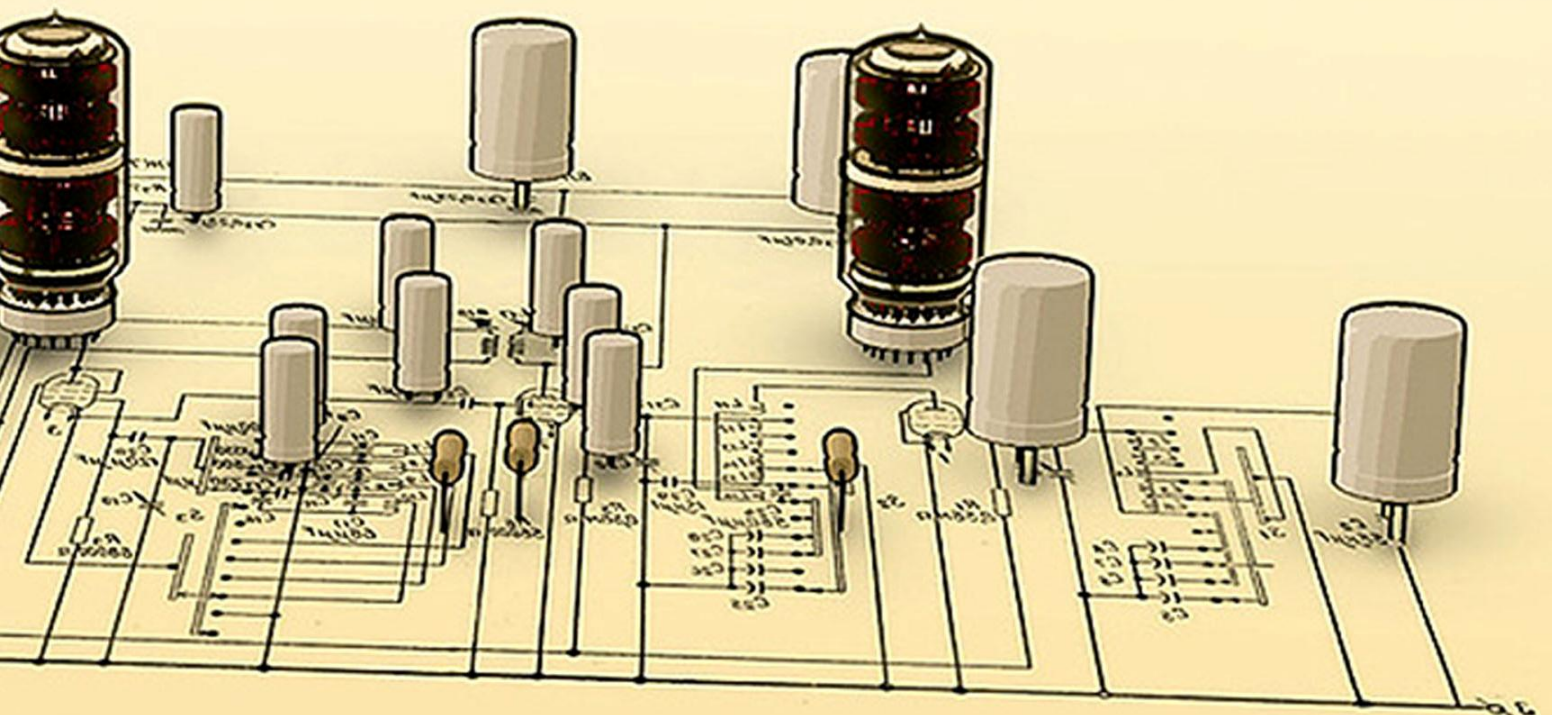


И.В. Холодков

СХЕМОТЕХНИКА

Часть 1

АНАЛОГОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА



Министерство образования и науки Российской Федерации
Ивановский государственный химико-технологический университет

И.В. Холодков

СХЕМОТЕХНИКА

Учебное пособие
В двух частях

Часть 1

АНАЛОГОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА

ИВАНОВО 2013

УДК 621.3 – 682.32

Холодков, И.В.

Схемотехника: учебное пособие: в 2 ч. / И. В. Холодков; Иван. гос. хим.-технол. ун-т. – Иваново, 2013.

Ч. 1: Аналоговая схемотехника. – 2013. – 152 с.

В учебном пособии рассматривается материал по основным разделам аналоговой схемотехники. Изложены отдельные вопросы теории спектрального представления электрических сигналов, модуляции и детектирования, усиления, генерирования и спектрального преобразования сигналов.

Предназначено для студентов, обучающихся по профилю подготовки «Микроэлектроника и твердотельная электроника» направления «Электроника и наноэлектроника» при изучении дисциплины «Схемотехника».

Печатается по решению редакционно-издательского совета Ивановского государственного химико-технологического университета

Рецензенты:

доктор технических наук, профессор С.В. Тарарыкин (Ивановский государственный энергетический университет);
кандидат технических наук В.Л. Котов (Ивановский государственный химико-технологический университет)

© Холодков И.В., 2013

© ФГБОУ ВПО «Ивановский
государственный химико-
технологический
университет», 2013

1. РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИГНАЛЫ

1.1. Классификация сигналов

В современных радиоэлектронных системах применяют самые разнообразные сигналы. Поэтому прежде чем переходить к их изучению, необходимо рассмотреть их классификацию. Необходимо сразу оговориться, что любая классификация является достаточно условной и неполной. Из самых общих соображений все многообразие сигналов можно разделить на две большие группы: непрерывные и импульсные.

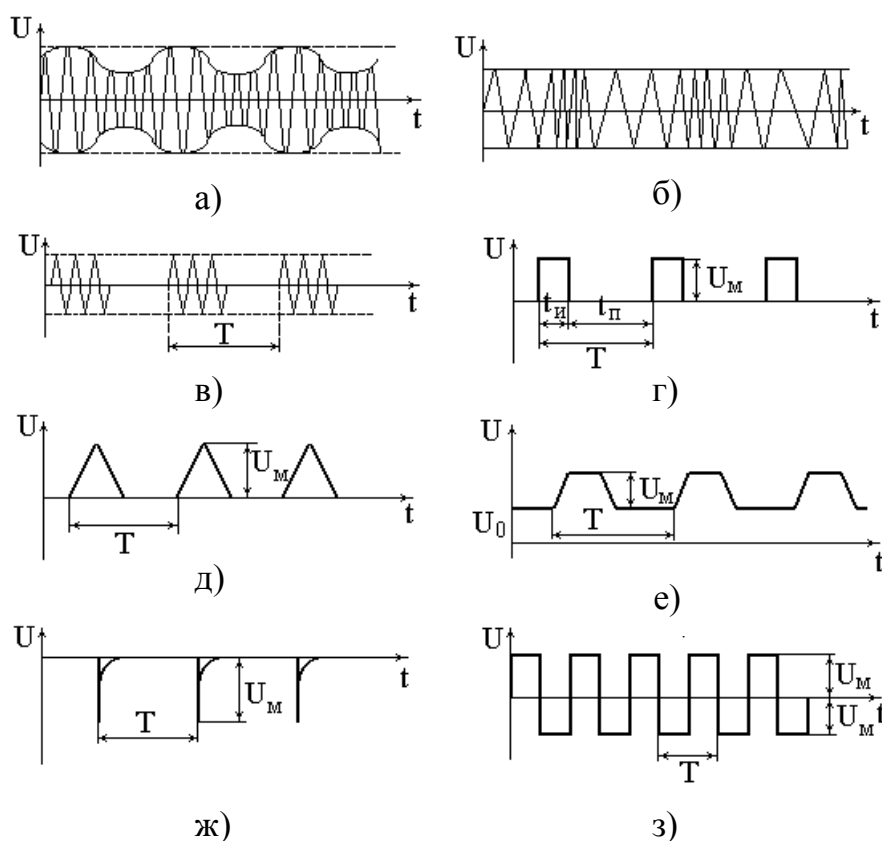


Рис. 1. Виды сигналов: а, в, д, ж – непрерывные, б, г, е, з – импульсные

Под непрерывными сигналами мы будем подразумевать сигналы, у которых отклонение напряжения или тока от некоторого постоянного уровня происходит достаточно медленно и характерное время изменения сигнала много больше времени переходного процесса в цепи. Основными параметрами, характеризующими непрерывный сигнал, будут уровень напряжения (или тока) и спектральный диапазон его гармонических составляющих.

При помощи непрерывных сигналов проводится, например, большинство радио и телевизионных передач. Здесь необходимо сразу оговориться, что при этом применяются непрерывные сигналы, например, с амплитудной или частотной модуляцией (рис. 1, а, б). Почему необходима модуляция сигнала? Предположим, что нам необходимо передать речевое сообщение. Колебания, создаваемые голосом, лежат в диапазоне от 75 до 3000 Гц. Из физики известно, что $\lambda = v / t$. Это дает длину волны от 40000 до 100 км. Известно также, что система может излучать только в том случае, если ее размеры соизмеримы с длиной волны. Поэтому передача такого сигнала практически невозможна, и приходится использовать электрические колебания с длиной волны порядка тысяч метров и менее. А для передачи полезного сигнала изменяют амплитуду, частоту или фазу несущих колебаний по закону изменения звуковых сигналов. Можно также закодировать передаваемое сообщение в виде комбинаций импульсных сигналов разной частоты, длительности и взаимного расположения. Такой процесс изменения параметров несущих волн называется модуляцией. Более подробно процесс модуляции и параметры, характеризующие модулированные колебания, мы рассмотрим позднее.

По аналогии с предыдущим определением под импульсным сигналом мы будем понимать отклонение напряжения или тока от некоторого постоянного уровня (в частности, нулевого), происходящее в течение времени, меньшего или сравнимого с длительностью переходного процесса в схеме. Нетрудно понять, что один и тот же сигнал может вести себя в различных цепях то как непрерывный, то как импульсный.

Существует два вида импульсов: видеоимпульсы и радиоимпульсы. Видеоимпульсы получают при коммутации цепи постоянного тока. Они могут иметь самую различную форму (рис. 1, г, д, е, ж, з). Кроме того, они могут быть положительной (г, д, е) и отрицательной (ж) полярности, а также разнополярные (з). Радиоимпульсы (в) представляют собой кратковременные посылки синусоидального напряжения, которые получают при модуляции высокочастотного сигнала видеоимпульсами. Поэтому форма огибающей радиоимпульсов соответствует форме модулирующих видеоимпульсов.

1.2. Параметры импульсов

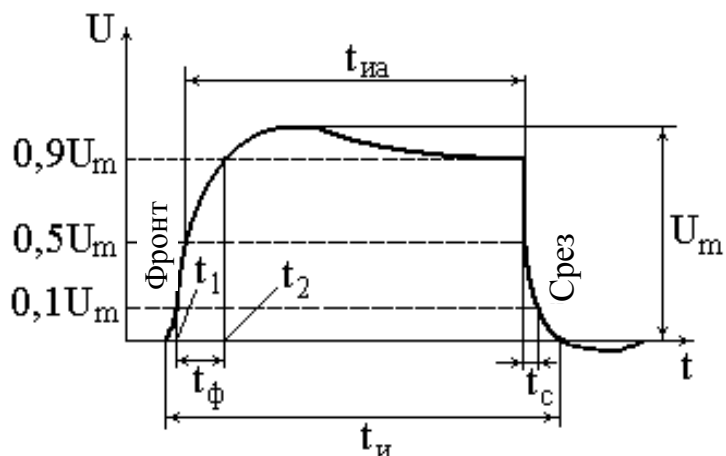


Рис. 2. Параметры импульса

Следует иметь в виду, что реальные импульсы никогда не имеют формы, строго соответствующей названию. Поэтому рассмотрим основные параметры на примере реального прямоугольного импульса (рис. 2):

Длительность. За активную длительность импульса $t_{иа}$ принимают промежуток времени, измеренный на уровне, соответствующем половине амплитуды. Иногда длительность импульса определяют на уровне $0,1U_m$ или по основанию импульса. В дальнейшем, если это особо не оговорено, длительность импульса будет определяться по основанию и обозначаться $t_{и}$.

Амплитуда — наибольшее значение напряжения или тока импульса данной формы.

Длительность и крутизна фронта импульса. Импульс имеет передний фронт и срез, последний иногда называют задним фронтом импульса. Наиболее часто пользуются понятием активной длительности фронта $t_{ф} = t_2 - t_1$, за которую принимают время нарастания импульса от $0,1$ до $0,9 U_m$, и время $t_с$ спада импульса от $0,9$ до $0,1 U_m$. Длительности $t_{ф}$ и $t_с$ составляют обычно единицы процентов от длительности импульса, чем они меньше, тем больше форма импульса приближается к прямоугольной. Иногда вместо $t_{ф}$ и $t_с$ фронты импульса характеризуют скоростью нарастания или спада. Эту величину называют крутизной S фронта (или среза). Приблизительно ее можно оценить как

$$S = U_m/t_{ф}.$$

Период повторения импульсов – это отрезок времени T между началом двух соседних однополярных импульсов. Величину, обратную периоду повторения, называют частотой повторения (следования) импульсов.

Коэффициент заполнения. Часть периода T занимает пауза t_n – отрезок времени между окончанием и началом двух соседних импульсов (рис. 1, г), т.е. $t_u = T - t_n$. Отношение длительности импульса к периоду повторения называют коэффициентом заполнения:

$$\gamma = t_u/T.$$

Коэффициент заполнения – величина безразмерная и меньшая единицы. Величину, обратную коэффициенту заполнения, называют скважностью импульсов:

$$q = 1/\gamma = T/t_u.$$

Скважность тоже безразмерная величина, но большая единицы.

Мощность в импульсе – это энергия W , выделенная в цепи при прохождении импульса, отнесенная к его длительности:

$$P_u = W/t_u.$$

Средняя мощность – это энергия W , выделенная в цепи за период следования T , отнесенная к величине периода $P_{cp} = W/t$. Так как в течение паузы энергия не выделяется, то средняя мощность в q раз меньше мощности в импульсе.

1.3. Спектральный состав импульсов

Периодическое несинусоидальное колебание может быть представлено бесконечным тригонометрическим рядом Фурье, содержащим постоянную и гармонические составляющие:

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + A_1 \cos \omega t + A_2 \cos 2\omega t + \dots + A_n \cos n\omega t + \dots$$

$$+ B_1 \sin \omega t + B_2 \sin 2\omega t + \dots + B_n \sin n\omega t + \dots,$$

где $\omega = 2\pi f$ $f = 1/T$ – частота следования импульсов;

$$\frac{A_0}{2} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt; \quad A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega t dt;$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega t dt .$$

В некоторых случаях разложение в ряд Фурье упрощается:

- если кривая симметрична относительно оси ординат (рис. 3, а) т.е. $f(t) = f(-t)$, то в разложении будут отсутствовать синусоидальные составляющие;
- если кривая симметрична относительно начала координат (рис. 3, б) т.е. $f(t) = -f(-t)$, то в разложении отсутствуют косинусоидальные гармоники и постоянная составляющая;
- если кривая симметрична относительно оси абсцисс (рис. 3, в) т.е. $f(t) = -f(t+T/2)$, то в разложении отсутствует постоянная составляющая и гармоники четных номеров.

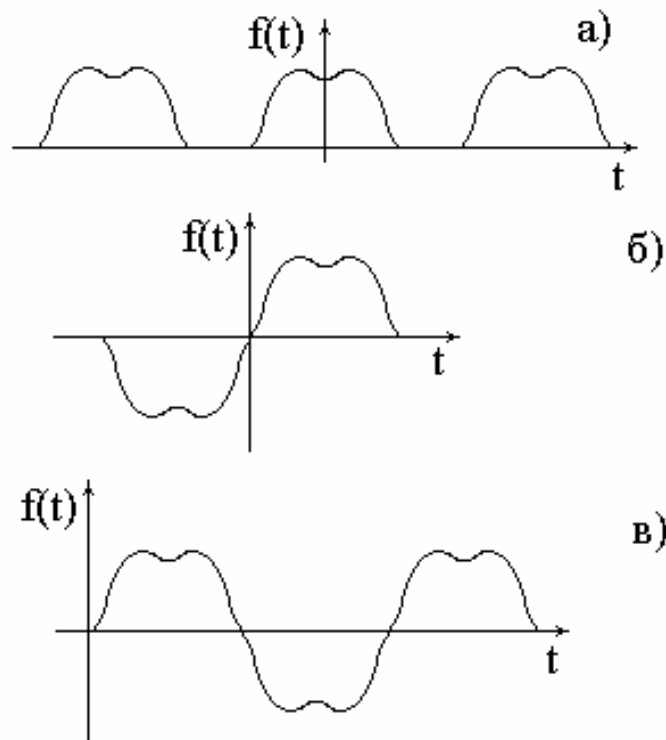


Рис. 3. Частные случаи несинусоидальных колебаний

Совокупность гармоник, составляющих данное несинусоидальное колебание, представляет собой спектр этого колебания. Графическое изображение спектра колебания называется спектральной диаграммой. На спектральной диаграмме каждая гармоника изображается вертикальной линией, длина которой пропорциональна амплитуде гармоники, а ее положение на оси абсцисс определяется частотой гармоники.

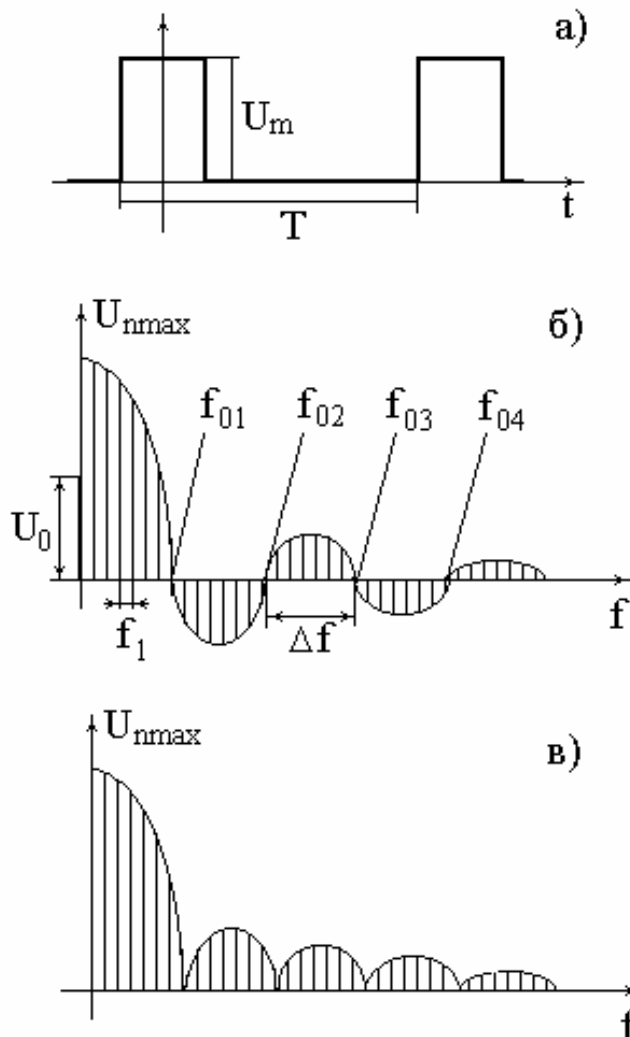


Рис. 4. Временная (а) и спектральные (б, в) диаграммы импульсного напряжения

На рис 4, а показана временная диаграмма импульсного напряжения прямоугольной формы с периодом повторения 1 мс и длительностью импульса 20 мкс. Т.к. эта последовательность импульсов симметрична относительно оси ординат, то в состав ее спектра синусоидальные составляющие не входят и

$$U(t) = U_0 + U_{1m} \cos \omega t + U_{2m} \cos 2\omega t + \dots + U_{nm} \cos n\omega t + \dots$$

Поскольку в интервале времени $-t_u/2 \leq t \leq t_u/2$ (в пределах одного периода) $U(t) = U_m$, а в интервале времени от t_1 до t_2 $U(t) = 0$, то при вычислении амплитуд гармоник мы будем интегрировать лишь в пределах от $-t_u/2$ до $t_u/2$. Кроме того, в силу симметрии функции относительно оси ординат:

$$\int_{-t_u/2}^{t_u/2} U(t) dt = 2 \int_0^{t_u/2} U(t) dt .$$

Таким образом, постоянная составляющая определяется выражением:

$$U_0 = 2 \frac{1}{T} \int_0^{t_u/2} U_m dt = U_m \frac{t_u}{T} = U_m \gamma ,$$

где γ – коэффициент заполнения.

Учитывая, что $\omega = 2\pi / T$ получим

$$U_{nm} = 2 \frac{2}{T} \int_0^{t_u/2} U_m \cos n\omega t dt = 2 \frac{2U_m}{T} \frac{\sin n \frac{2\pi}{T} t}{\frac{2\pi}{T}} \Big|_0^{t_u/2} = \frac{2U_m}{n\pi} \sin n\pi\gamma .$$

С увеличением номера гармоники n знаменатель линейно растет, а числитель изменяется по закону синуса, который не может быть больше 1. Поэтому с увеличением номера гармоник их амплитуды имеют тенденцию к уменьшению. При $n\pi\gamma = k\pi$, где $k = 1, 2, 3, \dots$ $\sin n\pi\gamma = 0$ и амплитуда гармоник превращается в нуль. Номера этих гармоник $n_{01}, n_{02}, n_{03} \dots$ определяются как $n_{0k} = k/\gamma = kq$. Для нашего случая $n_{01} = 50, n_{02} = 100, n_{03} = 150$. Частоты этих гармоник обратно пропорциональны длительности импульса $f_{0k} = n_{0k} f_1 = kq/T = k/t_u$ (f_1 – частота первой гармоники). Легко убедиться, что при $n < n_{01}$ ($f < f_{01}$) значения $\sin n\pi\gamma$ положительны, а при $n_{02} > n_{01}$ ($f_{02} > f > f_{01}$) значения $\sin n\pi\gamma$ отрицательны.

