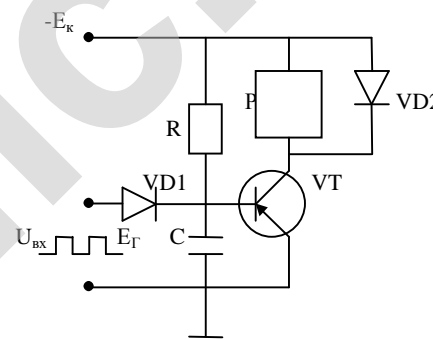


Рисунок 22.3 – Простейшее реле времени

Для устранения этих недостатков осуществляют развязку интегрирующих входов RC-цепей и обмотки реле с помощью электронных схем. В таких реле времени, называемых электронными, время выдержки определяется в основном процессами заряда и разряда конденсатора. Схема простейшего реле времени приведена на рисунке 22.3.

В исходном состоянии на входе действует положительное напряжение $U_{вх} = +E_г$. За счет этого диод VD1 находится в открытом состоянии, а транзистор VT закрыт. Ток через транзистор не протекает, соответственно нет тока и в обмотке реле. Конденсатор C заряжен до напряжения $E_г$.

Что произойдет, если мы изменим полярность входного сигнала, то есть подадим отрицательный сигнал? Диод VD1 запирается, так как выходное напряжение скачком изменяется на $2E_г$, а напряжение на конденсаторе C измениться скачком не может. При запираании входного диода VD1 входной источник отключится от схемы реле, и конденсатор C начнет разряжаться с постоянной времени выдержки $\tau_{выд} = RC$ (сопротивление закрытых диодов много больше R). Напряжение на конденсаторе меняется по закону:

$$U_c(t) = (E_K + E_G) e^{-\frac{t}{t_{\text{вых}}}} - E_K,$$

стремясь при $t \rightarrow \infty$ к $-E_K$.

В момент времени t_2 напряжение U_c достигает нулевого уровня и эмиттерный переход открывается (так как внутреннее сопротивление эмиттерного перехода мало и $U_{БЭ} = 0$), таким образом, напряжение U_c фиксируется на значении $U_c = 0$, и через базу протекает ток:

$$I'_B \approx \frac{E_K}{R}.$$

Этот базовый ток вызывает протекание коллекторного тока:

$$I_K = I'_B h_{21Э} = \frac{E_K h_{21Э}}{R}$$

и срабатывание реле, если $I_K > I_{\text{сраб}}$.

Таким образом, в рассматриваемой схеме время выдержки определяется интервалом $t_1 - t_2$ (рисунок 22.4). Если мы начнем отсчет в момент времени $t_1 = 0$ и полагаем, что в формуле для $U_c(t)$: $U_c(t_2) = 0$; $t = t_2 = t_{\text{выд}}$, получим

$$t_{\text{выд}} = t_{\text{выд}} \ln \frac{E_G + E_K}{E_K}.$$

Если с момента t_3 вновь изменить полярность входного напряжения, то откроется диод VD1. Ток базы транзистора вновь скачком изменится (упадет) от I'_B до

$$I''_B = \frac{E_K}{R} - \frac{E_G}{R_G + r_{np}}$$

и изменит свое направление при

$$\frac{E_K}{R} < \frac{E_G}{R_G + r_{np}},$$

где R_G, r_{np} – внутреннее сопротивление источника и сопротивление открытого диода.

Ток коллектора уменьшается со скоростью переходного процесса запираания транзистора, и при $I_K = I_{\text{отн}}$ контакты реле возвращаются в исходное состояние.