Положительные знаки перед членами ряда указывают на то, что начальная фаза гармоник равна $+90^\circ$, отрицательный знак указывает на то, что фаза гармоники равна -90° . Т.е. при переходе амплитуды гармоники через нуль начальная фаза ее изменяется на 180° . Подставляя значения n , равные 1, 2, 3 и т.д., получим

$$U_{1m} = \frac{2U_m}{\pi} \sin \pi\gamma ; U_{2m} = \frac{2U_m}{2\pi} \sin 2\pi\gamma ; U_{3m} = \frac{2U_m}{3\pi} \sin 3\pi\gamma \text{ и т.д.}$$

Окончательно разложение в ряд дает:

$$\begin{aligned}
U(t) = & U_m \gamma + \frac{2U_m}{\pi} \sin n\pi \cos \omega t + \frac{U_m}{\pi} \sin 2\pi\gamma \cos 2\omega t + \dots \\
& + \frac{2U_m}{49\pi} \sin 49\pi\gamma \cos 49\omega t - \frac{2U_m}{51\pi} \sin 51\pi\gamma \cos 51\omega t - \dots \\
& - \frac{2U_m}{99\pi} \sin 99\pi\gamma \cos 99\omega t + \frac{2U_m}{101\pi} \sin 99\pi\gamma \cos 99\omega t + \frac{2U_m}{101\pi} \sin 101\pi\gamma \cos 101\omega t + \dots
\end{aligned}$$

Вид полученной спектральной диаграммы показан на рис. 4, б. Часто диаграмму чертят только над осью абсцисс (рис. 4, в), имея в виду, что начальные фазы гармоник, расположенные по различные стороны от частот f_{0k} , сдвинуты на 180° .

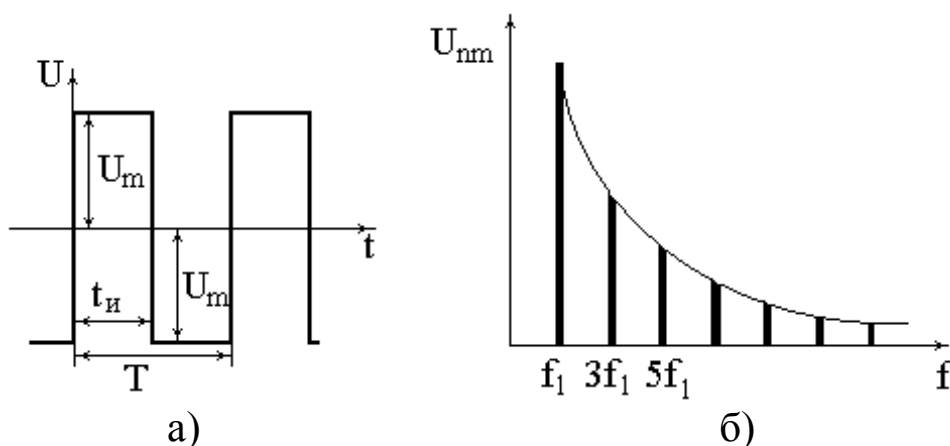


Рис. 5. Временная (а) и спектральная (б) диаграммы разнополярного импульсного напряжения

На рис. 5, а приведена временная диаграмма разнополярного импульсного напряжения прямоугольной формы с $q = 2$. Симметрия его относительно начала координат приводит к тому, что в разложении не будет косинусоидальных гармоник и постоянной составляющей, а симметрия относительно оси абсцисс обуславливает отсутствие гармоник четных номеров. Поэтому разложение будет содержать только синусоидальные составляющие нечетных номеров. Амплитуды этих гармоник равны:

$$\begin{aligned}
U_{nm} &= \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin n\omega t ; \\
u(t) &= U_m \text{ при } 0 \leq t \leq T/2 ; \\
u(t) &= -U_m \text{ при } T/2 \leq t \leq T .
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 U_{nm} &= \frac{2}{T} \left[\int_0^{T/2} U_m \sin n\omega t dt - \int_{T/2}^T U_m \sin n\omega t dt \right] = \\
 &= \frac{2}{T} \left[-\frac{U_m}{n\omega} \cos n\omega t \Big|_0^{T/2} + \frac{U_m}{n\omega} \cos n\omega t \Big|_{T/2}^T \right].
 \end{aligned}$$

Заменяв $\omega = 2\pi / T$ и подставив пределы, получим

$$U_{nm} = \frac{2U_m}{n\pi} (1 - \cos n\pi).$$

Таким образом, в составе спектра содержатся нечетные синусоидальные гармоники, амплитуды которых обратно пропорциональны номеру гармоники.

Гармоники разных частот по-разному влияют на форму импульсов. Низкочастотные составляющие, имеющие пологие склоны и тупую вершину, в основном участвуют в образовании плоской вершины импульса. Склоны кривых высокочастотных гармоник имеют большую крутизну и преимущественно определяют фронты импульсов.

1.4. Амплитудная модуляция

При передаче сигналов с помощью электромагнитных колебаний один из параметров ВЧ-колебаний – амплитуду, частоту или фазу изменяют в соответствии с передаваемыми сигналами. Этот процесс называют, соответственно, амплитудной, частотной или фазовой модуляцией. Наиболее проста и распространена *амплитудная модуляция*.

Предположим, что необходимо передать простой звуковой сигнал одной частоты и постоянной амплитуды (рис. 6, а):

$$U_{зв} = U_{\Omega} \sin \Omega t,$$

где Ω – частота звукового сигнала; U_{Ω} – максимальное значение амплитуды.

При амплитудной модуляции амплитуда высокочастотных колебаний (рис. 6) должна изменяться в соответствии с законом U

$$= U_0 + U_{\Omega} \sin \Omega t,$$

где U – мгновенное значение амплитуды; U_0 – амплитуда ВЧ-колебаний при отсутствии звуковых колебаний.

Это выражение часто записывают в виде:

$$U = U_0 \left(1 + \left(\frac{U_\Omega}{U_0} \right) \sin \Omega t \right),$$

где $m = \frac{U_\Omega}{U_0}$ – глубина модуляции, %.

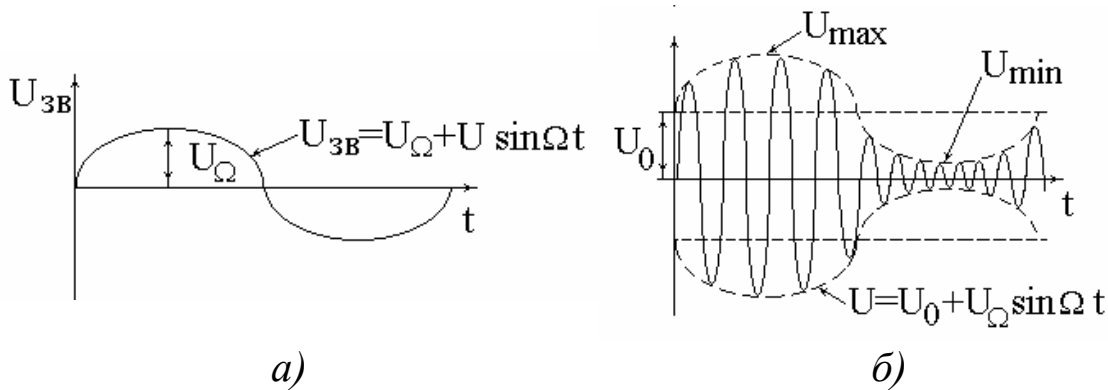


Рис. 6. Форма модулирующего (а) и модулированного (б) сигнала при амплитудной модуляции

Но с другой стороны, $U_0 = U_{0max} \sin \omega t$. Поэтому уравнение ВЧ, модулированное по амплитуде, можно записать в следующем виде:

$$U = U_{0max} \sin \Omega t = U_{0max} (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t,$$

где ω – частота ВЧ-колебаний.

Раскрывая скобки, получим:

$$U = U_{0max} \sin \omega t + U_{0max} m \sin \omega t \sin \Omega t.$$

Представляя произведение синусов как

$$\sin \alpha \sin \beta = 0,5(\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)),$$

уравнение для амплитудно-модулированных колебаний можно записать в виде:

$$U = U_{0max} \sin \omega t + \frac{U_{0max} m}{2} \cos(\omega - \Omega)t - \frac{U_{0max} m}{2} \cos(\omega + \Omega)t.$$

Мы видим, что амплитудно-модулированные колебания представляют собой результат сложения трех ВЧ-колебаний. Наибольшую амплитуду имеют колебания с частотой ω , которую называют *несущей частотой*, две другие составляющие имеют одинаковые амплитуды, не превышающие половины амплитуды колебаний несущей частоты, и частоты, лежащие выше и ниже несущей частоты и отличающиеся от нее на величину, равную

частоте модулирующего сигнала. Эти частоты принято называть, соответственно, *нижней и верхней боковыми частотами*.

Для воспроизведения речи или музыки необходимо передавать полосу звуковых частот, поэтому при передаче модулированных колебаний происходит излучение целого спектра ВЧ, границы которого определяются максимальной верхней и минимальной нижней боковыми частотами $f_0 + F_{\max}$ и $f_0 - F_{\min}$ (рис. 7).

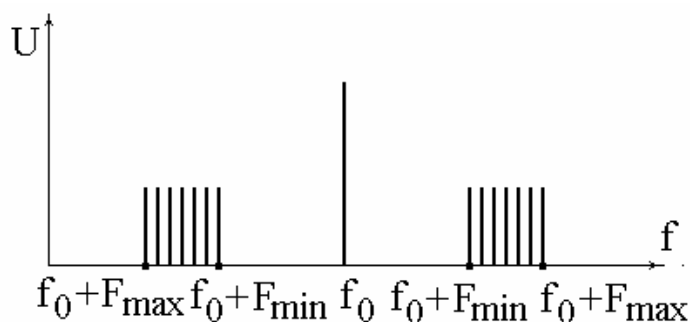


Рис. 7. Спектральный состав амплитудно-модулированных колебаний

Таким образом, при амплитудной модуляции передатчик занимает полосу частот, ширина которой равна двум максимальным частотам модуляции $2F_{\max}$. Когда говорят, что радиостанция работает на частоте f , то имеют в виду ее несущую частоту f_0 . Для передачи и приема необходимо, чтобы приемник и передатчик обладали достаточно широкой полосой пропускания, т.е. чтобы колебания боковых частот существенно не ослаблялись по сравнению с колебаниями несущей частоты. При этом важно, чтобы контуры были настроены точно на несущую частоту, иначе боковые частоты будут ослаблены в разной степени, что приведет к существенным искажениям.

Дальность передачи при амплитудной модуляции определяется интенсивностью колебаний боковых частот, несущих информацию, амплитуда которых всегда меньше амплитуды несущей частоты. Дальность передачи будет тем больше, чем больше глубина модуляции, так как амплитуда колебаний боковых частот пропорциональна коэффициенту модуляции.

1.5. Частотная и фазовая модуляция

При амплитудной модуляции выходные лампы или транзисторы генератора используются по мощности полностью только при подаче максимального мгновенного модулирующего напряжения, а в остальное время существенно ниже. Кроме того, приему АМ-сигналов сильно мешают промышленные и атмосферные помехи. Эти недостатки в значительной степени устраняются при частотной и фазовой модуляции. Поскольку амплитуда ВЧ колебаний при этих видах модуляции остается неизменной, то мощность передатчика используется полностью. При приеме легко срезать накладывающиеся на полезный сигнал помехи, не искажая полезной информации.

При фазовой модуляции фаза колебаний изменяется в зависимости от передаваемого звукового сигнала:

$$\varphi = \omega t + \Delta\varphi \sin \Omega t + \varphi_0,$$

где $\Delta\varphi$ – величина максимального отклонения фазы колебаний от значения $\omega t + \varphi_0$, называемая *индексом модуляции* и пропорциональная силе звукового сигнала (амплитуде модулирующего сигнала), $\Delta\varphi = kU_{\Omega}$.

Уравнение фазово-модулированных колебаний имеет вид:

$$a = A_0 \sin(\omega_0 t + \Delta\varphi \sin \Omega t + \varphi_0).$$

При частотной модуляции частота изменяется в соответствии с законом изменения передаваемого звукового сигнала:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \sin \Omega t,$$

где $\Delta\omega$ – максимальное значение отклонения частоты от ее среднего значения (*девиация частоты*), которое пропорционально амплитуде модулирующего звукового сигнала $\Delta\omega = kU_{\Omega}$.

Фазомодулированные и частотно-модулированные сигналы тесно связаны между собой. Круговая частота колебаний равна изменению фазового угла φ за единицу времени, т.е. представляет собой скорость изменения фазы колебаний. Если круговая частота изменяется, то необходимо говорить уже об ее мгновенном значении.

Фаза колебаний при фазовой модуляции складывается из трех составляющих:

- первая – изменяется с постоянной скоростью ωt ;
- вторая – изменяется по синусоидальному закону $\Delta\varphi \sin \omega t$;
- третья – постоянная составляющая φ_0 .

Таким образом, угловая частота (или скорость изменения фазы) также складывается из скоростей, с которыми изменяются все три ее составляющие. При синусоидальных колебаниях $U = U_0 \sin \omega t$ мгновенная скорость их изменения определяется выражением $\omega U_0 \cos \omega t$. Поэтому скорость изменения второй составляющей фазы равна $\Omega \Delta\varphi \cos \Omega t$. Так как скорость изменения первой составляющей ω_0 постоянна, а для третьей составляющей равна нулю, то общая скорость изменения фазы, т.е. угловая частота равна:

$$\omega = \omega_0 + \Omega \Delta\varphi \cos \Omega t .$$

Сравнивая это выражение с уравнением для частоты ЧМ-колебаний, легко увидеть, что по форме они совершенно идентичны и, следовательно, при фазовой модуляции одновременно возникает частотная и наоборот. Девиация частоты при фазовой модуляции равна

$$\Delta\omega = \Omega \Delta\varphi .$$

Так как $\Delta\varphi$ пропорциональна амплитуде модулирующего сигнала, то девиация частоты получается пропорциональной не только силе звука, но и его частоте, т.е. при фазовой модуляции высокие звуковые частоты создают большую девиацию частоты, чем низкие. Очевидно, что при частотной модуляции наблюдается обратная картина, индекс возникающей при ней фазовой модуляции обратно пропорционален частоте модулирующего сигнала:

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = \beta ,$$

т.е. более низкие звуковые частоты создают более глубокую модуляцию, чем высокие.

Математические преобразования позволяют получить выражения для амплитуды ЧМ- и ФМ-колебаний. Это выражение получается в виде бесконечной суммы гармонических колебаний, частоты которых различаются на частоту модулирующего

сигнала Ω :

$$U = U_0 \beta \sin \omega_0 t + U_1 \beta [\sin(\omega_0 + \Omega)t - \sin(\omega_0 - \Omega)t] + \\ + U_2 \beta [\sin(\omega_0 - 2\Omega)t + \sin(\omega_0 + 2\Omega)t] + \dots \\ + U_n \beta [\sin(\omega_0 - n\Omega)t + (-1)^n \sin(\omega_0 + n\Omega)t] + \dots$$

Амплитуды боковых частот U_1, U_2, \dots, U_n довольно быстро убывают с увеличением их номера, и это убывание происходит тем быстрее, чем меньше индекс модуляции. Оказалось, что колебания всех боковых частот, номера которых больше индекса модуляции, выраженного в радианах, имеют амплитуды (рис. 8) менее 10-15% от амплитуды колебаний несущей частоты и содержат не более 1-2% всей энергии, излучаемой передатчиком. При индексе модуляции $\Delta\varphi \leq 1$ колебания всех боковых частот с номерами выше 1 оказываются столь слабыми, что можно считать их отсутствующими. В этом случае практически в спектр входят несущая частота и две боковые, т.е. то же, что и при амплитудной модуляции. Таковую частотную (или фазовую) модуляцию называют *узкополосной*.

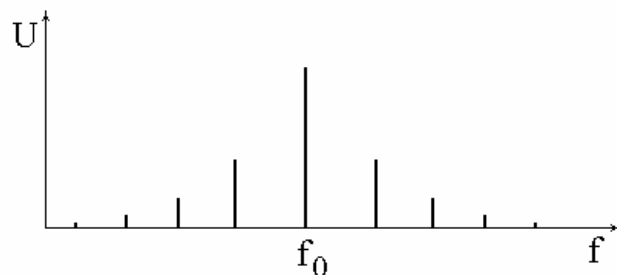


Рис. 8. Амплитуда частотно-модулированных колебаний

Однако помехи оказывают меньшее влияние на прием сигналов, у которых $\Delta\varphi \geq 1$. У таких сигналов номер последней боковой частоты, которую требуется использовать, $n = \Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$. В этом случае ширина спектра $2\Delta\omega_{\max} = 2n\Omega = 2\Delta\omega$, т.е. при *широкополосной* модуляции, когда $\Delta\varphi \geq 1$, ширина используемого спектра колебаний равна величине удвоенной девиации частоты. А так как при этом виде модуляции девиация частоты во много раз превосходит частоту модулирующего сигнала, то ширина спектра получается слишком большой. Это не позволяет использовать ЧМ в диапазоне ДВ, СВ и КВ. Практически частотная модуляция используется в диапазоне ДМВ.

2. ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

К линейным радиотехническим цепям относятся такие, в которых значения сопротивлений, емкостей и индуктивностей не зависят от величины приложенного напряжения и протекающего тока. Другими словами, в таких цепях нет активных элементов – транзисторов, диодов, ламп и микросхем.

2.1. Переходные процессы в линейных цепях

Любой режим, длительно существующий в цепи и характеризующийся неизменными значениями токов и напряжений, называют стационарным или установившимся. Такому режиму соответствует определенный запас энергии, сосредоточенной в индуктивностях ($W_L = LI^2/2$) и емкостях ($W_C = CU^2/2$). Переход от одного стационарного состояния к другому называется переходным или нестационарным процессом. Он связан с изменением запаса энергии в цепи и не может протекать мгновенно, т.к. в этом случае цепь потребляла бы или отдавала бы бесконечно большую мощность:

$$P = \Delta W / \Delta t \text{ при } \Delta t \rightarrow 0 \quad P \rightarrow \infty.$$

Рассмотрим переходные процессы на примере простейших линейных RC- и RL-цепей (рис. 9, в и рис. 10, в).

Если в момент времени $t = 0$ установить ключ в положение 1, то конденсатор начнет заряжаться от источника постоянного напряжения через сопротивление R . Причем в любой момент времени

$$U_C + U_R = U.$$

В начальный момент времени $U_C = 0$, $U_R = U$ и $I = U/R$. В процессе зарядки напряжение на конденсаторе будет возрастать по экспоненциальному закону (рис. 9, а):

$$U_C = U(1 - e^{-t/\tau}),$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени заряда конденсатора.

Соответственно U_R и I экспоненциально убывают:

$$U_R = U - U_C = Ue^{-t/\tau},$$

$$I = \frac{U_R}{R} = \frac{U}{R} e^{-t/\tau}.$$

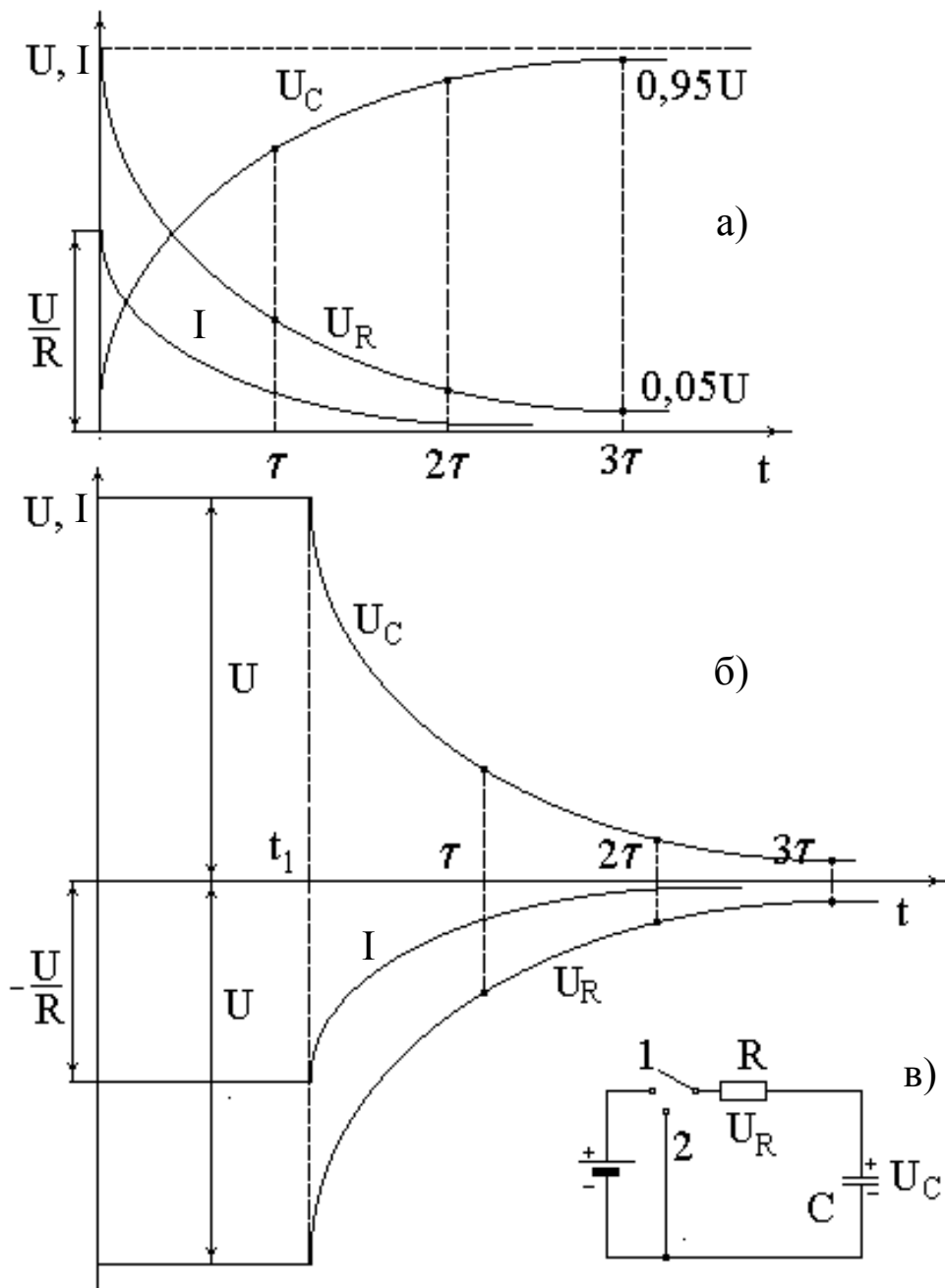


Рис. 9. Переходные процессы в цепи RC

Через время $t = \tau$ U_C достигнет уровня $U_C = U(1 - e^{-1}) = 0,634$, а U_R снизится до величины 0,37. Теоретически переходные процессы длятся бесконечно долго, но на практике считают, что процесс закончился, если разность между изменяющейся величиной и ее пределом составляет 5% от начального изменения. Т.е. $0,95U = U(1 - e^{t_{nep}/\tau})$, что дает время переходного процесса $t_{nep} = 3\tau$.

Рассмотрим теперь процесс разряда конденсатора (рис. 9, б). Если в некоторый момент времени $t_1 > 3\tau$ ключ установить в

положение 2, то начнется новый переходный процесс – разряд конденсатора. Т.к. внешнее напряжение не действует, то в любой момент времени $U_C + U_R = 0$ или $U_C = -U_R$. В первый момент времени напряжение на конденсаторе $U_C = U$, поэтому напряжение на резисторе скачком возрастает до $U_R = -U$, а ток в цепи – до значения $I = U_R/R = U/R$. По мере разряда напряжение на конденсаторе, а следовательно, и напряжение на сопротивлении и ток экспоненциально уменьшаются:

$$U_C = Ue^{-t/\tau} ; \quad U_R = -Ue^{-t/\tau} ; \quad I = -\frac{U}{R}e^{-t/\tau} .$$

Следует отметить, что в линейных цепях постоянные времени заряда и разряда конденсатора одинаковы.

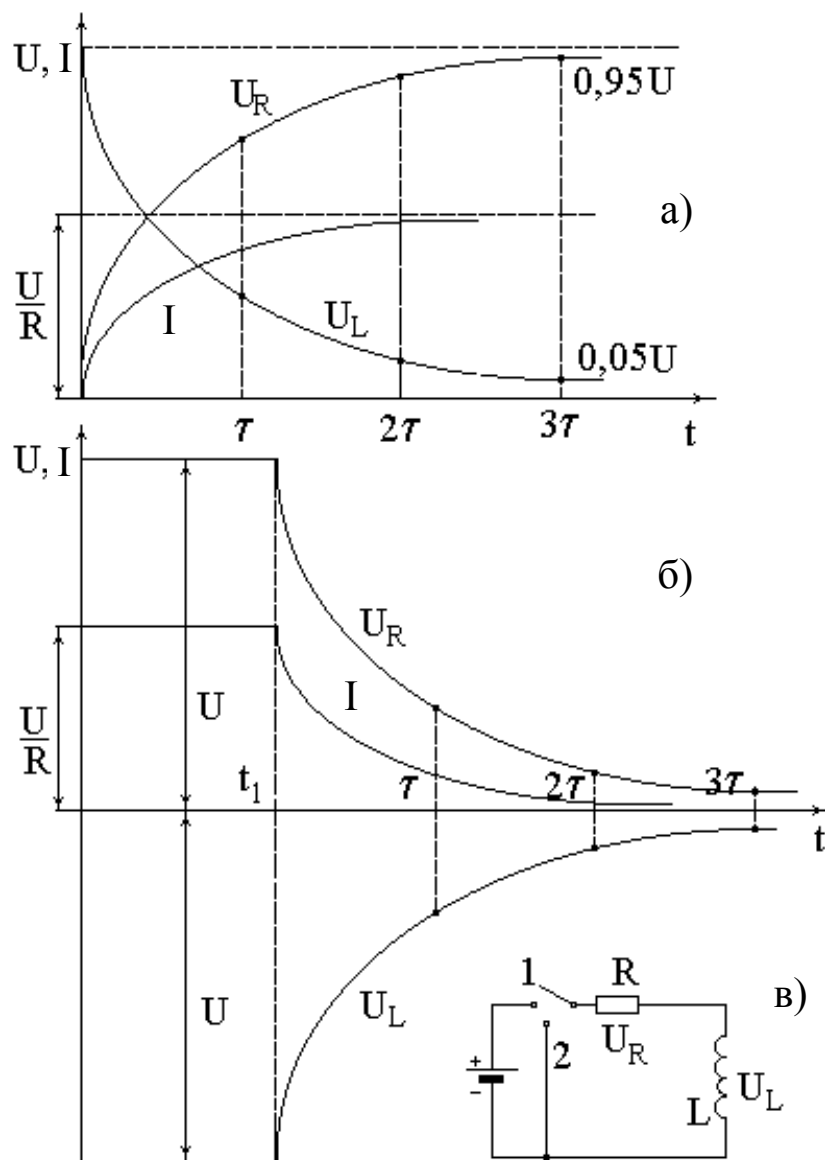


Рис. 10. Переходные процессы в цепи RL

Рассмотрим переходные процессы в цепи RL . В момент подключения этой цепи к источнику (рис. 10, а) ток остается равным нулю, и все напряжение при $t=0$ выделяется на индуктивности. В дальнейшем ток и напряжение U_R возрастают:

$$I = \frac{U}{R}(1 - e^{-t/\tau}), \quad U_R = IR = U(1 - e^{-t/\tau}),$$

а напряжение на индуктивности уменьшается:

$$U_L = Ue^{-t/\tau},$$

где $\tau = L/R$ – постоянная времени RL -цепи.

Переключим в момент времени t_1 ключ в положение 2 после установления стационарного состояния. В момент переключения ток, а следовательно, и напряжение U_R сохраняют прежние значения, напряжение на индуктивности скачком возрастет от нуля до $U_L = -U$, вслед за этим ток и напряжение на элементах цепи начнут экспоненциально падать до нуля (рис. 10, б):

$$I = \frac{U}{R}e^{-t/\tau}; \quad U_R = Ue^{-t/\tau}; \quad U_L = -Ue^{-t/\tau}.$$

В заключение нужно отметить, что все сказанное относительно физического смысла τ , длительности переходного процесса и т.п. целиком относится и к цепям, содержащим индуктивность и сопротивление, так как переходные процессы в таких цепях также происходят в соответствии с экспоненциальными законами.

2.2. Действие импульсного напряжения на RC -цепь

Подадим на вход цепи RC (рис. 11, а) прямоугольный импульс, длительность которого t_u больше длительности переходного процесса. При воздействии импульса конденсатор будет заряжаться, и на выходе цепи (на резисторе R) возникнет импульс, срез которого является экспоненциальной кривой с постоянной времени $\tau = RC$ (рис. 11, б).

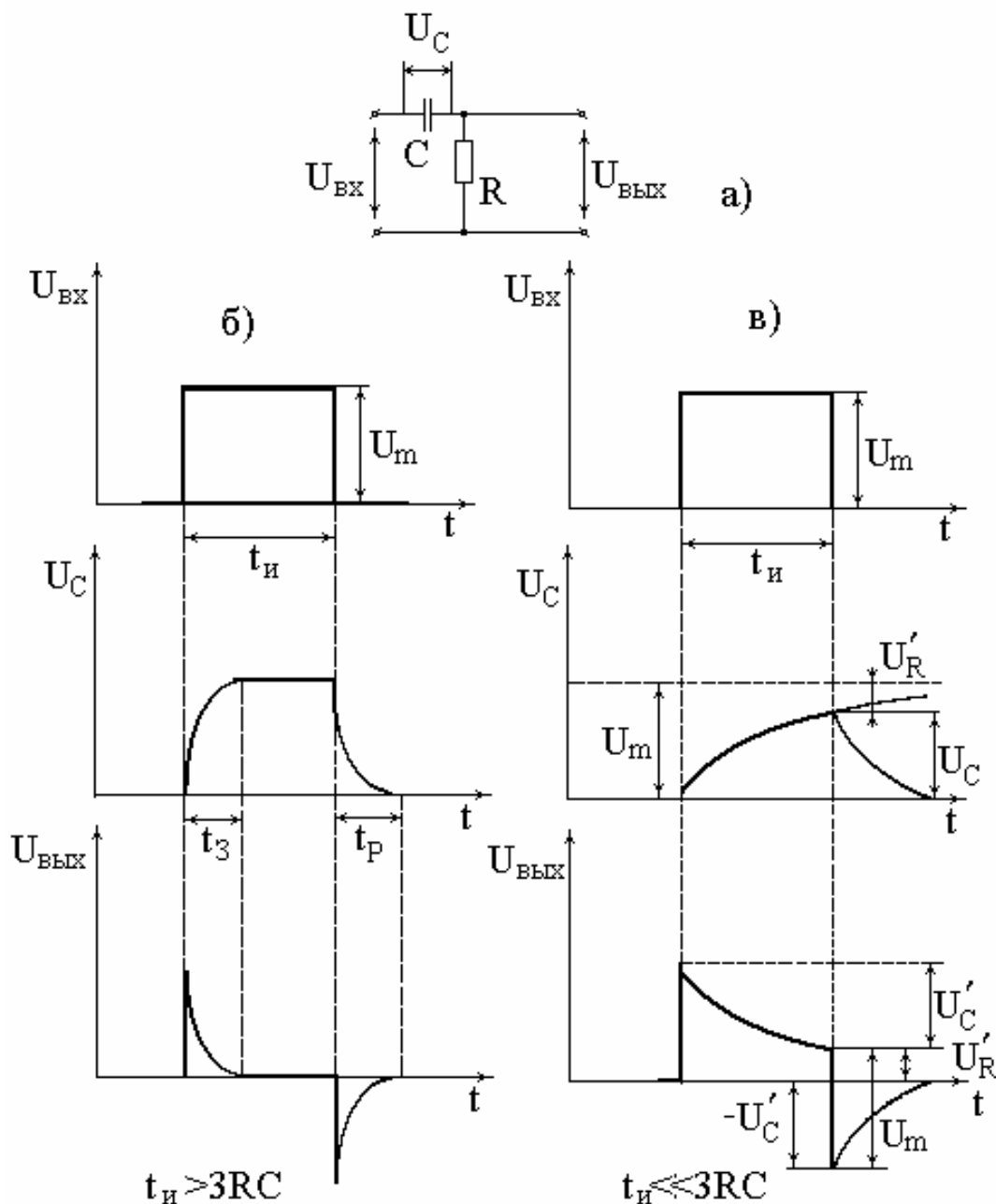


Рис. 11. Дифференцирующая цепь

Этот импульс имеет ту же полярность, что и прямоугольный входной импульс. При окончании действия входного импульса на выходе цепи появится второй импульс, полярность которого будет противоположна полярности входного импульса. Цепь RC , у которой постоянная времени много меньше длительности входного импульса $\tau \ll t_u$, называется дифференцирующей цепью. При подаче на вход дифференцирующей цепи прямоугольного импульса напряжение на ее выходе имеет вид экспоненциальных импульсов противоположной полярности.

Если длительность входного импульса t_u меньше, чем

постоянная времени цепи (рис. 11, в), то прямоугольный импульс закончится раньше завершения процесса заряда конденсатора. В момент окончания прямоугольного импульса напряжение на конденсаторе U'_C будет меньше амплитуды импульса U_m . Напряжение на выходе цепи U'_R будет равно разности амплитуды импульса и напряжения на конденсаторе $U'_R = U'_m - U'_C$. В момент окончания прямоугольного импульса на выходе цепи появится отрицательный скачок напряжения на резисторе R, равный U'_C . Напряжение на сопротивлении при этом изменится скачком от U'_R до $-U'_C$, т.е. на величину $U'_R - (-U'_C) = U_m$. После этого начинается разряд конденсатора.

Если постоянную времени цепи $\tau = RC$ увеличить, то напряжение U'_R будет приближаться к значению U_m , а напряжение U'_C к нулевому значению. При очень большой величине τ ($\tau \gg t_u$) прямоугольный импульс пройдет через цепь RC практически без искажений, так как за время импульса напряжение на конденсаторе не успевает измениться, и импульс на резисторе практически повторяет по форме импульс на входе. Такая RC цепь называется разделительной или переходной и применяется в многокаскадных схемах для связи между каскадами.

Интегрирующая цепь RC , как и дифференцирующая, представляет собой последовательное соединение резистора и конденсатора, но выходное напряжение снимается не с резистора, а с конденсатора (рис. 12, а). Постоянная времени $\tau = RC$ или $\tau = L/R$ здесь должна быть большой, превышающей длительность импульса t_u . При воздействии на вход интегрирующей цепи RC прямоугольного импульса в момент времени t_1 начинается медленный экспоненциальный заряд конденсатора C, который продолжается все время действия импульса. В момент окончания импульса t_2 начинается медленный экспоненциальный разряд конденсатора, продолжающийся после окончания входного импульса. Таким образом, импульс удлиняется. На рис. 12, б показана форма напряжения на выходе интегрирующей цепи при подаче на ее вход прямоугольного импульса для различных отношений постоянной времени цепи к длительности импульса. Из рис. 12, б видно, что чем больше постоянная времени цепи τ ,

тем более длинным получается импульс на выходе цепи, но амплитуда его при этом уменьшается.

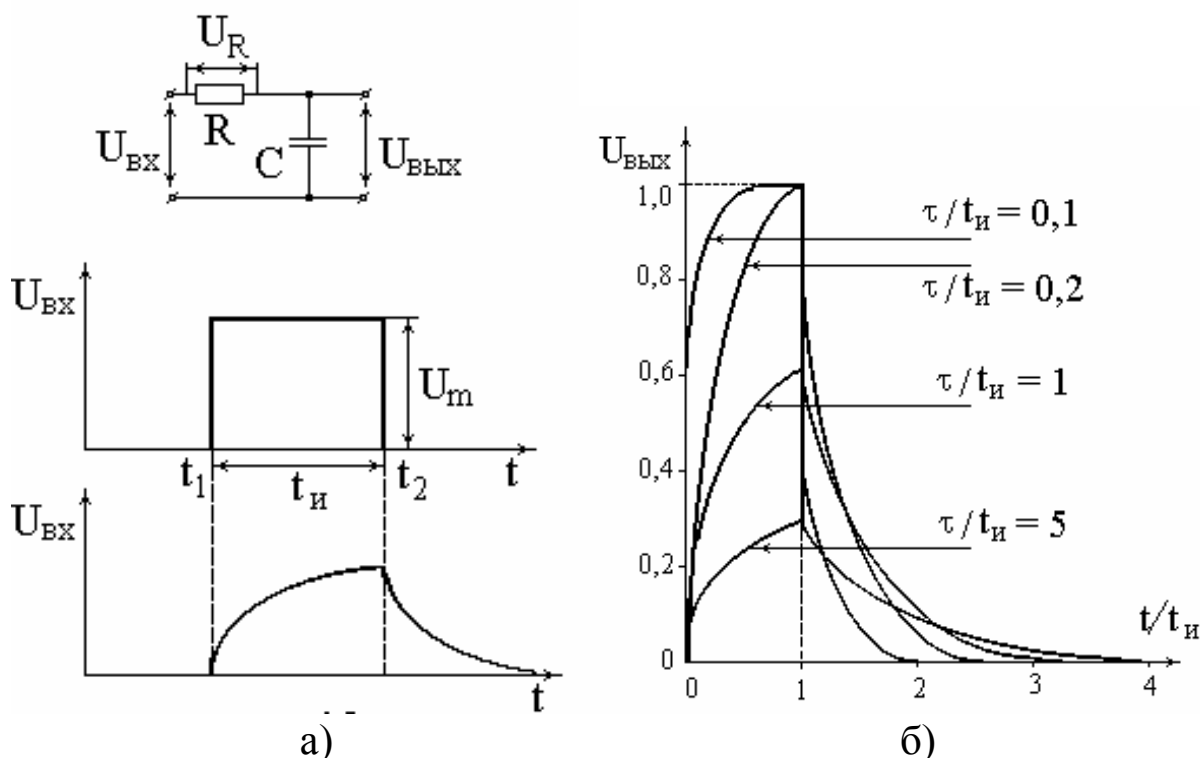


Рис. 12. Интегрирующая цепь (а) и форма импульса на выходе интегрирующей цепи с разной постоянной времени (б)

2.3. Паразитные явления в межэлементных соединениях

Между соседними проводниками в микросхеме может существовать связь, определяемая их взаимной индуктивностью и емкостью. За счет этой связи при наличии сигнала в одном проводнике он появляется и в соседнем в виде помехи. Такие связи необходимо предотвращать при проектировании ИМС, т.к. иначе помехи могут достигать уровня основного сигнала, и устройство может оказаться неработоспособным.

Возможны две модели для соединительной шины в составе ИС.

- Импульс, несущий информацию, длиннее времени пробега по связи.

Это условие может быть записано как: $\tau_{\text{имп}} > \tau$, где $\tau_{\text{имп}}$ - длительность импульса. В этом случае шина может рассматриваться как RC-цепь, а задержка сигнала определяется временем заряда ёмкости C через сопротивление R .

- Импульс, несущий информацию, короче времени пробега по связи.

Это условие может быть записано как: $\tau_{\text{имп}} < \tau$, где $\tau_{\text{имп}}$ - длительность импульса. В этом случае шину следует рассматривать как RLC-линию передачи, и тогда практически все вопросы задержки и искажения импульсных сигналов смыкаются с вопросами передачи сигналов по линиям связи, которые решаются техникой сверхвысоких частот (СВЧ).

2.3.1. Модель линии связи на низких частотах

Рассмотрим модель проводника (шины) на низких частотах, приведенную на рис. 13. Сопротивление шины можно найти как:

$$R = \frac{L}{\sigma w h},$$

где σ – проводимость материала шины (для меди при $T = 300$ К $\sigma = 6 \cdot 10^7$ 1/(Ом·м)), w , h , L – ширина, толщина и длина шины.

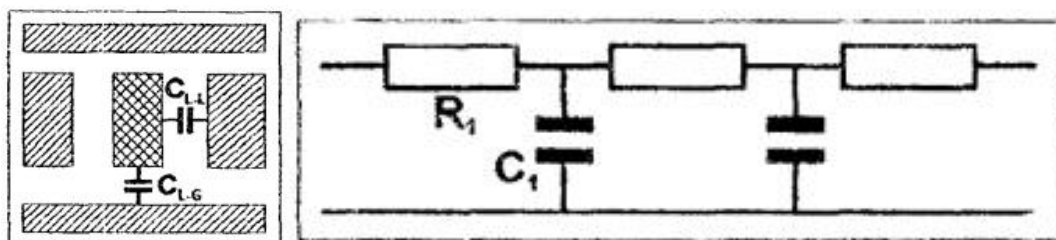


Рис. 13. Эквивалентная схема для RC-модели: R_1 – погонное сопротивление шины; C_1 – погонная ёмкость шины

Чем меньше размеры транзисторов, тем меньше приходится делать и размеры поперечного сечения шин, обеспечивающих связи между транзисторами. Положим, что приближённо

$$w \cdot h \cong l^2,$$

где l – характерная длина (длина канала для МДП-транзистора).

В случае многослойного расположения связей погонная ёмкость определяется как ёмкостью шины на разделяющий экран (C_{L-G} , ground plane), так и на элементы конструкции, расположенные рядом с шиной (C_{L-L}).

Расчёт погонной ёмкости для диэлектрической проницаемости материала изолирующих слоев $\epsilon_d \cong 15$ приводит к зависимости погонной ёмкости от характерного размера элемента

интегральной схемы, который представлен на рис. 14. Можно ориентировочно считать, что для интегральных схем с достаточно высоким уровнем интеграции ($l = 0,25-1,0$ мкм) $C_1 = 2,5 \cdot 10^{16}$ Ф/мкм.