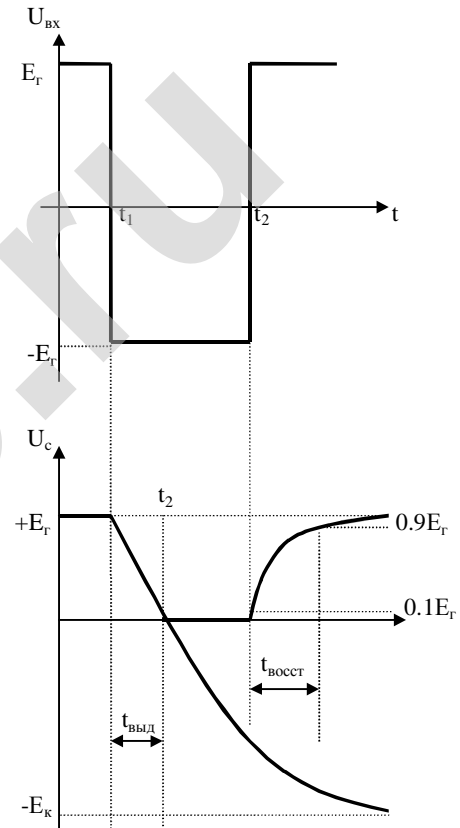


Рисунок 22.4 – Временные диаграммы работы реле времени

После запитания конденсатор заряжается до $+E_{\Gamma}$ с постоянной времени восстановления:

$$t_{восст} \approx [(R_{\Gamma} + r_{np}) // R] C,$$

так как обычно R много больше $R_{\Gamma} + r_{np}$.

Зная постоянную времени $\tau_{восст}$, находим время восстановления: $t_{восст} = 2,3\tau_{восст}$ (это промежуток времени между $0,1E$ и $0,9E$). Для получения больших времен выдержки необходимо увеличить R и C .

Обычно используют составной транзистор для обеспечения максимального сопротивления:

$$R_{max} = \frac{E_K}{I_{ср\text{аб}}} h_{21Э1} h_{21Э2},$$

где $h_{21Э1}$, $h_{21Э2}$ – коэффициенты усиления отдельных транзисторов.

Лекция № 23

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

23.1 Общие требования к источникам питания

При анализе работы радиоэлектронных схем всегда предполагается наличие источника питания, то есть устройства, на входных клеммах которого обеспечивалось требуемое постоянное напряжение и считалось возможным «забрать» из этого источника ток нужной величины. Итак, самое общее определение источника питания – это устройство, обеспечивающее необходимое напряжение и ток при заданной нагрузке.

Источники питания (ИП) делятся на 2 класса: первичные и вторичные.

Первичным называется ИП, в котором электрическая энергия получается в результате преобразования химической энергии (гальваническая батарея) или тепловой (термоэнергия) энергии и т.п.

Вторичным называют ИП, если в источнике электрический ток одного рода преобразуется в электрический ток другого рода. Чаще это преобразование переменного тока в постоянный, а точнее – в пульсирующий.

Иногда требуется преобразовать постоянное напряжение одной величины в напряжение другой величины. Для этого также используются вторичные источники питания (ВИП).

Следует отметить, что обычный делитель напряжения и транзистор нельзя считать источниками питания, так как в этих устройствах происходит простое «масштабирование» без каких-либо промежуточных преобразований.

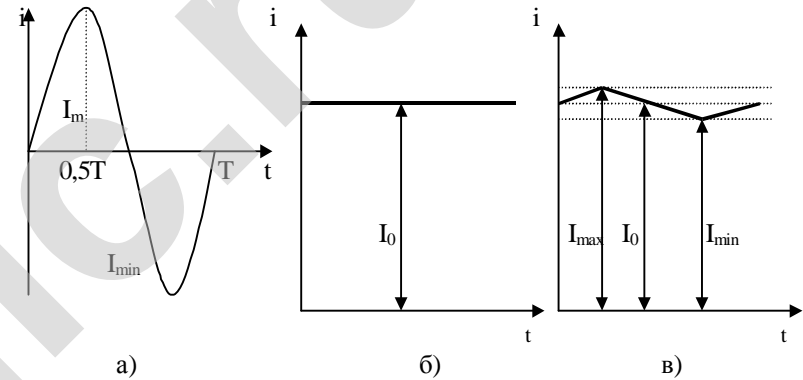
В подавляющем большинстве случаев для вторичных ИП источником энергии служит сеть переменного тока частотой 50 Гц (в бортовых системах – 400 Гц).