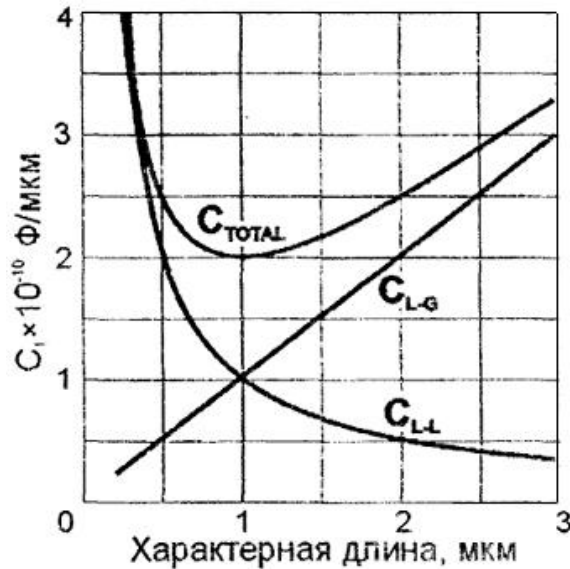


Рис. 14. Зависимость погонной емкости от размера характерного элемента ИМС

Теперь можем оценить величину постоянной времени перезарядки шины длиной L :

$$\tau = RC = R_1 C_1 L^2,$$

где R и C – полное сопротивление и полная ёмкость шины, R_1 и C_1 – её погонные параметры. Собирая вместе сделанные выше оценки, получим:

$$\tau = \frac{C_1}{\sigma l^2} L^2.$$

Для сравнения приведём оценку задержки импульсного сигнала в транзисторе:

$$\tau_{mp} = \frac{l^2}{\mu U^2},$$

где μ – подвижность; U – рабочее напряжение транзистора.

На рис. 15 приведены зависимости времени задержки в транзисторе (кривая 1) и на связях (кривые 2 и 3) в функции от характерного размера для $\sigma = 6 \cdot 10^7$ 1/(Ом · м), $\mu = 0,004$ м²/(В·с), $U = 1$ В, $L = 5$ мм (кривая 2) и $L = 3$ мм (кривая 3).

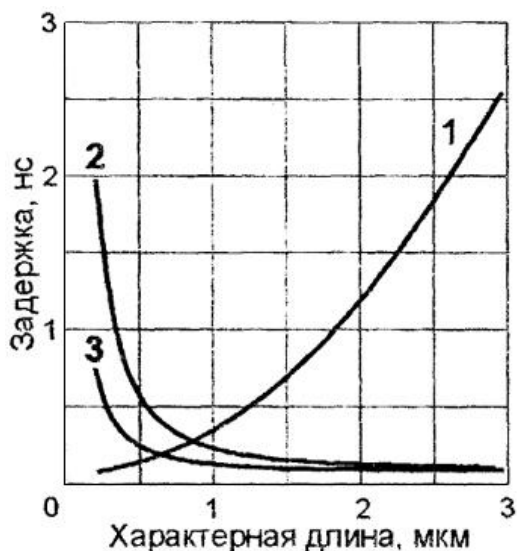


Рис. 15. Зависимости времени задержки в транзисторе (кривая 1) и на связях (кривые 2 и 3)

Приведённые оценки показывают, что при $L = 3 - 5$ мм для транзисторов с длиной канала меньше $0,5$ мкм задержка на связях оказывается большей, чем задержка на одном транзисторе. Заметим, что логические схемы содержат больше одного транзистора на одну логическую операцию, поэтому задержка на одну логическую операцию оказывается больше, чем на один транзистор. Таким образом, стремление ещё больше уменьшить задержку на один транзистор оправдано.

Суммарная задержка определяет допустимую тактовую частоту, с которой производятся вычислительные операции в ИС. Для ориентировочной оценки можно использовать простое соотношение между тактовой частотой и суммарной задержкой сигнала:

$$f = \frac{1}{\tau_{\text{сумм}}}.$$

На рис. 16 приведена зависимость тактовой частоты от характерного размера активного элемента ИС.

Построенные на рис. 15 кривые отвечают следующим параметрам цепей связи в ИС:

- 1) проводники выполнены из меди, изолирующие прослойки – из полимерных материалов с диэлектрической проницаемостью порядка 2;

- 2) проводники выполнены из алюминия, изолирующие прослойки – из полимерных материалов с диэлектрической проницаемостью порядка 2;
- 3) проводники выполнены из меди, изолирующие прослойки – из оксидов с диэлектрической проницаемостью порядка 15;
- 4) проводники выполнены из алюминия, изолирующие прослойки – из оксидов с диэлектрической проницаемостью порядка 15.

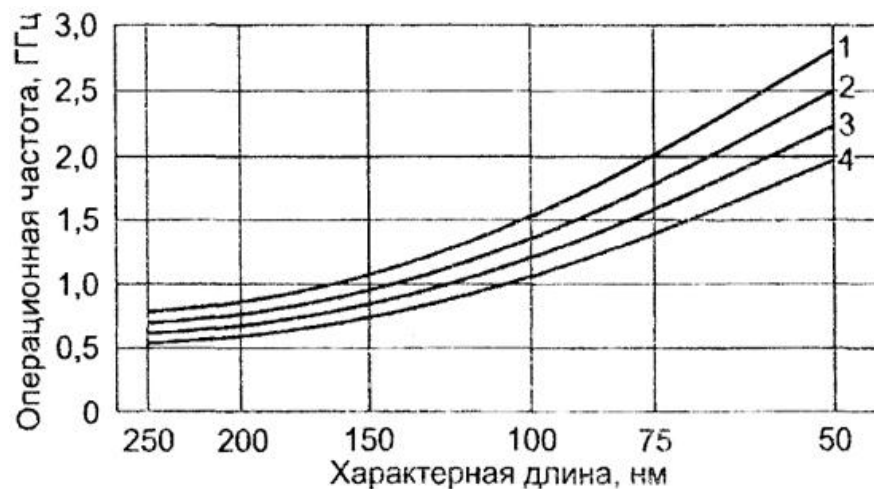


Рис. 16. Тактовая частота, как функция характерного размера активного элемента ИС

2.3.2. Модель линии связи на высоких частотах

В случае работы на высоких и сверхвысоких частотах шину следует рассматривать как RLC линию передачи (рис. 17), важной характеристикой которой является волновое сопротивление:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

где L – погонная индуктивность шины, C – погонная ёмкость шины.

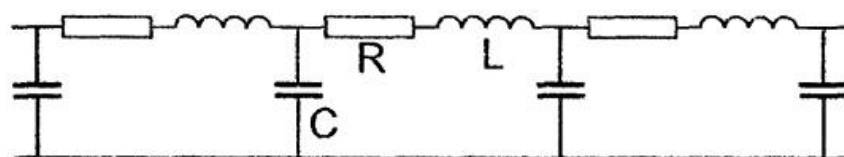


Рис. 17. Эквивалентная схема для RLC модели

Для микрополосковых линий $Z = 50\text{--}120$ Ом. В этом случае отдельной задачей становится согласование транзисторных схем с таким малым волновым сопротивлением линии связи. Для этого необходимо введение специальных транзисторных каскадов, обеспечивающих согласование импедансов входа и выхода с волновым сопротивлением линии передачи.

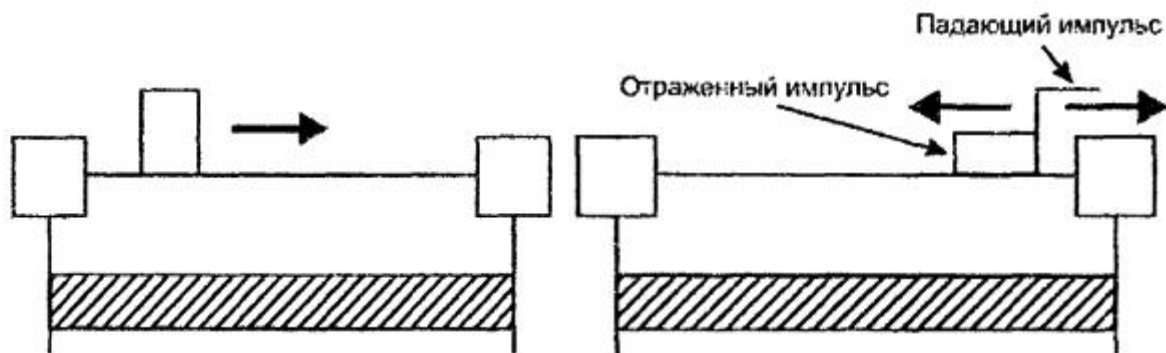


Рис. 18. Отражение импульса

Если длительность импульса короче, чем время распространения по линии, то возможно возникновение отражения (рис. 18). Многократное отражение импульсов может привести к нарушению работы схемы. Таким образом, в цифровую технику приходят методы техники СВЧ.

Скорость распространения сигнала по линии передачи можно оценить следующим образом:

$$v_{cp} \cong \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{эф}}},$$

где c – скорость света; $\epsilon_{эф}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость материала, окружающего линию связи.

Длительность распространения сигнала по линии связи определяется её длиной и скоростью распространения электромагнитной волны вдоль линии передачи, образованной связью:

$$\tau = \frac{L}{c} \sqrt{\epsilon_{эф}},$$

где L – длина связи.

При $\epsilon_{эф} \cong 9$ получим $v_{гр} = 10^8$ м/с. При $L = 1$ см получаем время пробега: $\tau = 10^{-2}/10^8 = 10^{-10}$ с.

При наличии больших полей рассеяния фазовая скорость волны в линии становится функцией частоты. Таким образом, имеет место явление дисперсии фазовой скорости в линии передачи. При этом возникает искажение спектра импульса (рис. 19).

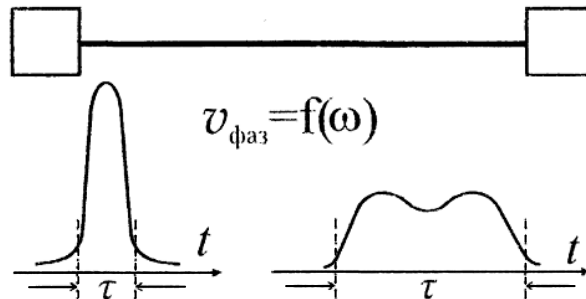


Рис. 19. Искаженная форма и длительность импульса

При длительности импульса $\tau < 10^{-10}$ с и $f_{\text{такт}} > 3 \cdot 10^9$ Гц возникает проблема отражений и искажения формы импульсов за счёт дисперсии. Уменьшение размеров ИС облегчает борьбу с задержкой и дисперсией, поскольку становятся короче все связи внутри ИС и между различными ИС. Часть внутренних связей даже при весьма высокой тактовой частоте может рассматриваться как RC связи. Другая часть связей, которые имеют большую длину, должна согласовываться как RLC-линии передачи. Это создаёт дополнительные трудности при проектировании ИС с высокой тактовой частотой.

2.4. Переходные процессы в колебательном контуре

Ещё одной разновидностью линейных цепей является колебательный контур (рис. 20, а). При выключении и включении источника синусоидального напряжения, питающего колебательный контур, а также при действии на контур импульсного напряжения в контуре возникают переходные процессы, имеющие характер постепенного нарастания или затухания колебаний.

Если в некоторый момент времени переключателем k отключить от LC-контура питающий его генератор синусоидального напряжения, то часть запасенной в контуре энергии будет выделяться в виде тепла на эквивалентном сопротивлении R , и колебания в контуре начнут постепенно затухать.

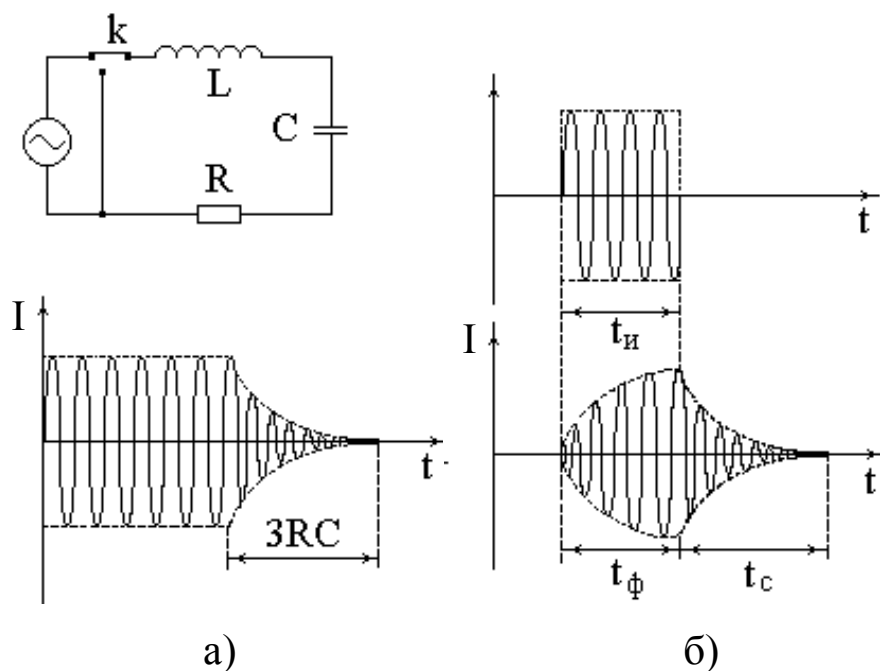


Рис. 20. Колебательный контур (а) и форма огибающей тока в контуре при прохождении радиоимпульса прямоугольной формы (б)

Огибающая колебаний тока в контуре убывает по экспоненциальному закону с постоянной времени:

$$\tau = \frac{1}{2\pi\Delta f} = \frac{Q}{\pi f_0},$$

где $2\Delta f$ – полоса пропускания контура; $Q = \frac{2\pi f_0 L}{R}$ – добротность контура; f_0 – резонансная частота контура.

Чем выше добротность контура (чем уже полоса пропускания), тем больше постоянная времени и тем медленнее затухают колебания. Колебания практически полностью прекратятся через время, близкое к трем постоянным времени 3τ .

Таким образом, если на колебательный контур действует радиоимпульс прямоугольной формы (рис. 20, б), то ток в контуре нарастает и спадает не мгновенно, а в течение некоторого времени, и поэтому отличается по форме от $U_{вх}$ наличием экспоненциальных фронта и среза, длительности которых приблизительно равны 3τ . Чтобы сохранить форму импульса, близкую к прямоугольной, расширяют полосу пропускания контура (т.е. уменьшают добротность). Если импульс заканчивается в тот момент, когда ток в контуре уже успел установиться, то длительность импульса увеличивается примерно

в два раза, так как длительности фронта и среза приблизительно равны длительности входного импульса. Требуемая полоса пропускания контура в зависимости от допустимых искажений импульса оценивается из условия:

$$2\Delta f = \frac{1 \div 3}{t_u}.$$

Колебательный характер имеют также переходные процессы в контуре при подключении к нему постоянного напряжения.

2.5. Электрические фильтры

В радиотехнических цепях переменного тока могут протекать токи различных частот – от самых высоких радиочастот до звуковых и постоянного тока. Поэтому часто возникает необходимость отделения токов различных частот. Эта задача решается электрическими фильтрами. В зависимости от того, какие из частот пропускаются (выделяются) фильтром для передачи в последующую цепь, электрические фильтры подразделяются на фильтры нижних или высоких частот. Кроме того, применяются также полосовые фильтры, задачей которых является пропускание лишь токов с частотами, лежащими в пределах заданной полосы от f_1 до f_2 , и заградительные фильтры, не пропускающие токи с частотами, лежащими в пределах определенной полосы частот. Фильтры нижних частот делятся на две основные группы: фильтры, предназначенные пропускать токи низких звуковых частот, и фильтры к источникам питания, предназначенные пропускать лишь постоянный ток, которые будут рассмотрены далее.

2.5.1. Фильтры нижних частот

Часто в радиотехнических устройствах необходимо пропустить токи всех частот от нулевой до некоторой частоты $f_{ср}$, называемой частотой среза. Для этих целей используются фильтры нижних частот (рис. 21). Ослабление фильтруемых напряжений оценивается отношением их амплитуд на входе к их амплитудам на выходе:

$$\beta = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2}.$$

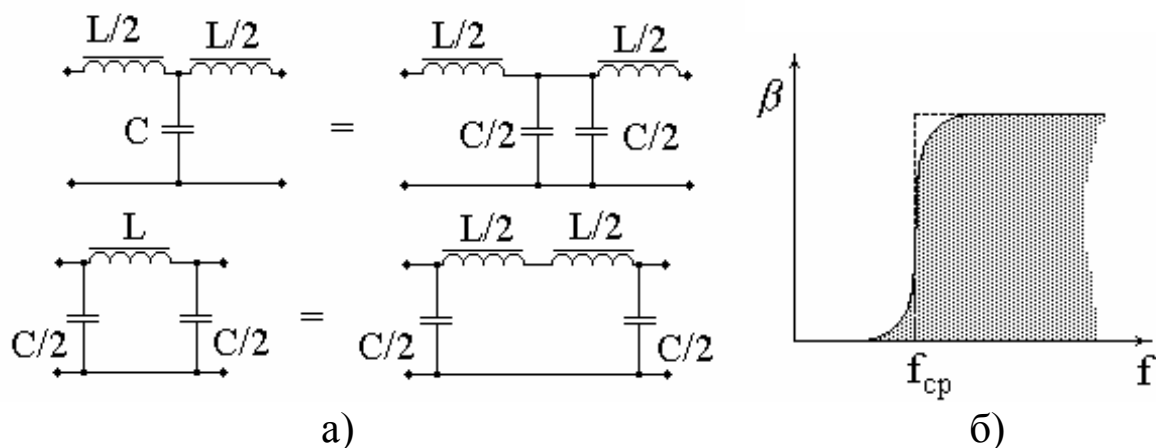


Рис. 21. Схема (а) и частотная характеристика затухания (б) фильтра нижних частот

Чтобы понять, как работает фильтр, разобьем схему любого сложного фильтра на элементарные Г-образные ячейки, состоящие из емкости и индуктивности (рис. 22).

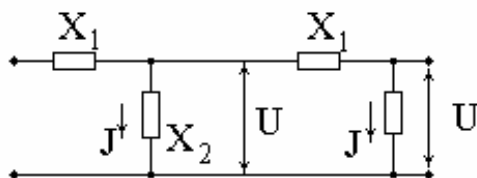


Рис. 22. Схема замещения Г-образного фильтра

Процесс передачи энергии вдоль ячеек фильтра можно представить следующим образом: переменное напряжение источника на входе возбуждает ток в первой ячейке фильтра, создающий переменное напряжение на элементе X_2 , т.е. на входе второй ячейки, под действием которого возникает ток во второй ячейке и т.д.

Если не учитывать потери и допустить, что вся энергия от входа передается на выход, то токи и напряжения во всех ячейках будут одинаковы. В этом случае фильтр с нагрузкой представляет для источника чисто активное сопротивление (вся энергия источника поглощается нагрузкой). Это возможно только в том случае, если нагрузка фильтра активная и в реактивных элементах противоположного характера протекают такие токи и действуют такие напряжения, при которых в них развиваются одинаковые реактивные мощности.

Пусть при выполнении данных условий токи во всех индуктивностях элементарных ячеек будут I , а напряжения на

емкостях U . При этом реактивная мощность в индуктивности $P_L = 0,5I^2X_L$, а в емкостях $P_C = 0,5U^2/X_C$. Из условия $P_L = P_C$ можно определить, какое сопротивление будет представлять фильтр для источника питания:

$$R_{\text{вх}} = U / I = \sqrt{X_L X_C}.$$

Такое же входное сопротивление должна представлять каждая следующая ячейка фильтра для предыдущей. Это сопротивление называется волновым или характеристическим сопротивлением фильтра W . Используя значения $X_L = \omega L / 2$ и $X_C = 2 / \omega C$, получим

$$R_{\text{вх}} = W = \sqrt{L / C}.$$

Для того чтобы последующая ячейка работала так же как и предыдущая, необходимо, чтобы нагрузка была согласована с фильтром, т.е. чтобы она имела чисто активный характер и равнялась волновому сопротивлению фильтра:

$$R_{\text{нагр}} = W = \sqrt{L / C}.$$

Каждая из Г-образных ячеек представляет собой последовательный контур. На резонансной частоте сопротивление емкостей равно сопротивлению индуктивностей. На более низких частотах сопротивление емкостей быстро возрастает, а сопротивление индуктивностей падает. Поэтому ток с частотой, которая ниже частоты резонанса, встречая малое сопротивление индуктивностей и большое сопротивление емкостей, проходит почти полностью по фильтру от источника к нагрузке. На частотах выше резонансной сопротивление индуктивностей увеличивается, а сопротивление емкостей падает. Поэтому ток с частотой, которая выше резонансной, встречая большое сопротивление индуктивностей, проходит через малое сопротивление емкостей и не достигает нагрузки. Резонансная частота Г-образных ячеек является частотой среза фильтра:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L}{2} \frac{C}{2}}} = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}.$$

Из рассмотренного выше нетрудно определить параметры ячеек фильтра по заданным значениям частоты среза и сопротивлению нагрузки:

$$L = R_{нагр} / \pi f_1, \quad C = 1/\pi f_1 R_{нагр}.$$

Переходя обратно от элементарных Г-образных ячеек к обычным схемам фильтров, легко заметить, что в П-образных фильтрах все катушки должны иметь индуктивность L , конденсаторы по краям фильтра емкость $C/2$, а конденсаторы, стоящие между катушками, емкость C . В Т-образных фильтрах все конденсаторы должны иметь емкость C , катушки, стоящие по краям, индуктивность $L/2$, а катушки, стоящие между конденсаторами, индуктивность L .