Инженеру необходимо иметь определенный минимум знаний, чтобы уметь самостоятельно создать и отладить ВИП и выдать техническое задание на его проектирование и конструирование.

Могут быть различные требования к источникам: напряжение U от долей вольта до тысяч вольт и ток I от микроампер до сотен ампер.

Перед тем, как перейти к объяснению работы ВИП, покажем, с какими токами (напряжениями) придется иметь дело, рассмотрим параметры, которыми эти токи характеризуются.

Графики переменного, постоянного и пульсирующего токов приведены на рисунке 23.1.



а – переменный; б – постоянный, в – пульсирующий

Рисунок 23.1 – Виды токов, использующихся для питания радиоаппаратуры

Переменным называется ток, изменяющийся во времени по величине и знаку. Ток, изменяющийся по чисто гармоническому закону, характеризуется амплитудой тока I_m , частотой ω (f), средним током I_{cp} и действующим значением тока. Поскольку среднее значение за период (T) гармонической функции равно нулю, при вычислении I_{cp} берут ее модуль:

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{0,5T} I_m \sin \frac{2p}{T} dt = \frac{2I_m}{p} = 0,637I_m .$$

Действующее значение:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[I_m \sin \frac{2p}{T} \right]^2 dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 0,707I_m .$$

Постоянный ток — ток, не изменяющийся во времени, характеризующийся постоянным значением I_0 .

Пульсирующий ток изменяет свою величину, но не меняет направления. Он оценивается средним значением, которое применительно к ВИП чаще называют постоянной составляющей выпрямительного тока I_0 , коэффициентом пульсаций K_{Π} и частотой пульсаций. Коэффициентом пульсаций называется отношение пикового значения переменной составляющей пульсирующего тока к постоянной составляющей:

$$K_{\Pi} = \frac{I_{\text{пик}}}{I_0} = \frac{I_{\text{max}} - I_{\text{min}}}{2I_0}.$$

Обычно, если пульсации носят негармонический характер, то в их спектре можно выделить первую, вторую и другие гармоники. Поскольку амплитуда первой гармоники максимальна, наибольший интерес представляет коэффициент пульсаций по первой гармонике:

$$K_{\Pi} = \frac{I_{m1}}{I_0},$$

где I_{m1} — амплитуда первой гармоники спектра пульсации.

Величина значения коэффициента пульсаций выходного напряжения может измениться в широчайших пределах.

Для каскадов высококачественных микрофонных усилителей и воспроизводящей аппаратуры $K_{\Pi} < 0,01-0,001$ %.

Для мощных каскадов — 0,05...0,1 %.

Независимо от функции, конкретного назначения и требований все вторичные ИП строятся по единой функциональной схеме (рисунок 23.2).



Рисунок 23.2 – Функциональная схема вторичного источника питания

Назначение элементов:

♦ трансформатор обеспечивает получение на вторичной обмотке необходимого напряжения. Второе важное назначение – гальвани-

ческая развязка питательной цепи и выходной цепи ВИП. Номенклатура трансформаторов очень велика;

♦ выпрямитель – устройство, в котором переменный ток преобразуется в пульсирующий с помощью ЭП с ярко выраженной нелинейностью ВАХ.

Так как коэффициент пульсаций после выпрямления велик – используются сглаживающие фильтры, уменьшающие коэффициент пульсаций. Для обеспечения постоянства напряжения на нагрузке (или тока в нагрузке) при изменении напряжения питания цепи (или нагрузки) используется стабилизатор напряжения или тока.

Основные электрические показатели, характеризующие ВИП:

- ♦ выпрямленное напряжение (напряжение на нагрузке) E_0 ;
- ♦ постоянная составляющая выходного тока – выпрямленный ток I_0 ;
- ♦ коэффициент пульсаций КП выходного напряжения (тока);
- ♦ выходное сопротивление ВИП для переменных токов $R_{ВЫХ}$.