Увеличение числа звеньев приводит к увеличению крутизны среза, однако при числе звеньев свыше 3-4 крутизна среза возрастает сравнительно мало.

2.5.2. Фильтры верхних частот

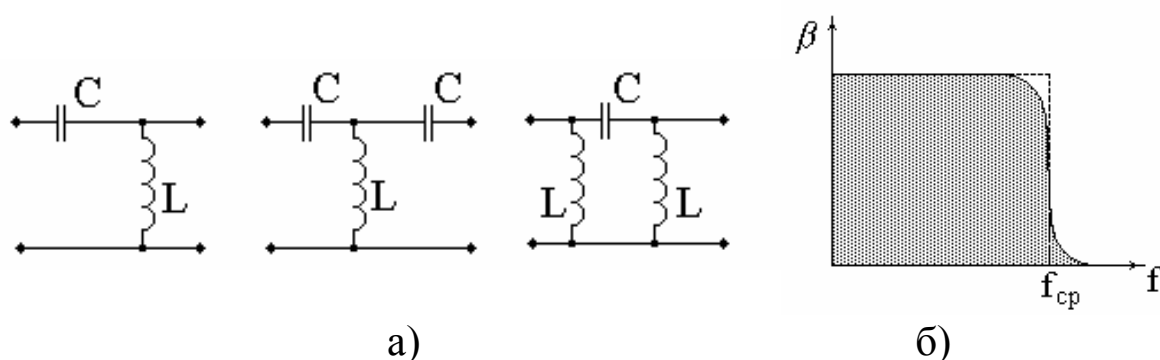


Рис. 23. Схема (а) и частотная характеристика затухания (б) фильтра верхних частот

Фильтры верхних частот должны пропускать токи всех частот выше некоторой частоты, также называемой частотой среза, и задерживать токи всех частот ниже этой частоты. Схемы таких фильтров можно получить, заменив в схемах фильтра нижних частот конденсаторы на индуктивности, а индуктивности на конденсаторы (рис. 23, а). Типичная частотная характеристика затухания фильтра показана на рис. 23, б. Как и у фильтра нижних частот, эта характеристика тем более приближается к идеальной, чем меньше потери в фильтре, больше число звеньев и чем лучше он согласован с нагрузкой. Волновое сопротивление фильтра определяется здесь также из условия равенства реактивной мощности в сопротивлениях противоположного характера, образующих Г-образные звенья (рис. 24), на которые может быть разбит весь фильтр.

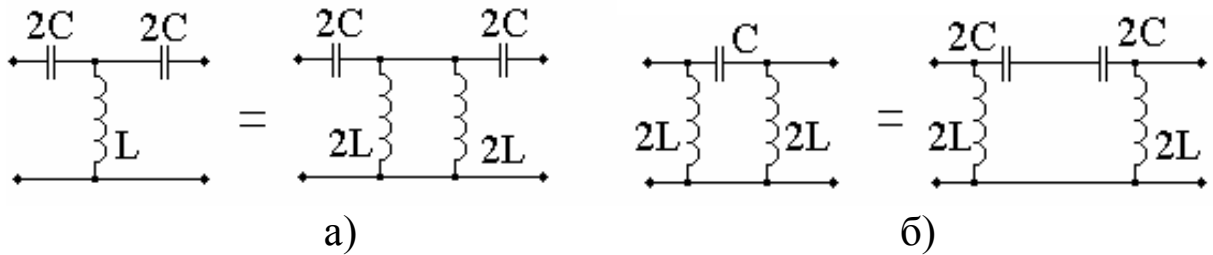


Рис. 24. Преобразование Т-образного (а) и П-образного (б) фильтров в Г-образные

В частности Т-образный и П-образный фильтр можно считать составленным каждый из двух Г-образных звеньев, если представить дроссели L , составленными из двух параллельно включенных дросселей индуктивности $2L$, а конденсаторы C – в виде последовательного соединения двух конденсаторов емкостью $2C$ каждый. Волновое сопротивление для фильтра верхних частот будет определяться также по формуле $W = \sqrt{L/C}$. Каждая из ячеек фильтра представляет собой колебательный контур, резонансная частота которого равна:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L2C}} = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}.$$

По заданной частоте среза и сопротивлению нагрузки, используя условие $R_{нагр} = W$, легко получаются формулы для расчета элементов фильтра верхних частот:

$$L = R_{нагр} / 4\pi f_2,$$

$$C = 1 / 4\pi f_2 R_{нагр}.$$

Переходя от элементарных ячеек к обычным схемам фильтров, легко заключить, что в Т-образных фильтрах крайние конденсаторы должны иметь емкость $2C$, а конденсаторы, стоящие между катушками, емкость C , все катушки должны иметь индуктивность L . В П-образных фильтрах крайние катушки должны иметь индуктивность $2L$, а катушки, стоящие между конденсаторами, индуктивность L . Все конденсаторы должны иметь емкость C .

2.5.3. Полосовые и заградительные фильтры

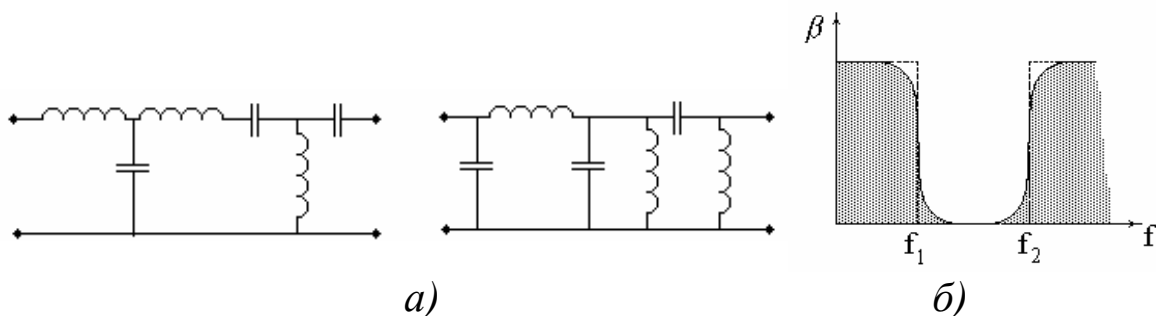


Рис. 25. Схема (а) и частотная характеристика затухания (б) полосового фильтра

Часто в радиотехнических устройствах оказывается необходимым пропустить в некоторую цепь токи заданной полосы частот, лежащей в пределах от f_1 до f_2 . Эту задачу можно решить путем последовательного включения фильтра нижних частот, имеющего частоту среза f_2 и фильтра верхних частот с частотой среза f_1 . Такие полосовые фильтры можно получить как из Т-образных, так и из П-образных фильтров (рис. 25, а). Результирующая характеристика затухания такого составного фильтра показана на рис. 25, б. Однако чаще на практике используются в качестве элементов полосовых фильтров колебательные контуры (рис. 26).

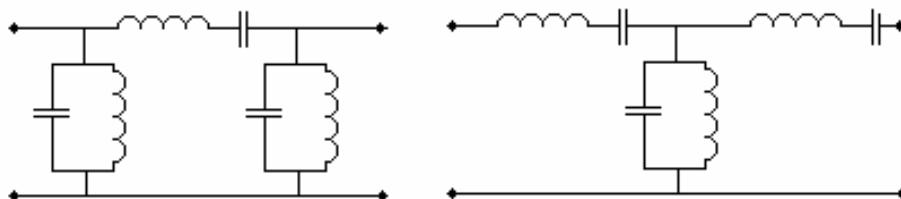


Рис. 26. Полосовые фильтры на основе колебательных контуров

Для токов с частотами, близкими к резонансной частоте, последовательный контур представляет малое, а параллельный довольно большое сопротивление. Поэтому эти токи почти беспрепятственно проходят через фильтр. Для токов, частоты которых сильно отличаются от резонансной частоты, последовательный контур представляет большое, а параллельный – малое реактивное сопротивление, вследствие чего эти токи не проходят через фильтр.

Одиночные контуры не обладают достаточно однородными свойствами в широком диапазоне частот, поэтому в тех случаях,

когда важно получить особенно широкую полосу и постоянную степень передачи сигнала внутри ее, используют фильтры в виде системы связанных контуров. Широкая полоса пропускания обеспечивается сильной связью или расстройкой контуров относительно друг друга при достаточно большом числе контуров в фильтре. В том случае, когда нужно решить обратную задачу, т.е. не пропустить через фильтр токи определенной полосы частот, применяют заградительный (режекторный) фильтр (рис. 27). Такой фильтр можно получить из полосового фильтра простой заменой мест элементов, включенных последовательно и параллельно источнику сигнала.

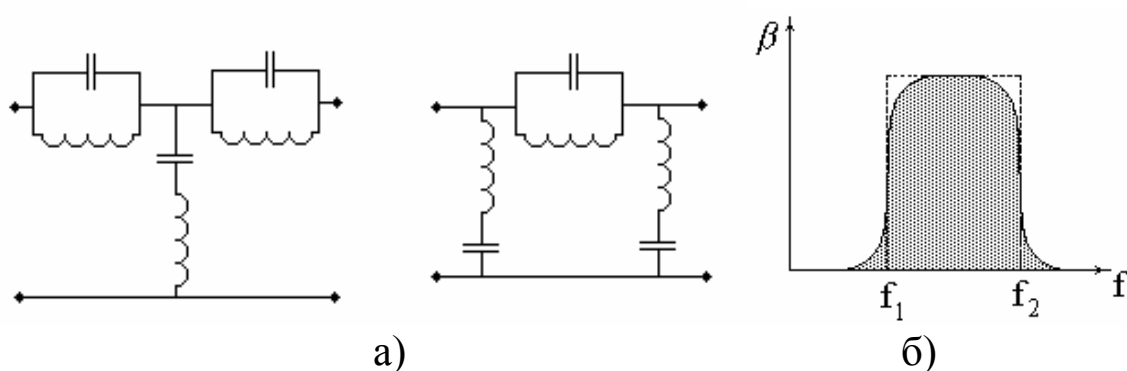


Рис. 27. Схема (а) и частотная характеристика затухания (б) заградительного фильтра

В интегральной схемотехнике индуктивности трудно реализуемы. Поэтому в интегральной схемотехнике широкое применение находят активные фильтры, представляющие собой пассивные RC-фильтры, включенные в цепи инвертирующих и неинвертирующих усилителей. Другими словами, активные фильтры – это усилители на основе операционных усилителей в сочетании с пассивными RC-фильтрами, построение которых будет рассмотрено далее.

Общим недостатком избирательных цепей на базе резисторов, ёмкостей и индуктивностей является недостаточная временная стабильность параметров, связанная со старением компонентов и необходимость их настройки после изготовления. Использование в электронике пьезоматериалов позволило существенно повысить эффективность и стабильность работы частотно-избирательных цепей, которые в этом случае строятся на базе кварцевых резонаторов и фильтров на основе поверхностно-акустических волн.

3. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

Нелинейными электрическими цепями являются схемы, имеющие в своем составе компоненты с нелинейными вольт-амперными характеристиками (диод, транзистор, операционный усилитель). Для цепей данного типа важное значение имеет понятие режима работы по постоянному току, поскольку он определяет используемый участок вольт-амперной характеристики прибора. Режим работы транзистора характеризуется постоянным выходным током и постоянным падением напряжения на нем. Точка на вольт-амперной характеристике нелинейного компонента, которой соответствуют конкретные значения токов и напряжений, получила название *рабочей точки*.

3.1. Понятие рабочей точки

Рассмотрим, каким образом устанавливается режим работы транзистора на примере транзисторного каскада, построенного по схеме с общим эмиттером (рис. 28).

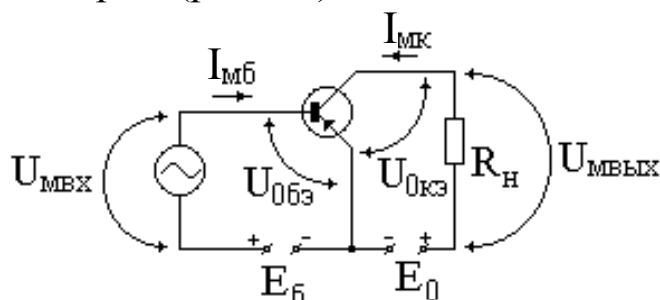


Рис. 28. Схема транзисторного каскада с общим эмиттером

Данный каскад используют в усилителях, на вход которых поступают сигналы с достаточно малыми амплитудами. В этом случае усилитель можно считать линейным, и рабочая точка должна находиться в активной (рабочей) области вольт-амперных характеристик транзистора (рис. 29). Рабочая область на семействе выходных характеристик ограничена линиями, отделяющими область насыщения, отсечки, и линиями допустимых значений коллекторного тока $I_{кдоп}$, коллекторного напряжения $U_{кдоп}$ и рассеиваемой мощности $P_{кдоп}$. В области насыщения и отсечки транзистор теряет усилительные свойства, а превышение значений $I_{кдоп}$, $U_{кдоп}$ и $P_{кдоп}$ не допускается из соображений сохранности транзистора.

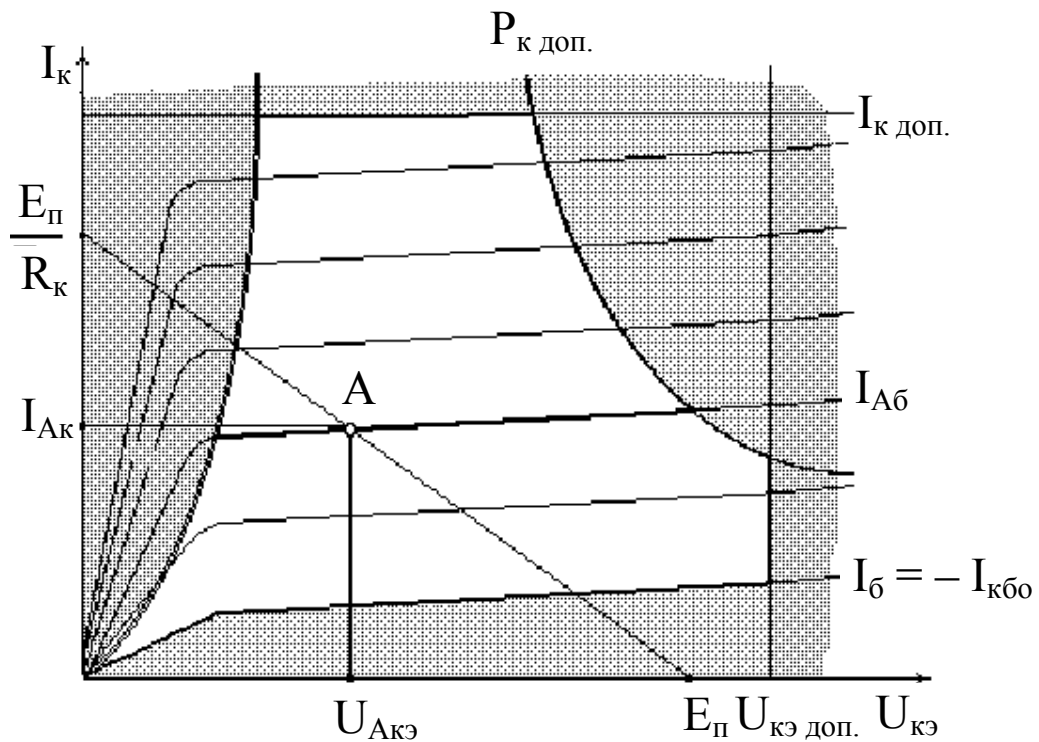


Рис. 29. Рабочая точка на семействе выходных вольт-амперных характеристик биполярного транзистора

Для того чтобы выбрать рабочую точку (А), нужно задать $I_{Ак}$, $U_{Акэ}$, $I_{Аб}$ и $U_{Абэ}$. Выбор рабочей точки начинают с определения коллекторного тока, так как от него зависят практически все параметры транзистора. Часто в качестве исходного выбирают режим, при котором измерялись параметры, указанные в справочной литературе. Для коллекторного тока транзистора (рис. 29) можно записать:

$$E_{П} = U_{Акэ} + I_{Ак} R_n \text{ или } I_{Ак} = \frac{E_{П} - U_{Акэ}}{R_n}.$$

В координатах I_k , $U_{кэ}$ это уравнение прямой, проходящей через точки $E_{П}$ и $E_{П}/R_n$ под углом $\alpha = \arctg\left(\frac{1}{R_n}\right)$ к оси напряжений. Эта линия получила название нагрузочной прямой или линии нагрузки. Если источник питания $E_{б}$, включенный в цепь базы, обеспечивает напряжение между базой и эмиттером $U_{Абэ}$ (напряжение смещения) и ток базы $I_{Аб}$, то пересечение нагрузочной прямой с выходной характеристикой, соответствующей $I_{Аб}$, определяет положение рабочей точки.

Для полевых транзисторов определение рабочей точки заключается в выборе только трёх параметров: тока стока,

напряжения сток-исток и напряжения затвор-исток, определяющегося точкой пресечения выходной характеристики с нагрузочной прямой. Формирование требуемых токов и напряжений, необходимых для установки и стабилизации режима работы транзистора обеспечивается с помощью источников питания и активных сопротивлений, совокупность которых называется схемой смещения.

3.2. Схемы смещения по постоянному току биполярных транзисторов

Рассмотрим схемы смещения по постоянному току с параметрической стабилизацией для биполярных транзисторов (рис. 30). Особенностью этого вида схем смещения является то, что все они строятся на использовании активных сопротивлений.

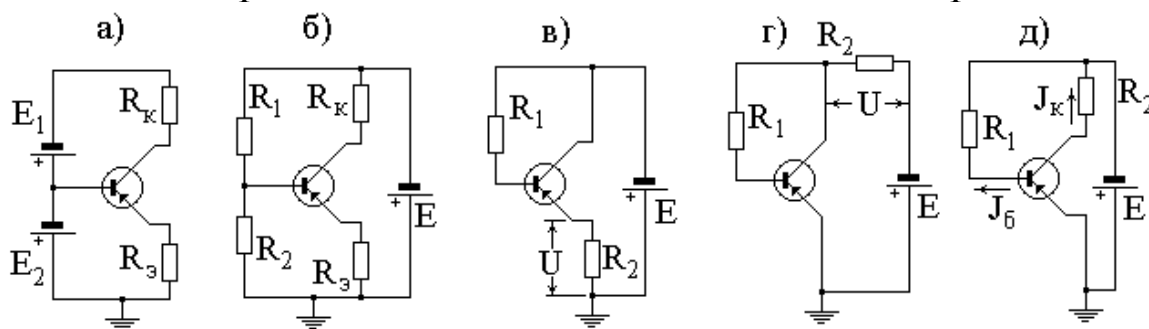


Рис. 30. Варианты схем смещения по постоянному току биполярных транзисторов

Важнейшим параметром любой схемы смещения является стабильность работы транзистора. Для оценки нестабильности тока коллектора пользуются коэффициентом нестабильности:

$$S_n = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_{k0}},$$

где ΔI_{k0} – приращение обратного тока коллектора, ΔI_k – увеличение тока коллектора, вызванное приращением обратного тока коллектора.

Наибольшей стабильностью обладает схема с двумя источниками питания (рис. 30, а). Ток эмиттера в данной схеме зависит от напряжения E_2 и R_3 , т.е. $I_3 = E_2/R_3$. Желаемый режим по току обычно достигается подбором величины R_3 . Для данной схемы $\Delta J_{k0} \approx I_{k0}$ и поэтому $S_n = 1$. Однако наличие двух

источников питания усложняет схему. Для большинства радиосхем допускается нестабильность тока коллектора от 10 до 20%, т.е. $\Delta I_k = \Delta I_{k0} S_H \leq (0,1 - 0,2) I_k$. Это дает для кремниевых транзисторов

$$S_H \leq (0,08 - 0,016) \frac{I_k}{I_{k0}}.$$

Роль второго источника питания может выполнять делитель напряжения на резисторах R_1 и R_2 (рис. 30, б). S_H в этом случае равен 4–6 при обычном соотношении $R_2 = (3-5)R_1$. С уменьшением величины сопротивлений резисторов R_1 и R_2 коэффициент нестабильности уменьшается, но при этом увеличивается ток, потребляемый делителем. Например, для получения $S_H = 2$ ток делителя должен быть равен току коллектора. Поэтому от этой схемы не стремятся получить $S_H < 2-3$.

Схемы, приведенные на рис. 30, а, б, применяются, как правило, в каскадах, где стабильность тока играет существенную роль. В тех случаях, когда допускается большая нестабильность тока, возможно применение более простых схем смещения.

На рис. 30, в, г показаны схемы с автоматическим смещением. Ток коллектора для этих схем определяется как $I_k = \beta(E - U) / R_1$. Здесь U – падение напряжения на сопротивлении нагрузки. Всякое увеличение тока коллектора будет вызывать увеличение падения напряжения на резисторе R_2 , а это приведет к некоторому уменьшению тока коллектора.