Далее рассмотрим принцип построения и работу выпрямителя, фильтра и стабилизатора.

23.2 Выпрямители

Простейшая схема — схема однофазного выпрямителя, работающего на чисто активную нагрузку, показана на рисунке 23.3.

Допустим, что трансформатор и диод идеальны. Идеальность трансформатора дает возможность считать, что напряжение на вторичной обмотке при любом токе, текущем через нее, равно наведенной в ней ЭДС. Идеальность диода показана на рисунке 23.4.

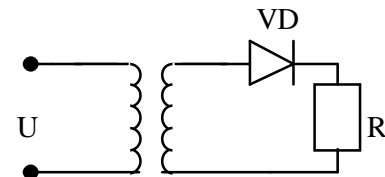


Рисунок 23.3 – Однофазный выпрямитель

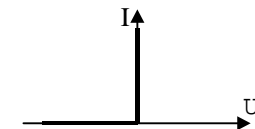


Рисунок 23.4 – ВАХ идеального диода

Изменения тока и напряжения показаны на рисунке 23.5.

$$I_0 = \frac{1}{2p} \int_0^p I_m \sin wtdt = \frac{I_m}{p} = 0,318I_m ,$$

$$E_0 = I_0 R_n = 0,318U_m = 0,45U_2 ,$$

где U_2 – действующее напряжение на вторичной обмотке трансформатора.

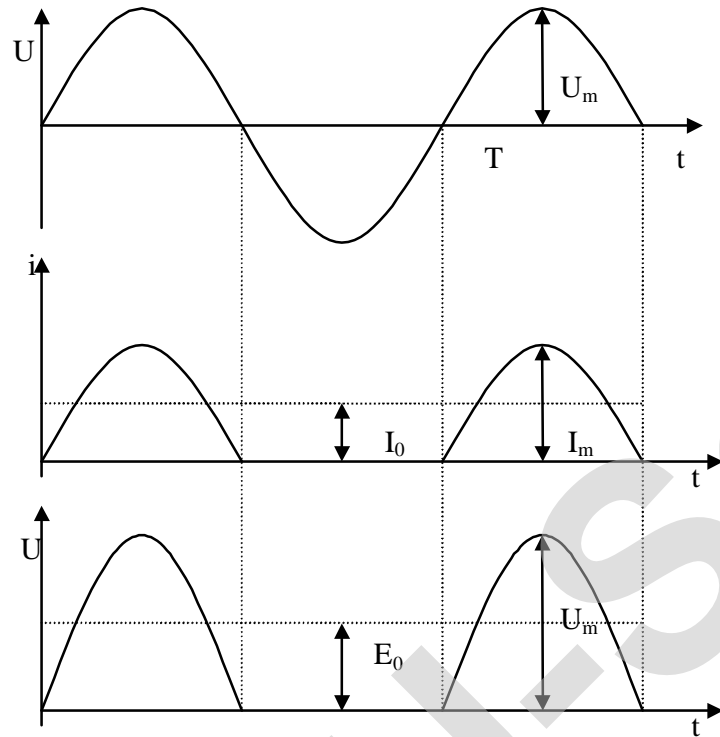


Рисунок 23.5 – Изменение напряжения и тока, протекающего через однофазный выпрямитель

Так как исходными для расчета являются именно величины I_0 и E_0 , а для расчета трансформатора нужны величины U_2 и I_2 , то обычно их вычисляют по формулам:

$$I_2 = 1,57I_0;$$

$$U_2 = 2,22E_0.$$

Для выбора диода, кроме тока I_0 , необходимо знать амплитудное значение тока через диод и амплитуду обратного напряжения (приложенного к диоду в моменты, когда через него не идет ток, и напряжение на диоде отрицательно по отношению к катоду):

$$I_m = \frac{U_m}{R_m} = \frac{pE_0}{R_H} = 3,14I_0,$$

$$U_{обрт} = U_m = 3,14E_0.$$

Если формально определить коэффициент пульсаций, то он окажется равным 157%, то есть такая схема для питания аппаратуры непригодна.

Рассмотрим схему, в которой используются оба полупериода напряжения на вторичной обмотке. Эту схему называют мостовой (рисунок 23.6).

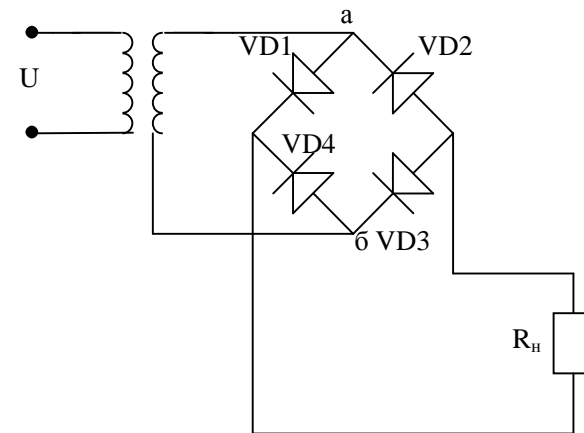


Рисунок 23.6 – Мостовой (двухполупериодный) выпрямитель

Допустим, в первый момент времени на верхней точке обмотки трансформатора (а) по отношению к точке (б) существует положительный потенциал: ток течет в этом случае по цепи VD1–R_H–VD3–вторичная обмотка. В следующий полупериод (б – положительно относительно а) ток течет по цепи VD4–R_H–VD2–вторичная обмотка.

Заметим, что направление тока через R_H не меняется, а через вторичную обмотку трансформатора меняется. Очевидно, что напряжение на нагрузке больше, чем в ранее рассмотренной схеме, так как $U_{обp} = U_m + E_0$ – сумме напряжений на обмотке и нагрузке, но приложенной к двум диодам. И в идеале делится пополам (рисунок 23.7).

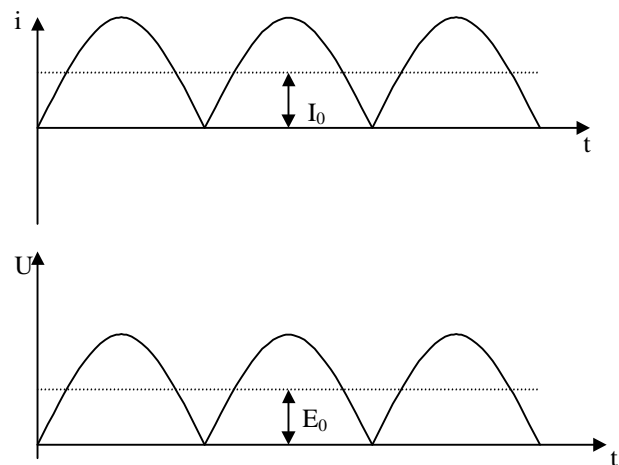


Рисунок 23.7 – Изменение напряжения и тока, протекающего через мостовой выпрямитель

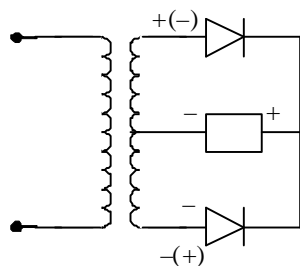


Рисунок 23.8 – Двухфазный однополупериодный выпрямитель

Схема выпрямителя может быть с двумя обмотками или с одной обмоткой, имеющей среднюю точку (рисунок 23.8).

В схеме поочередно работают верхняя и нижняя половины, обеспечивая протекание тока через нагрузку в обе половины периода. Такая схема называется двухфазной однополупериодной. Мы посмотрели работу источника на активную нагрузку. Обыч-

но это не так. Часто параллельно нагрузке включен конденсатор, являющийся необходимым элементом сглаживающего фильтра.

Рассмотрим, что же будет в этом случае. Для наглядности рассмотрим простейшую схему, приведенную на рисунке 23.9.