Наряду с улучшением стабильности происходит уменьшение коэффициента усиления по току, что объясняется действием отрицательной обратной связи за счет резистора R_2 в схеме (в) и резистора R_1 в схеме (г). В большинстве случаев отношение R_1/R_2 выбирается в пределах от 30 до 100. Установка режима достигается подбором R_1 . Например, при $E = 4,5$ В, $R_2 = 2$ кОм, $I_k = 1$ мА и $\beta = 50$:

$$U = I_k R_2 = 0,001 \cdot 2000 = 2 \text{ В},$$

$$R_1 = \frac{E - U}{I_k} \beta = 50 (4,5 - 2) / 1 = 125 \text{ кОм},$$

тогда $R_1/R_2 = 62,5$ что дает $S_H \approx 27$, в этом случае I_{k0} должен быть менее 2 мкА.

При использовании транзисторов с очень малым обратным током коллектора или при низких требованиях к стабильности тока, иногда применяют схему смещения с фиксированным током базы (рис. 30, д). В этом случае величина сопротивления R_1 определяет ток базы $I_{\bar{o}} = E/R_1$, что в свою очередь вызывает ток коллектора $I_k = I_{\bar{o}}\beta = E\beta/R_1$. Для этой схемы смещения $S_n \approx 1 + \beta$, т.е. еще в большей степени, чем у рассмотренных ранее, коэффициент неустойчивости определяется параметрами транзистора.

Выбор той или иной схемы в каждом конкретном случае определяется сложностью транзисторного устройства и требованиями к стабильности его параметров. При этом следует иметь в виду, что чем проще схема стабилизации, тем более жесткие требования должны предъявляться к разбросу параметров транзисторов β и I_{k0} . Следует отметить, что при реализации транзисторных усилителей на базе полупроводниковых интегральных микросхем разброс параметров отдельных элементов схемы является минимальным, так как все они изготавливаются в едином технологическом цикле. Основным преимуществом схем смещения с параметрической стабилизацией является простота их устройства. Но все они имеют один существенный недостаток – сильную зависимость режимов работы транзисторов от напряжения питания.

4. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Значительная часть электронных устройств потребляет электрическую энергию в виде постоянного тока. Если первичным источником служит сеть переменного тока, то источник вторичного электропитания чаще всего имеет структуру, приведенную на рис. 31.

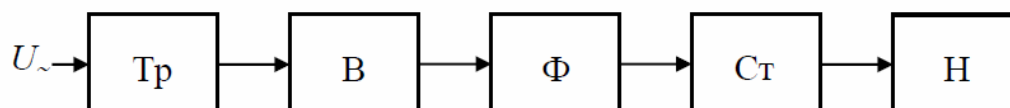


Рис. 31. Блок-схема источника вторичного электропитания

Трансформатор (Tr), как правило, понижает напряжение, затем оно преобразуется выпрямителем (В) в постоянное напряжение, пульсации которого сглаживаются фильтром (Ф), и при необходимости уровень этого напряжения (на нагрузке Н) с помощью стабилизатора (Ст) поддерживается неизменным, не зависящим от изменений напряжения сети, тока нагрузки и других дестабилизирующих факторов.

4.1. Выпрямительные устройства

Выпрямительные устройства относятся к вторичным источникам питания, для которых первичным источником является сеть переменного тока. Выпрямители используются для преобразования переменного напряжения питающей сети в постоянное. Выпрямители в большинстве случаев состоят из трансформатора питания, изменяющего напряжение, вентиля, выпрямляющих напряжение, и сглаживающих фильтров.

Основные параметры выпрямителей – напряжение и частота питающей сети, полная мощность, потребляемая от питающей сети при номинальной нагрузке, номинальный ток нагрузки, выходное напряжение и коэффициент пульсаций выходного напряжения, определяемый как:

$$K_{no} = 2(U_m/U_0)100\% ,$$

где U_m – амплитуда пульсаций; U_0 – номинальное выходное напряжение.

Выпрямители для приемно-усилительных устройств чаще всего выполняют со сглаживающим фильтром, начинающимся с конденсатора. Хотя эти выпрямители обладают довольно низким КПД по сравнению с выпрямителями, работающими на индуктивную нагрузку, но они позволяют получить меньший коэффициент пульсаций при одинаковых габаритных размерах фильтра. Такие выпрямители используются для получения напряжений от единиц вольт до десятков киловольт. Выпрямители без сглаживающих фильтров применяются сравнительно редко, например, для питания реле и в других случаях, когда коэффициент пульсаций не имеет существенного значения.

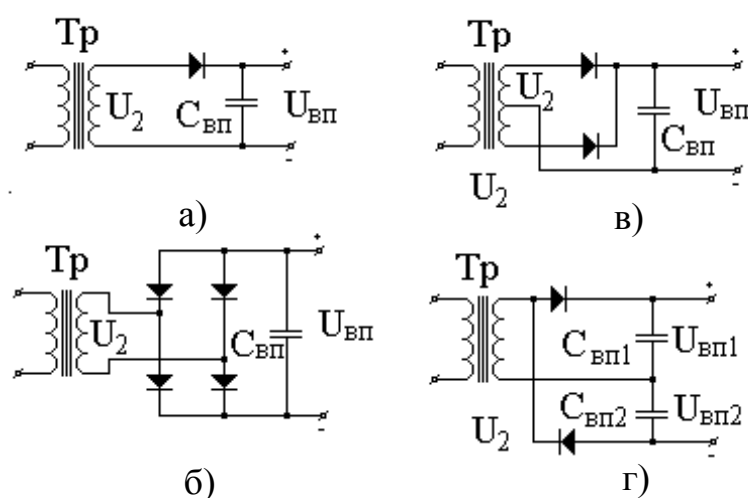


Рис. 32. Схемы однополупериодного (а), двухполупериодного (б), мостового (в) и симметричного (г) выпрямителей напряжения

Однополупериодную схему (рис. 32, а) применяют при выходных мощностях до 5-10 Вт, если при этом не требуется малый коэффициент пульсаций. Частота пульсаций в данном случае равна частоте питающей сети, поэтому она нашла основное применение в высокочастотных преобразователях напряжения.

Двухполупериодную схему (рис. 32, б) применяют чаще всего при выходных мощностях до сотен ватт и выходных напряжениях до 400-500 В. Частота пульсаций в два раза больше частоты питающей сети.

Мостовая схема (рис. 32, в) характеризуется хорошим использованием мощности трансформатора, поэтому рекомендуется при выходных мощностях до 1 кВт и более. Обратные напряжения на вентилях при этой схеме в два раза

меньше, чем при одно- и двухполупериодной схеме выпрямителя. Напряжение на вторичной обмотке трансформатора при мостовой схеме примерно в два раза меньше, чем при двухполупериодной схеме со средним выводом обмотки, частота пульсаций та же.

Симметричную схему с удвоением напряжения (рис. 32, г) применяют чаще всего при выходных мощностях до 1000 Вт и выходных напряжениях более 500-600 В. При равных выходных напряжениях напряжение на вторичной обмотке трансформатора в схеме удвоения почти в два раза меньше, чем при мостовой. Обратные напряжения на вентилях при данной схеме примерно такие же, как при мостовой. Частота пульсаций равна удвоенной частоте сети.

Для построения схемы необходимо выбрать тип диодов, значение $C_{вп}$, определить $U_{2эфф}$ – напряжение вторичной обмотки и $I_{эфф.обм}$ – действующее значение тока в этой обмотке.

При выборе схемы и определении параметров фильтров нет никакого смысла прибегать к сложным расчетам, т.к. конденсаторы, используемые в фильтрах, имеют очень большие разбросы величины емкости (от +100 до – 20%) и быстро стареют в начале эксплуатации.

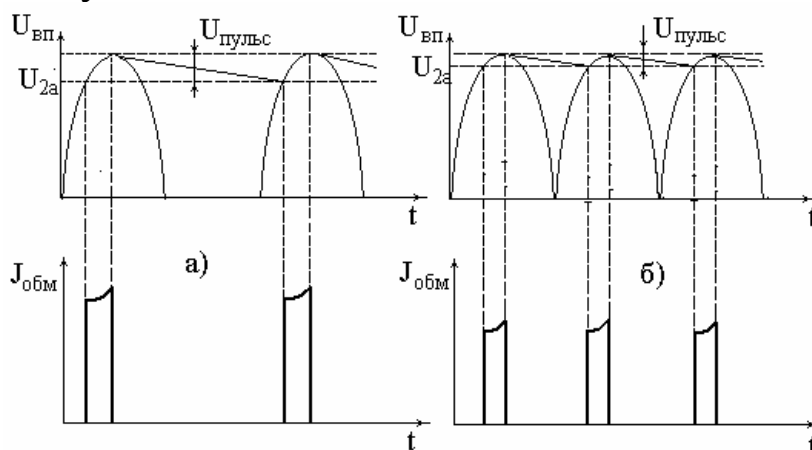


Рис. 33. Эюры напряжений и токов в однополупериодном (а) и мостовом (б) выпрямителях

В первом приближении можно принять, что при малых пульсациях заряд конденсатора фильтра происходит в течение интервала времени много меньшего, чем период пульсаций, а разряд – в течение интервала времени, почти равного периоду пульсаций (рис. 33).

Поэтому имеют место соотношения:

- для однополупериодных схем:

$$U_{\text{пульс}} C_{\text{вп}} = I_{\text{H макс}} / f_c ,$$

- для двухполупериодных схем:

$$U_{\text{пульс}} C_{\text{вп}} = I_{\text{H макс}} / 2f_c ,$$

где $U_{\text{пульс}}$ – полный размах (удвоенная амплитуда пульсаций); $C_{\text{вп}}$ – емкость конденсатора фильтра $I_{\text{H макс}}$ – максимальный ток нагрузки

Заряд емкости фильтра происходит на коротком интервале времени $t_{\text{зар}}$, составляющем небольшую долю от периода пульсаций $T_{\text{пульс}}$. Поэтому ток заряда конденсатора $I_{\text{зар}}$ велик по сравнению с I_{H} – ведь должно соблюдаться условие равенства зарядов $I_{\text{зар}} t_{\text{зар}} = I_{\text{H}} T_{\text{пульс}}$, где $T_{\text{пульс}} \approx 1/f_c$ для однополупериодного и $T_{\text{пульс}} \approx 1/2f_c$ для двухполупериодного выпрямителя. Если сопротивление обмотки и диодов мало по сравнению с эквивалентным сопротивлением нагрузки выпрямителя $U_{\text{вп}}/I_{\text{H макс}}$, то

$$t_{\text{зар}} \approx \sqrt{(2U_{\text{пульс}} / U_{\text{вп}}) / 2\pi f_c} .$$

Действующее значение тока в обмотке трансформатора

$$I_{\text{эфф.обм}} \approx I_{\text{H}} \sqrt{T_{\text{пульс}} / t_{\text{зар}}} ,$$

т.е.

$$I_{\text{эфф.обм.макс}} \approx 2,1 I_{\text{H макс}} \frac{\sqrt{f_c T_{\text{пульс}}}}{\sqrt[4]{U_{\text{пульс}} / U_{\text{вп}}}} .$$

Это как раз та величина, которая требуется при расчете трансформатора. Таким образом, в однополупериодных схемах $I_{\text{эфф.обм.макс}}$ оказывается в $\sqrt{2}$ раз больше, чем в двухполупериодных схемах (в схемах на рис. 32, *з*, *д* $I_{\text{эфф.обм.макс}}$ обоих полупериодов суммируются). Если к этому добавить, что при том же заданном $U_{\text{пульс}}$ у первых схем и $C_{\text{вп}}$ вдвое больше, то становится ясно, что схемы (рис. 32, *а*, *з*) есть смысл использовать только для питания слаботочных цепей. Благодаря конечному сопротивлению обмотки и диодов, $t_{\text{зар}}$ всегда будет несколько больше расчетного.

В паспортных данных на выпрямительные диоды указывают обычно допустимые средний выпрямленный ток $I_{\text{вп.ср.макс}}$, пиковое однократное значение тока $I_{\text{пр.одн}}$ и обратное напряжение $U_{\text{обр.макс}}$. В схемах (рис. 32, *а*, *з*) $I_{\text{вп.ср}} = I_{\text{H}}$ и, следовательно, надо

соблюдать, чтобы $I_{H\max} < I_{вп.ср.макс}$. Соответственно для двухполупериодных схем б,в выбирается $I_{H\max}/2 < I_{вп.ср.макс}$. Обратное напряжение на диодах $U_{обр} = 2U_{вп} = 2\sqrt{2} U_{2эфф}$ для схем (рис. 32, а, б, г) и $U_{обр} = U_{вп} = \sqrt{2} U_{2эфф}$ для мостовой схемы (рис. 32, в).

Параметр пикового “однократного” значения тока очень важен и определяет переходный режим при включении сети. В этот момент $C_{вп}$ разряжен, и импульс тока через диод ограничивается только выходным сопротивлением трансформатора $R_{обм.вых}$ и собственным сопротивлением диода R_d . Если трансформатор имеет большой запас по мощности, а емкость фильтра $C_{вп}$ слишком велика, то ее заряд оказывается долгим (импульсов заряда будет много) и ток каждого импульса – большим. Как правило, это приводит к выходу из строя диода. Часто при этом диоды замыкаются накоротко, на электролитический конденсатор попадает напряжение переменного тока, они разрушаются, а запитываемая схема выходит из строя. Поэтому надо оценить этот пиковый бросок тока при включении и помнить, что обычно $I_{пр.одн} = (10-20)I_{вп.ср.макс}$. Это означает, что требуется $R_{обм.вых} = (0,03-0,05)U_{вп}/I_{H\max}$ и не следует ставить $C_{вп}$ больше расчетного значения. В первом приближении следует выбирать $U_{пульс} \approx (0,05-0,1)U_{вп}$, а при необходимости лучшей фильтрации использовать LC-фильтры. От значения $C_{вп}$ зависит не только уровень пульсаций, но и эффективное выходное сопротивление выпрямителя $R_{вп.эфф} \approx T_{пульс}/C_{вп}$.

4.2. Сглаживающие фильтры источников питания

4.2.1. Пассивные фильтры

Сглаживающие фильтры включаются между выпрямителем и нагрузкой для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения. Качество фильтра оценивают коэффициентом сглаживания:

$$q = \frac{K_{вх}}{K_{вых}},$$

где $K_{вх}$ и $K_{вых}$ – коэффициенты пульсаций на входе и выходе фильтра, соответственно $K = (2U_m/U_0)100\%$.

Допустимое значение коэффициента пульсаций на выходе фильтра зависит от вида нагрузки. В случае питания первых каскадов УНЧ с высокой чувствительностью (например, микрофонных усилителей) $K_{дон} \approx (1-2)10^{-5}$, предварительных каскадов усилителей промежуточной частоты – $10^{-4} - 10^{-3}$, электронных стабилизаторов напряжения $3 \cdot 10^{-2} - 5 \cdot 10^{-3}$.

Как уже было показано выше, отделение постоянного тока от переменных составляющих в простейшем варианте может быть осуществлено при помощи конденсаторов (рис. 34).

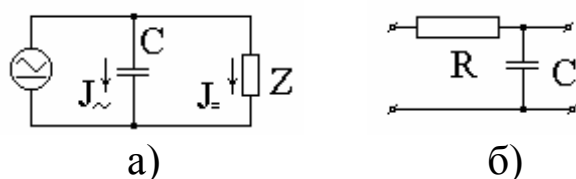


Рис. 34. Простейший конденсаторный (а) и RC (б) фильтры источника питания

При малых (до 10–15 мА) токах нагрузки и небольших коэффициентах сглаживания используются также Г-образные RC фильтры. Достоинства этих фильтров – малые габариты и масса, низкая стоимость. Произведение RC определяется по формуле:

$$RC = 1,5 \cdot 10^5 q/f.$$

Сопротивление резистора выбирают из условия допустимого падения напряжения постоянного тока на фильтре.

Емкость конденсатора определяется из условия $Z \geq 1/2\pi fC$. Если в цепи протекает одновременно несколько токов различных частот, то конденсатор выбирают по самой низкой. При малом сопротивлении нагрузки или низкой частоте переменного тока требуемая емкость может оказаться очень большой. Поэтому целесообразно включить в цепь нагрузки дроссель. Такой фильтр называют Г-образным (рис. 35).

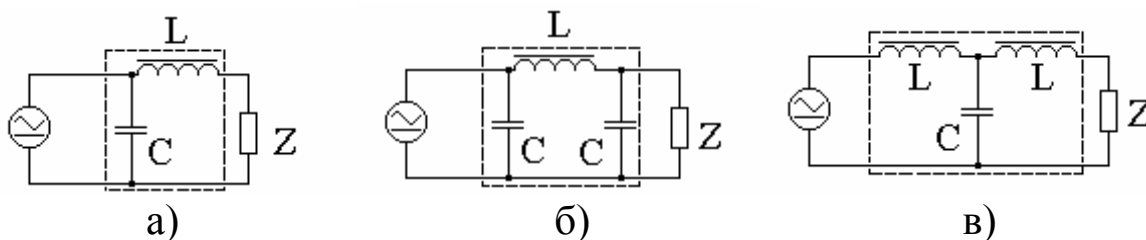


Рис. 35. Г-образный (а), П-образный (б) и Т-образный (в) LC фильтры

Улучшить его можно, если после дросселя включить дополнительную емкость, которая шунтировала бы остаток переменной составляющей. В результате этого получается П-образный фильтр. При очень малом внутреннем сопротивлении источника лучшие показатели имеет Т-образный фильтр, который можно получить, добавляя к Г-образному фильтру не емкость, а дополнительный дроссель (рис. 35, в). Применение этих фильтров определяется тем, что при изменении нагрузки П-образные фильтры позволяют получить большее постоянство напряжения, а Т-образные фильтры – большее постоянство тока на выходе источника питания, т.к. в Т-образных фильтрах ЭДС самоиндукции дросселей препятствует изменению тока, а в П-образных фильтрах – емкость конденсаторов поддерживает постоянную напряжение.

LC-фильтры широко применяются при повышенных токах нагрузки, т.к. падение напряжения постоянного тока на них можно сделать сравнительно малым. КПД LC-фильтров достаточно высокий, но они имеют сравнительно большие габариты и массу, значительное магнитное поле рассеяния и не ослабляют медленные колебания выпрямленного напряжения. Однако при переходе к высокочастотным источникам питания размеры и масса дросселей существенно уменьшаются, что делает применение LC-фильтров более предпочтительным.

Для LC-фильтров следует выбирать $q \geq 3$, чтобы избежать резонансных явлений:

$$LC = 2,5 \cdot 10^4 (q+1) f^2,$$

где L – индуктивность, Гн; C – емкость, мкФ; f – частота сети, Гц.

4.2.2. Активные фильтры

Пассивные фильтры низких частот, к которым относятся фильтры источников питания имеют низкую эффективность, особенно применительно к низкочастотным помехам. Существенно улучшить их параметры можно за счет применения в схеме фильтров активных компонентов: транзисторов и операционных усилителей.

Фильтры на транзисторах характеризуются сравнительно большим КПД и коэффициентом сглаживания. Их действие основано на том, что сопротивление транзистора для переменной

составляющей выпрямленного тока во много раз больше, чем для постоянной составляющей. В качестве примера на рис. 36 показаны некоторые конструкции таких фильтров.

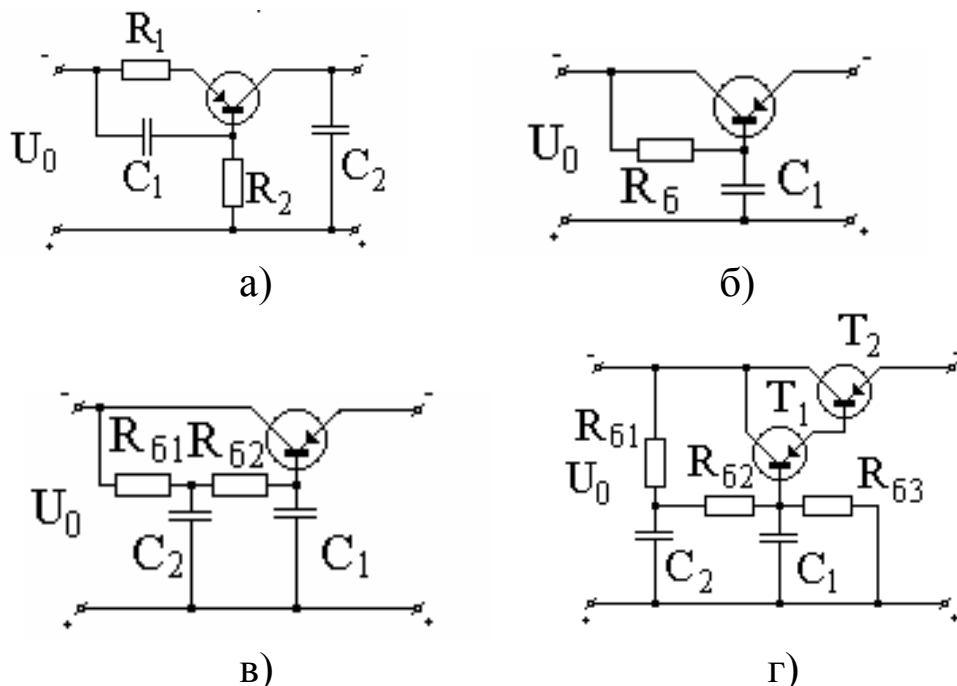


Рис. 36. Схемы активных фильтров на биполярных транзисторах: а – с малой нагрузочной способностью; б, в, г – с большой нагрузочной способностью.