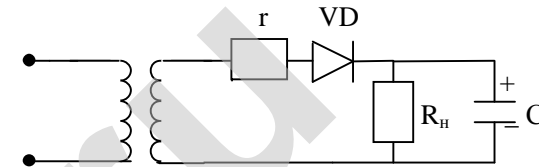


Рисунок 23.9 – Однофазный выпрямитель со сглаживающим фильтром

Сопротивление r учитывает неидеальность диода, т.е. сопротивление диода в открытом состоянии. В один из полупериодов через диод VD пройдет ток. Конденсатор начнет заряжаться с постоянной времени $t_3 = rC$ в полярности, указанной на рисунке. В момент, когда напряжение U_2 на обмотке станет равным напряжению на конденсаторе (выходное напряжение), прямой ток через VD прекратится, и конденсатор начнет разряжаться через R_H с постоянной времени:

$$\tau_p = R_H C.$$

Так как всегда $R_H \gg r$, то $\tau_p \gg \tau_3$ и ток разряда i_p много меньше i_3 (это дает возможность не учитывать ток через R_H во время заряда конденсатора), то есть весь прямой ток идет на конденсатор. Графически это будет выглядеть следующим образом (рисунок 23.10):

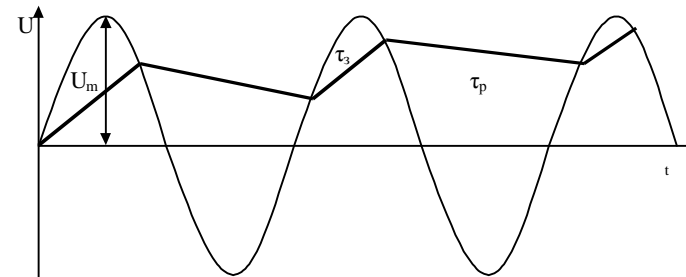


Рисунок 23.10 – Изменение напряжения на конденсаторе сглаживающего фильтра

Поскольку $\tau_p \gg \tau_z$, на начальном этапе поступает большее количество электрической энергии, чем теряется при разрядке, и выходное напряжение растет от периода к периоду. Рост прекратится, когда поступаемый заряд станет равен теряемому. Линиями на рисунке 23.10 показаны интервалы, в течение которых происходит заряд конденсатора. Форма тока в этих интервалах близка к отрезкам синусоиды.

При отсутствии конденсатора, то есть когда $C = 0$, напряжение E_0 (в нагрузке) равно $0,318U_m$.

При емкости $C = \infty$, $R_H = \infty$, напряжение E_0 стремится к U_m , то есть включение конденсатора позволяет увеличить выпрямленное напряжение и уменьшить коэффициент пульсаций, если емкость C очень большая.

Во всех приведенных схемах в пределе напряжение $E_0 = U_m$.

Рассмотрим схему выпрямителя с удвоением (рисунок 23.11).

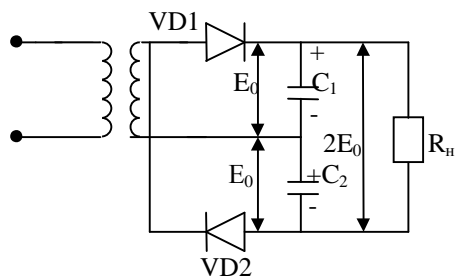


Рисунок 23.11 – Выпрямитель с удвоением напряжения

Фактически это два работающих последовательно однофазных однополупериодных выпрямителя, выходные напряжения которых складываются на общей нагрузке. В один полупериод открыт диод VD1, и заряжается конденсатор C_1 по цепи VD1– C_1 –вторичная обмотка. В следующий полупериод ток течет по цепи VD2– C_2 –вторичная обмотка. Очевидно, что напряжение на нагрузке равно $2E_0$.

23.3 Сглаживающие фильтры

Даже включение емкости C параллельно R_H дает высокий коэффициент пульсаций. Чтобы это устранить, между выпрямителем и

сопротивлением R_H ставят сглаживающий фильтр. Простейший фильтр – это RC-цепочка (рисунок 23.12).