Фильтр, схема которого приведена на рис. 36, а целесообразно применять при малых токах нагрузки, т.к. часть выпрямленного напряжения падает на R_1 . При увеличении R_1 повышается коэффициент сглаживания, но снижается КПД. Обычно выбирают $R_1 \approx 80-100$ Ом, R_2 – десятки кОм, $C_1 = 5 \cdot 10^5 / fR$.

В фильтрах (б, в, г) функцию резистора, включенного в цепь эмиттера, выполняет нагрузка фильтра, поэтому КПД их выше. Для фильтра (б) $U_{кэ}$ должно быть на 2-3 В больше амплитуды пульсаций на входе фильтра. Сопротивление $R_б = U_{кэ} / I_б$ при $I_к \approx I_{нагр}$ и $C_1 \approx 10^6 q / \pi f R_б$. Коэффициент сглаживания фильтра без резистора R_1 значительно ниже, а температурная стабильность выше, чем фильтра с R_1 . Коэффициент сглаживания увеличивается при увеличении $R_б$ (т.е. при уменьшении тока нагрузки). Его можно увеличить в 1,5-3 раза, если $R_б$ заменить на два резистора, включив между ними конденсатор (схема на рис. 36, в). Сумма сопротивлений этих резисторов должна быть равна $R_б$.

Для схемы (б)

$$C_1 \approx 160qh/f, \quad C_2 \approx 3 \cdot 10^3 / (fh_6 R_6),$$

где h_6 – выходная проводимость транзистора в схеме с общей базой.

При малом коэффициенте усиления транзистора или большом токе нагрузки сопротивление R_6 получается малым, и может оказаться, что $C_2 > C_1$. В этом случае емкости определяют как

$$C_1 = 160 \sqrt{q(q(h_6)^2 + 4/R_6^2)}/f, \quad C_2 = 160 \sqrt{q/fR_6}.$$

Для увеличения коэффициента сглаживания можно применить составной транзистор (схема на рис. 36, з). Так как ток базы транзистора T_1 значительно меньше тока базы транзистора T_2 , то сопротивление R_6 в данном фильтре может быть значительно больше, чем для фильтра с одним транзистором. Кроме того, результирующее сопротивление цепи эмиттер-коллектор составного транзистора для переменного тока значительно больше, чем одиночного. При токах нагрузки более 3-5 А целесообразно применять транзисторы, составленные из трех. Чтобы повысить температурную стабильность фильтра, следует подавать напряжение в цепь базы от делителя напряжения. Для этого включают дополнительный резистор R_{63} . $R_{63} \approx U_n/5I_6$ $R_{61} = R_{62} = 0,5U_{кэ} R_{63}/U_n$.

Фильтр с делителем напряжения в цепи базы транзистора менее чувствителен к смене транзисторов, но при введении делителя уменьшается коэффициент сглаживания, т.к. $R_{61} + R_{62}$ получается меньшим.

4.3. Стабилизация напряжения питания

Прежде чем переходить к рассмотрению схем стабилизаторов, кратко остановимся на *основных параметрах стабилизаторов*.

Коэффициент стабилизации напряжения равен $K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх} U_{вых}}{\Delta U_{вых} U_{вх}}$. Он показывает, во сколько раз относительное

изменение напряжения на выходе меньше, чем на входе (при постоянном токе нагрузки).

Коэффициент полезного действия – это отношение мощности на выходе к мощности на входе стабилизатора.

Выходное сопротивление – сопротивление стабилизатора переменному току со стороны выхода, чем оно меньше, тем слабее связь между каскадами через источник питания.

Коэффициент сглаживания пульсаций – отношение напряжений пульсаций на входе стабилизатора и на его выходе.

Принцип работы наиболее часто используемых в настоящее время стабилизаторов можно пояснить на примере схем, приведенных на рис. 37.

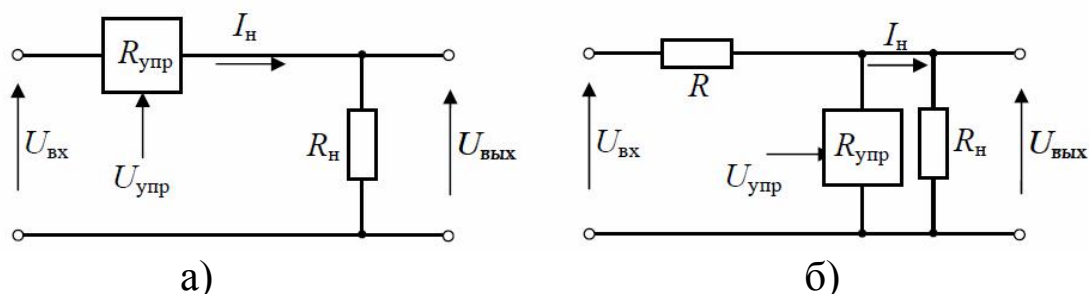


Рис. 37. Стабилизаторы последовательного (а) и параллельного (б) типа

Для схемы (рис. 37, а) справедливо следующее соотношение:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - I_{\text{н}} R_{\text{упр}},$$

где $R_{\text{упр}}$ – сопротивление управляемого элемента, например, транзистора, откуда видно, что, меняя сопротивление $R_{\text{упр}}$, можно поддерживать напряжение $U_{\text{вых}}$ постоянным при изменении $R_{\text{н}}$ и $U_{\text{вх}}$. Нетрудно показать, что и в схеме рис. 37, б постоянства выходного напряжения можно достичь, если определенным образом менять сопротивление $R_{\text{упр}}$.

Стабилизаторы, в которых регулирующее сопротивление включено последовательно с нагрузкой, называются стабилизаторами последовательного типа (пример рис. 37, а). Стабилизаторы, в которых регулирующее сопротивление включено параллельно с нагрузкой, называются стабилизаторами параллельного типа (рис. 37, б).

Наиболее часто применяют два способа стабилизации напряжения питания – параметрический и компенсационный. В любом случае основой схем являются стабилитроны, напряжение стабилизации которых выбирается равным расчетному значению напряжения питания.

4.3.1. Параметрические стабилизаторы

Это наиболее простые стабилизаторы, которые характеризуются сравнительно небольшим коэффициентом стабилизации, большим выходным сопротивлением (единицы и десятки ом), низким КПД. В таких стабилизаторах невозможно получить точное значение напряжения на выходе и регулировать его.

Простейшая схема параметрического стабилизатора (рис. 38, а) представляет собой делитель напряжения, состоящий из резистора и кремниевого стабилитрона. Нагрузка подключается параллельно стабилитрону.

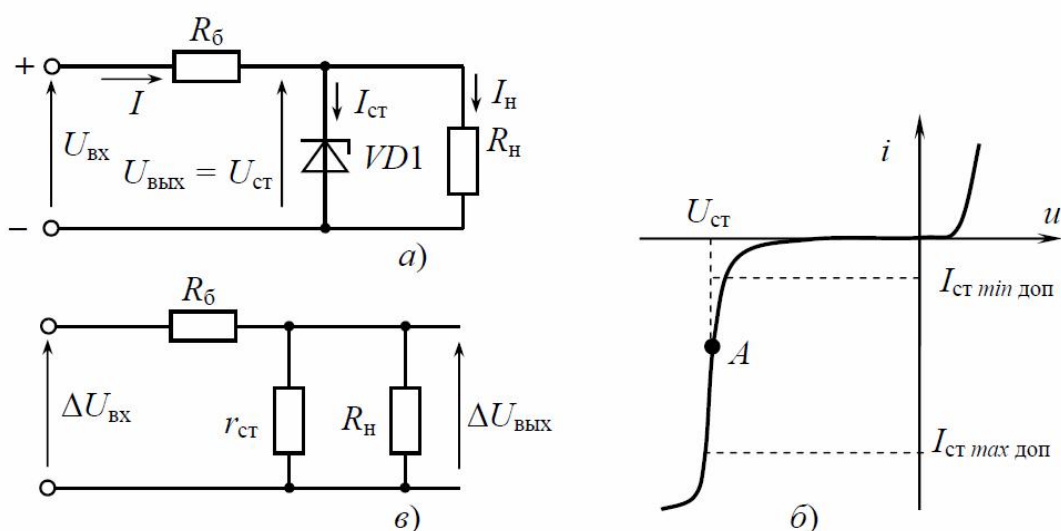


Рис. 38. Вольт-амперная характеристика стабилитрона (б), принципиальная электрическая схема (а) и схема замещения (в) параметрического стабилизатора напряжения

В основе принципа действия параметрического стабилизатора лежит способность стабилитрона изменять потребляемый ток почти без изменения напряжения на нем (рис. 38, б), при этом напряжение должно быть подано в обратном направлении, и превышать по величине стабилизирующее напряжение данного диода. Для улучшения стабильности полезно уменьшать величину R , но при этом возрастает ток через диод, что невыгодно при использовании батарей. Поэтому обычно выбирают

$$R = \frac{E - U_{ст}}{2I_n},$$

где I_n – требуемое значение стабилизированного тока нагрузки.

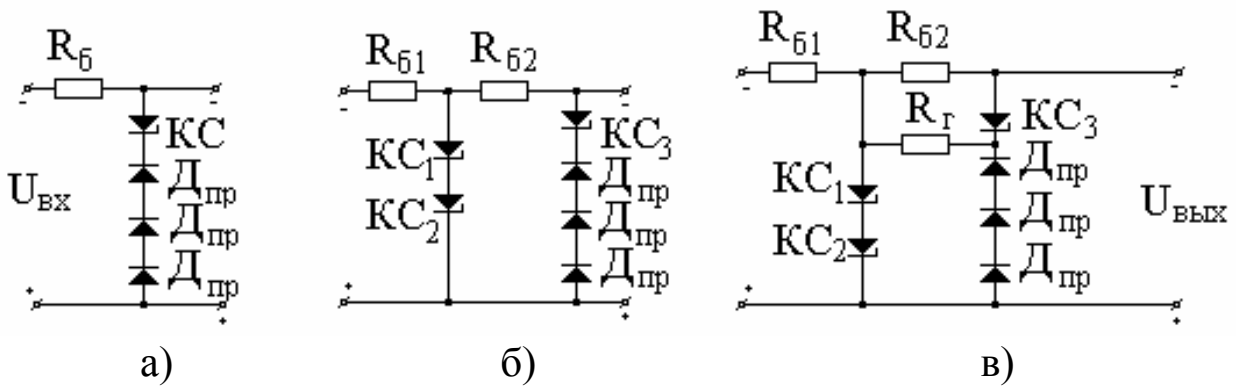


Рис. 39. Схема однокаскадного (а) и двухкаскадных (б, в) стабилизаторов с температурной компенсацией

Для термокомпенсации изменений напряжения на стабилитроне и, следовательно, на нагрузке последовательно со стабилитроном включаются полупроводниковые диоды в прямом направлении $D_{пр}$. Тип и количество кремниевых стабилизаторов выбирают в зависимости от необходимого напряжения на нагрузке и тока нагрузки. Выходное напряжение стабилизатора равно сумме напряжений на кремниевых стабилизаторах и диодах, включенных в прямом направлении, но определяется главным образом напряжением на стабилитронах. Используя простейшую схему (рис. 39, а), можно получить коэффициент стабилизации напряжения не более 100. Если необходимо получить более высокий коэффициент стабилизации (до 1000), следует использовать двухкаскадные стабилизаторы (рис. 39, б, в). Результирующий коэффициент стабилизации двухкаскадного стабилизатора равен произведению коэффициентов стабилизации первого и второго каскадов, выходное сопротивление определяется выходным сопротивлением второго каскада. В стабилизаторе (рис. 39, в), через диоды, включенные в прямом направлении $D_{пр}$, пропускается дополнительный ток. При этом уменьшается их динамическое сопротивление и, следовательно, выходное сопротивление стабилизатора и увеличивается коэффициент стабилизации. Достоинством такого стабилизатора является возможность плавной регулировки термокомпенсации путем изменения дополнительного тока (за счет изменения сопротивления R_2), недостатком – более низкий КПД.

4.3.2. Транзисторные компенсационные стабилизаторы напряжения

Недостатками всех параметрических схем стабилизации являются малая экономичность и невозможность стабилизации токов, превышающих максимальный ток стабилизации стабилитрона. В этом отношении компенсационный стабилизатор имеет явные преимущества, которые обусловлены включением между стабилитроном и нагрузкой транзисторного каскада по схеме с общим коллектором (рис. 40, а).

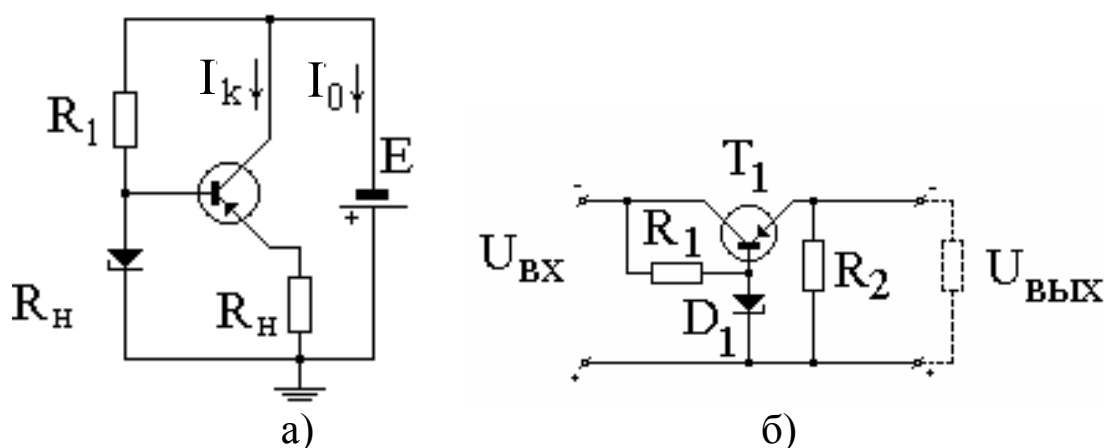


Рис. 40. Схема с общим коллектором (а) и ее использование при построении простейшего стабилизатора (б)

Так как напряжение на эмиттере практически полностью повторяет напряжение на базе, то данный стабилизатор позволяет в β раз увеличить ток нагрузки (или в β раз уменьшить ток стабилитрона). Таким образом сопротивление нагрузки стабилитрона R_1 определяется

$$R_1 \approx \frac{\beta(E - U_{cm})}{2I_H}$$

Необходимо учитывать, что стабилитроны хорошо работают при токе через них не менее 1-2 мА, это означает, что

$$R_{1\max} \leq \frac{\beta(E - U_{cm})}{(2 - 4)}$$

Схема, представленная на рис. 40, б, представляет собой простейший компенсационный стабилизатор напряжения. Регулирующий транзистор T_1 включен последовательно с нагрузкой. Постоянное напряжение на базе транзистора

поддерживается с помощью простейшего параметрического стабилизатора на стабилитроне D_1 . При изменении входного напряжения изменяется выходное и, следовательно, напряжение на эмиттере транзистора. В результате изменяется падение напряжения на участке эмиттер-коллектор, компенсируя изменение выходного напряжения. Выходное напряжение остается практически постоянным.

Такие стабилизаторы могут стабилизировать напряжение при больших токах нагрузки, чем параметрические, и отличаются большим коэффициентом стабилизации и меньшим выходным сопротивлением. Энергетические возможности данной схемы ограничены в основном величиной максимального тока коллектора и допустимой мощностью рассеяния транзистора.

Таким образом, компенсационные стабилизаторы представляют собой систему автоматического регулирования, где регулирующее сопротивление управляется внешним сигналом, полученным в результате сравнения выходного напряжения с источником опорного напряжения (ИОН).

Компенсационные стабилизаторы могут быть как последовательного, так и параллельного типа. В качестве ИОН в компенсационных стабилизаторах могут применяться параметрические стабилизаторы на кремниевых стабилитронах. Коэффициент стабилизации простейшего транзисторного стабилизатора примерно равен коэффициенту стабилизации простейшего параметрического стабилизатора, выходное сопротивление составляет несколько ом. Выходное напряжение, превышающее напряжение стабилизации кремниевого стабилитрона, и больший коэффициент стабилизации можно получить в стабилизаторах с усилителем обратной связи (рис. 41).

В элементе СЭ производится сравнение фактического значения выходного напряжения стабилизатора с его заданным значением, которое определяется ИОН. В зависимости от обнаруженного отклонения выходного напряжения от его заданного значения сигнал рассогласования на выходе СЭ, усиленный усилителем (У), осуществляет такое воздействие на регулирующей элемент $R_{упр}$, при котором отклонение уменьшается и выходное напряжение приближается к заданному значению, т.е. стабилизируется.

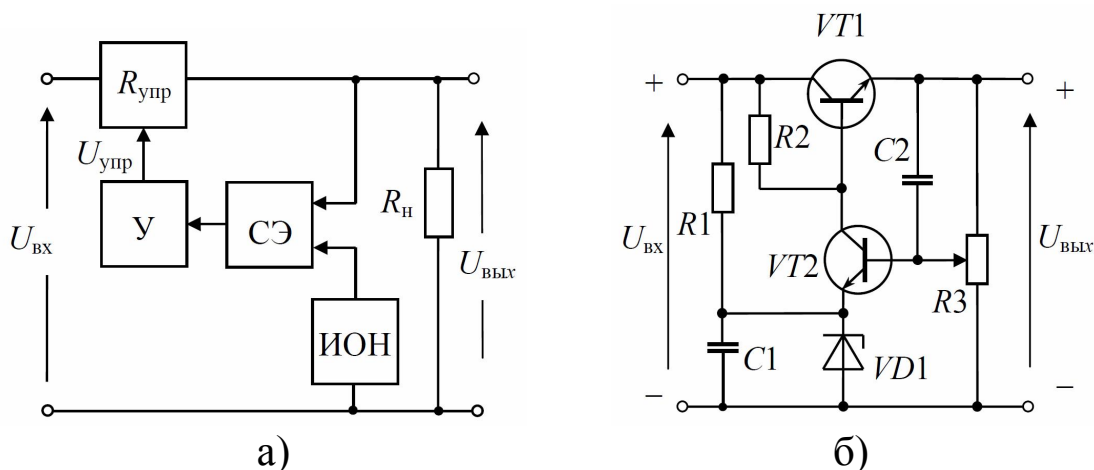


Рис. 41. Структурная (а) и принципиальная электрическая (б) схема последовательного компенсационного стабилизатора напряжения

Одна из простейших схем последовательного компенсационного стабилизатора представлена на рис. 41, б. Здесь транзистор $VT1$ выполняет функцию регулируемого сопротивления, на управляющий вход которого (базу) поступает сигнал с транзистора $VT2$. В транзисторе $VT2$ потенциал эмиттера стабилизирован с помощью параметрического стабилизатора (стабилитрон $VD1$ вместе с резистором $R1$ и конденсатором $C1$), а напряжение на базе является частью выходного напряжения. Отклонение выходного напряжения от номинального изменяет исходное напряжение между базой и эмиттером транзистора $VT2$, что, в свою очередь, сказывается на величине базового и коллекторного токов этого транзистора. Коллекторной нагрузкой транзистора $VT2$ является резистор $R2$ и транзистор $VT1$. Изменение коллекторного тока транзистора $VT2$ приводит, следовательно, к изменению потенциала коллектора $VT2$ и соответственно базы $VT1$. Изменение потенциала базы $VT1$, в свою очередь, приведет к изменению сопротивления участка коллектор – эмиттер $VT1$, следовательно, и к изменению падения напряжения на нем. Таким образом, в транзисторе $VT2$ происходит сравнение эталонного напряжения с текущим значением выходного напряжения, т.е. выработка сигнала рассогласования и последующее его усиление. Меняя положение движка потенциометра $R3$, можно в определенных пределах менять величину номинального выходного напряжения. Конденсатор $C2$ обеспечивает увеличение быстродействия схемы

по пульсациям. Более высокую стабильность источника опорного напряжения и $U_{вых}$ можно получить, если резистор $R1$ подключить к выходу стабилизатора.

В схемах, подобных рассмотренной, обеспечивается выходное сопротивление порядка десятых долей ома, а коэффициент стабилизации – от нескольких десятков до нескольких сотен. Улучшение параметров достигается за счет усложнения схемы – использования операционного усилителя с большим коэффициентом усиления в петле обратной связи; использования составного транзистора для увеличения коэффициента передачи тока базы регулирующего элемента.

Недостатком стабилизаторов последовательного типа является то, что при токовых перегрузках или коротком замыкании на выходе могут выходить из строя регулирующие транзисторы, поэтому в схемы стабилизаторов вводят специальные элементы защиты.

Схема стабилизатора, в котором управляющий транзистор заменен операционным усилителем (ОУ), приведена на рис. 42. Питание ОУ осуществляется однополярным положительным напряжением U_{ex} (в данном случае не требуется получение на выходе ОУ отрицательных напряжений), что позволяет использовать стандартные операционные усилители в схемах стабилизаторов с выходным напряжением почти до 30 В.