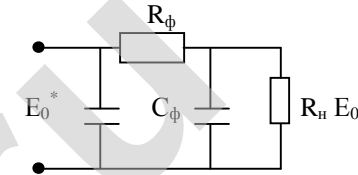


Рисунок 23.12 – Простейший сглаживающий RC-фильтр

Постоянная времени фильтра $\tau_\phi = R_\phi C_\phi$ имеет такое значение, что основная частота пульсаций (и соответствующей гармонике) находится за пределами полосы пропускания АЧХ этой цепочки, таким образом добиваются значительного ослабления пульсаций.

Недостаток: на резисторе R_ϕ падает напряжение U_ϕ и выделяется мощность $P = I_0^2 R_\phi$, то есть необходимо увеличить напряжение E_0^* . Недостаток заключается в том, что R_ϕ одинаково по постоянному и переменному току, а должно быть бесконечно большим для переменного напряжения и бесконечно малым для постоянного.

Таким условиям соответствует катушка индуктивности. В схеме вместо резистора R_ϕ ставится дроссель.

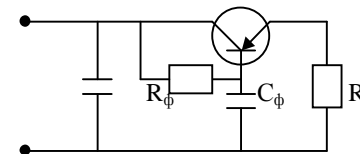


Рисунок 23.13 – Активный сглаживающий фильтр на биполярном транзисторе

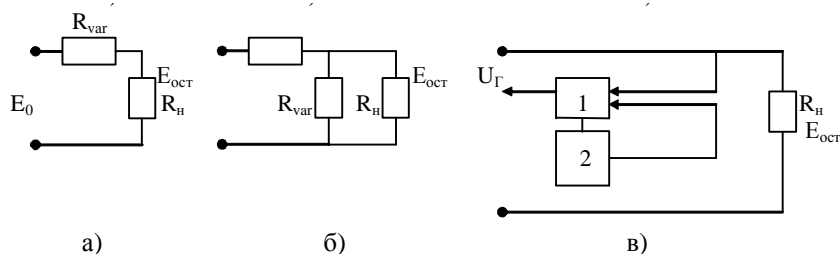
Ранее мы неоднократно отмечали, что сопротивление транзистора переменному и постоянному току различны ($R_{пер} \gg R_{пост}$). Это свойство используется в сглаживающем фильтре, приведенном на рисунке 23.13.

Режим работы транзистора задается резистором R_ϕ . Элементы C_ϕ и R_ϕ образуют однозвенный фильтр, ослабляющий переменную составляющую выходного напряжения выпрямителя.

23.4 Стабилизаторы

В процессе работы напряжение на выходе может меняться (изменение напряжения питающей сети и сопротивление нагрузки). Поэтому

для стабилизации выходного напряжения используются электронные стабилизаторы, функциональные схемы которых приведены на рисунке 23.14.



а – последовательного типа; б – параллельного типа;
в – параметрический

Рисунок 23.14 – Стабилизаторы напряжения

Например, для случая, показанного на рисунке 23.14, а:

$$E_0 = E_{ост} + I_0 R_{var}$$

где R_{var} – сопротивление управляемого резистивного элемента.

Поддерживаемое постоянное напряжение:

$$E_{ост} = E_0 - I_0 R_{var}$$

т.е., меняя R_{var} , можно поддерживать напряжение $E_{ост}$ постоянным.

Стабилизаторы, в которых результирующее сопротивление последовательно с нагрузкой, называют стабилизаторами последовательного типа.

Стабилизаторы, в которых результирующее сопротивление параллельно нагрузке, называют стабилизаторами параллельного типа (рисунок 23.14, б).

Для выработки сигнала формируют специальную обратную связь, что показано на рисунке 23.14, в. Обратная связь содержит источник опорного напряжения 2 и устройство 1, в котором сравнивается опорное напряжение $E_{он}$ с напряжением на нагрузке (или его частью) и вырабатывается и усиливается напряжение $U_г$, пропорциональное разности сравниваемых напряжений.