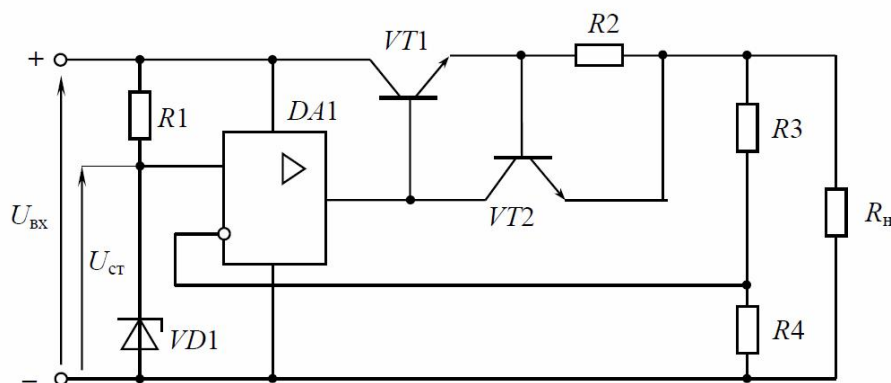


Рис. 42. Стабилизатор на операционном усилителе с ограничением выходного тока

Резистор $R2$ и транзистор $VT2$ образуют схему ограничения выходного тока. При номинальных токах нагрузки падение напряжения на $R2$ не превышает напряжения отпирания перехода база-эмиттер $VT2$, транзистор $VT2$ закрыт и не оказывает влияния на работу схемы стабилизатора. Операционный усилитель с

дополнительным усилителем выходного тока $VT1$ включен по схеме неинвертирующего усилителя постоянного тока, откуда следует соотношение для расчета выходного напряжения:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} \left(1 + \frac{R3}{R4} \right).$$

Если падение напряжения на $R2$ превысит величину, равную приблизительно 0,6 В, транзистор $VT2$ откроется и предотвратит дальнейшее увеличение тока базы транзистора $VT1$. Таким образом, величина выходного тока стабилизатора ограничена уровнем $I_{н.маx} = 0,6/R2$.

Все рассмотренные стабилизаторы эффективно подавляют нестабильность $U_{\text{вх}}$ не только за счет медленных колебаний сетевого напряжения, но и пульсаций $U_{\text{вх}}$ после выпрямителя, выполняя роль электронного сглаживающего фильтра. Поэтому на входе стабилизатора допустим сравнительно высокий уровень пульсаций напряжения. Стабилизаторы напряжения, подобные рассмотренным на рис. 42, выполняются в виде интегральных микросхем.

Существенным недостатком стабилизаторов параллельного и последовательного типов, называемых линейными, являются большая потеря мощности в регулирующем транзисторе (управляемом сопротивлении) и, как следствие этого, недостаточно высокий КПД. Стремление повысить КПД привело к созданию стабилизаторов с импульсным регулированием, в которых регулирующим элементом служит периодически замыкающийся ключ (как правило, транзистор в ключевом режиме), подключающий нагрузку к источнику входного постоянного напряжения $U_{\text{вх}}$. Если при периоде включения T ключ находится в замкнутом состоянии в течение времени $t_{\text{вкл}}$, то постоянная составляющая напряжения на нагрузке

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} t_{\text{вкл}} / T.$$

Регулирующий транзистор в импульсном стабилизаторе работает в ключевом режиме, т.е. большую часть времени находится либо в режиме отсечки, либо в режиме насыщения. Ключевые режимы работы транзистора и импульсные устройства будут рассмотрены во второй части данного пособия – «Цифровая схемотехника».

5. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Усилителем называется устройство, которое позволяет получить электрические колебания большей мощности, чем мощность колебаний, управляющих его работой. Получаемая от усилителя энергия электрических колебаний создается за счет расхода энергии источника питания усилителя. Преобразователем энергии постоянного тока источника питания в энергию усиленных колебаний могут служить электронные лампы, транзисторы, ИМС и т.п.

Классификацию усилителей можно проводить по различным признакам:

- 1) по виду используемого усилительного элемента – ламповые, транзисторные, на туннельных и параметрических диодах, на ИМС и т.д.;
- 2) по диапазону усиливаемых частот – усилители постоянного тока (УПТ), низкой частоты (УНЧ), радио- или промежуточной частоты (УРЧ, УПЧ), сверхвысокой частоты (СВЧ-усилители);
- 3) по ширине полосы усиливаемых частот – узкополосные, широкополосные;
- 4) по характеру усиливаемого сигнала – усилители непрерывных и импульсных сигналов;
- 5) по усиливаемой электрической величине – усилители напряжения, тока, мощности;
- 6) по типу нагрузки – резистивные (апериодические), резонансные (избирательные).

5.1. Характеристики и параметры усилителей

Коэффициент усиления – отношение выходной величины, характеризующей уровень сигнала, к входной. В качестве таких величин могут употребляться напряжение, ток или мощность. В соответствии с этим вводят понятие коэффициента усиления по напряжению, току или мощности.

$$K_I = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}; K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}; K_P = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}.$$

Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики.

Усиление сигнала, как правило, сопровождается искажением его формы. Искажения делятся на линейные и нелинейные. Линейные искажения обусловлены наличием в усилителях

реактивных элементов, сопротивление которых зависит от частоты. Из-за этого отдельные гармонические составляющие сложного входного сигнала усиливаются неодинаково, нарушается их взаимный фазовый сдвиг относительно друг друга, форма сигнала искажается. Линейные искажения усилителя оцениваются с помощью амплитудно-частотной, фазочастотной и переходной характеристик.

Под *амплитудно-частотной характеристикой* подразумевается зависимость модуля коэффициента усиления от частоты сигнала (рис. 43).

Фазочастотная характеристика усилителя – это зависимость фазового сдвига выходного гармонического колебания относительно входного при изменении частоты.

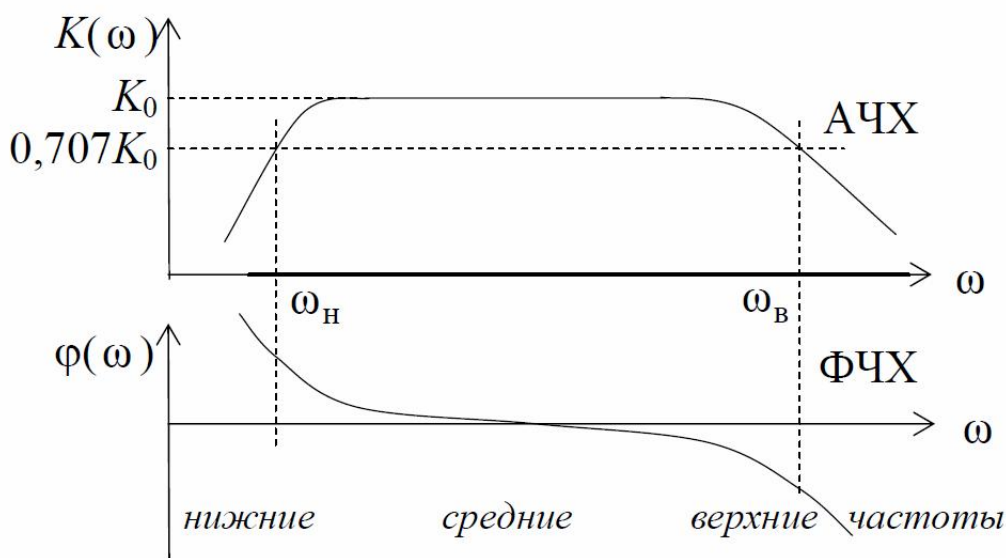


Рис. 43. Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики усилителей

АЧХ позволяет определить также *полосу пропускания* усилителя $\Delta\omega = \omega_B - \omega_H$. Верхняя и нижняя частоты полосы пропускания находятся по уровню 0,7 от максимального значения коэффициента усиления. Уменьшение коэффициента усиления на низких частотах в основном определяются возрастающим сопротивлением проходных конденсаторов в схеме, а на высоких частотах – шунтирующим влиянием емкостей (в частности, емкости коллектор-эмиттер).

Амплитудная характеристика, динамический диапазон.

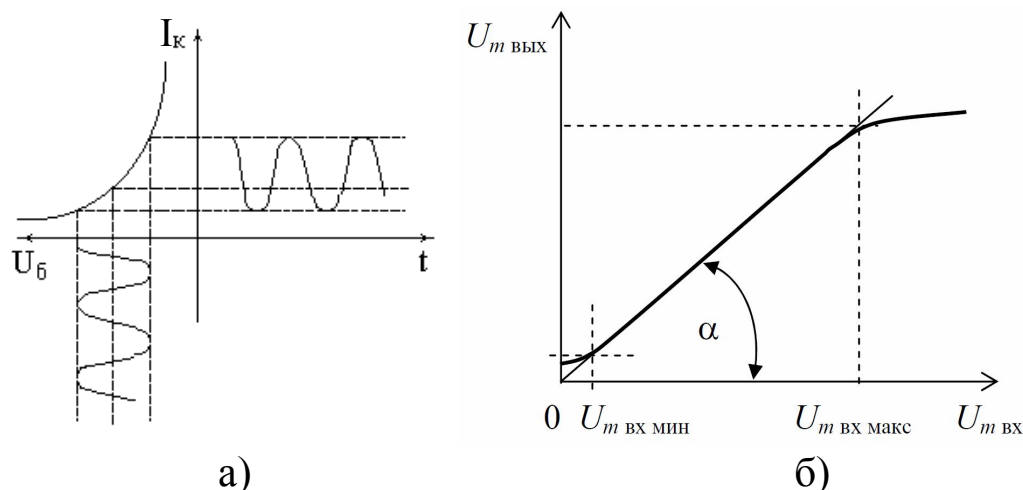


Рис. 44. Искажения сигнала (а) и амплитудная (передаточная) характеристика (б) усилителя

О линейности усилителя можно судить по его амплитудной характеристике (АХ), т.е. зависимости амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного (рис. 44). Амплитудная характеристика измеряется при подаче на вход усилителя гармонического сигнала с частотой, лежащей в полосе пропускания усилителя. Реальная АХ не линейна, что наиболее ярко проявляется при малых и больших уровнях входного сигнала. Начальный нелинейный участок обусловлен собственными шумами усилителя и наводками, которые приводят к появлению напряжения на выходе даже при отсутствии входного сигнала. При больших амплитудах входного сигнала начинает сказываться нелинейность вольт-амперной характеристики активных приборов (рис. 44, а), из-за чего падает средняя крутизна и уменьшается усиление. Динамический диапазон усилителя оценивается как $D_y = U_{max}/U_{min}$. В пределах динамического диапазона усилитель рассматривается как линейное устройство.

Переходная характеристика – зависимость мгновенного значения выходного напряжения от времени при единичном скачкообразном изменении входного напряжения. Эта характеристика отражает переходные процессы в схеме и позволяет судить об искажении импульсного сигнала.

Нелинейные искажения – искажения формы выходного сигнала, вызванные нелинейностью вольт-амперных характеристик активных элементов схемы усилителя (рис. 45).

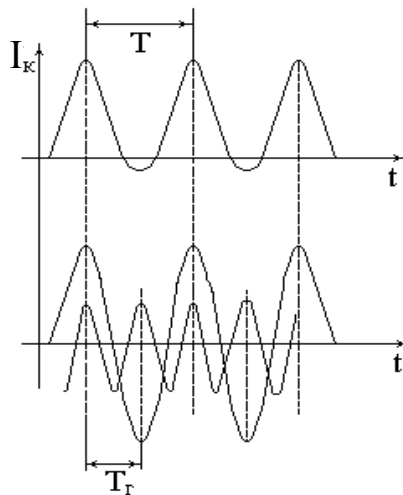


Рис. 45. Нелинейные искажения в усилителе

Нелинейные искажения приводят к появлению на выходе усилителя напряжений и токов с частотами, являющимися высшими гармониками составляющих входного сигнала. При усилении гармонического сигнала нелинейные искажения оцениваются коэффициентом гармоник (коэффициентом нелинейных искажений) $K_r = (P_2 + P_3 + \dots + P_n) / P_1 \cdot 100\%$. Обычно считается допустимым уровень искажений не более 5%.

Входное и выходное сопротивление (проводимость). Входная проводимость определяется как проводимость между входными клеммами при подключенной нагрузке. Входная проводимость усилителя является нагрузкой для источника сигнала, поэтому от ее величины зависит мощность, потребляемая усилителем от источника сигнала. Выходная проводимость – проводимость между выходными клеммами при подключенном источнике сигнала на входе. Знание проводимостей позволяет правильно согласовывать усилитель с источником сигнала и последующими каскадами.

5.2. Режимы работы усилителей

Применение транзисторов при построении усилителей в любом случае дает эффект только тогда, когда для каждого из транзисторов создается нужный режим работы по постоянному току, т.е. определенное напряжение между коллектором и эмиттером и определенное значение тока коллектора. В зависимости от типа транзистора и его назначения в схеме устанавливается тот или иной режим работы усилительного каскада.

Режимы работы усилителей принято делить на следующие классы: А, В, АВ, С.

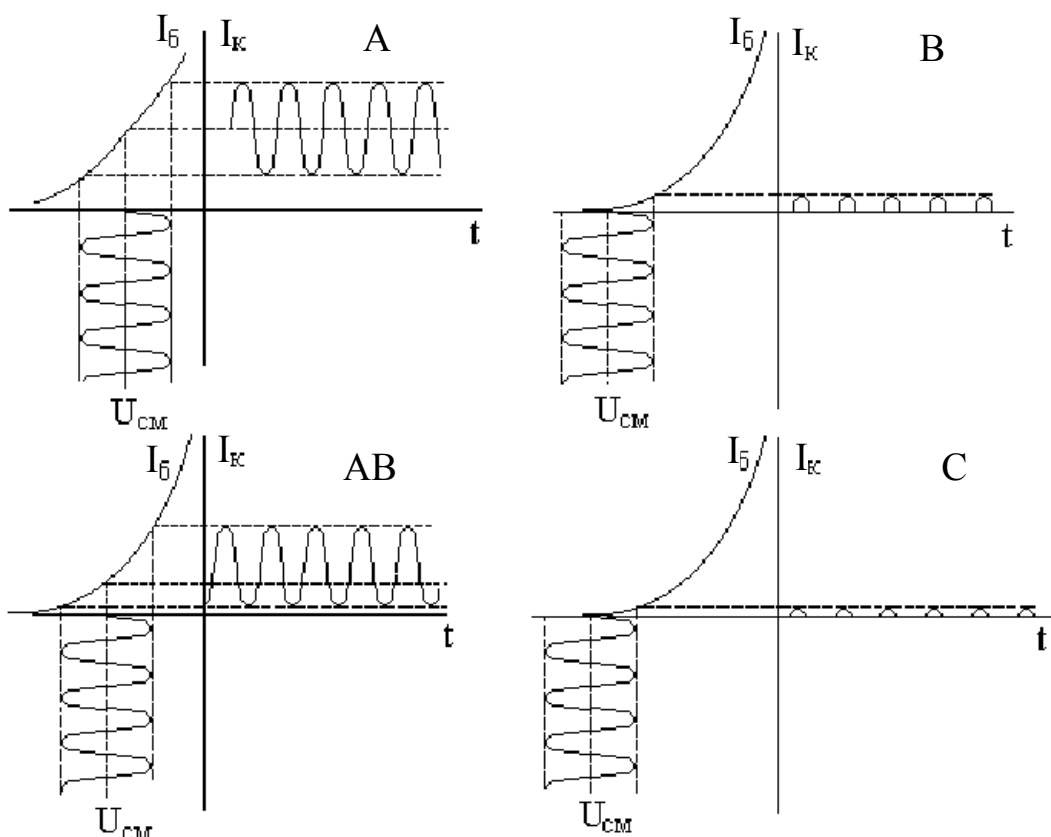


Рис. 46. Осциллограммы выходного тока при различных режимах работы усилительного каскада

При работе усилителя в режиме А (рис. 46) переменный ток протекает в выходной цепи в течение всего периода, т.е. в процессе работы не происходит запираение транзистора (отсечки выходного тока). От источника питания непрерывно, независимо от уровня входного сигнала, потребляется мощность, пропорциональная току в рабочей точке транзистора (току покоя). Режим А применяется, как правило, в маломощных линейных усилителях из-за малого КПД. При работе транзистора в режимах В, АВ, С и Д ток покоя меньше, чем в режиме А, транзистор работает с отсечкой тока, т.е. в некоторые промежутки времени транзистор закрыт. Ток протекает лишь в течение части периода, равной 2θ (θ – угол отсечки).

Режим В характеризуется тем, что ток покоя равен нулю, угол отсечки $\theta = 90^\circ$ и ток через транзистор протекает в течение одного полупериода колебания, поданного на вход усилителя. При отсутствии сигнала усилитель не потребляет мощность от

источника питания. При наличии сигнала на входе потребляемая от источника мощность пропорциональна среднему значению выходного тока. Режим В характеризуется более высоким КПД и применяется в мощных усилителях.

Режиму АВ соответствует угол отсечки $90^{\circ} < \theta < 180^{\circ}$. Энергетические показатели режима АВ уступают показателям режима В, но значительно лучше, чем показатели режима А. Режимы В и АВ приводят к сильному искажению формы сигнала, поэтому они используются в двухтактных усилителях, в которых уменьшение тока одного транзистора компенсируется увеличением тока другого. Существенное уменьшение нелинейных искажений в двухтактных усилителях и высокая экономичность послужили причиной широкого применения режима АВ в выходных каскадах даже при относительно малом уровне выходной мощности.

Режим С еще более экономичен, т.к. $\theta < 90^{\circ}$, но применяется только в тех случаях, когда нелинейные искажения не играют существенной роли.

В режиме Д усилительный элемент поочередно или открыт и находится в насыщении, или полностью закрыт. Усилители класса Д в настоящее время из-за значительной сложности схемы используется редко, однако они перспективны для мощных устройств, выполняемых на маломощных усилительных элементах.

5.3. Обратные связи в усилителях

Обратной связью (ОС) называется связь между выходными и входными цепями какого-либо устройства. В зависимости от соотношения фаз колебаний, поступающих на вход усилителя от источника сигнала и с выхода через цепь обратной связи, обратная связь может быть положительной или отрицательной. При положительной ОС (ПОС) фазы этих колебаний совпадают и коэффициент усиления возрастает. При отрицательной ОС (ООС) коэффициент усиления меньше, чем без обратной связи. Обратные связи делятся на полезные, специально применяемые, и вредные, или паразитные. По способу осуществления различают обратную связь по напряжению, току и смешанную (комбинированную), а по способу введения напряжения обратной

связи во входную цепь усилителя – параллельную и последовательную (рис. 47).

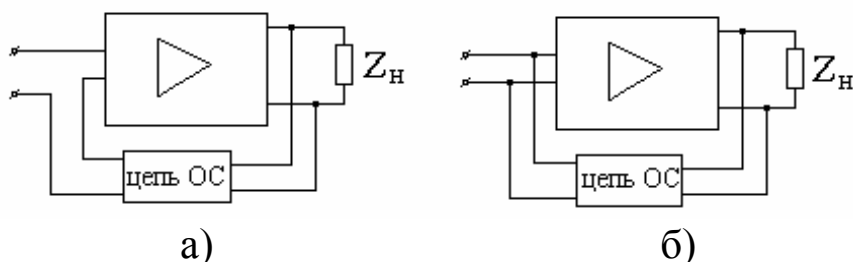


Рис. 47. Последовательная (а) и параллельная (б) обратная связь по напряжению

В усилителях, предназначенных для усиления звуковых колебаний, в основном применяется ООС по напряжению. При такой ООС напряжение сигнала снимается с нагрузки Z_n и через цепь обратной связи с коэффициентом передачи $\beta_{oc} < 1$ подается во входную цепь. При последовательной ООС источник сигнала и выход цепи обратной связи включены последовательно, а при параллельной ООС – параллельно. Если коэффициент передачи цепи обратной связи в диапазоне рабочих частот усилителя не изменяется, то ООС считают *частотно независимой*. Если коэффициент передачи цепи обратной связи отличается от нуля только для очень низких частот (значительно ниже диапазона рабочих частот), то ООС действует только по постоянному току. Наличие такой ООС стабилизирует положение рабочей точки транзисторов и ее применение обязательно в усилителях с непосредственной связью между каскадами.

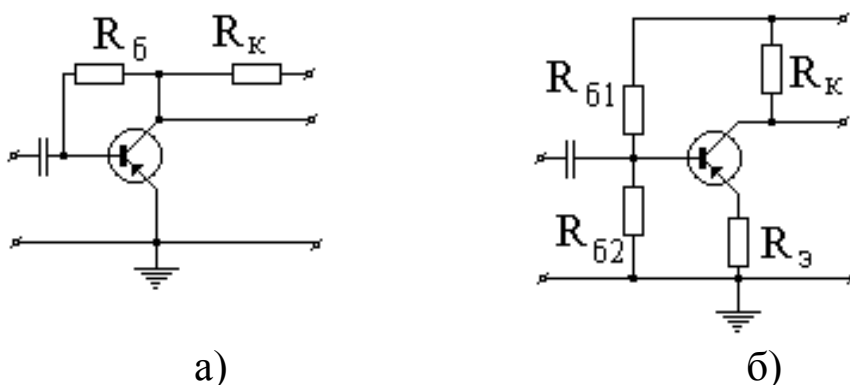


Рис. 48. Варианты реализации параллельной (а) и последовательной (б) отрицательной обратной связи в однокаскадных усилителях

При ООС по переменному току повышается качество

усилителя (уменьшаются нелинейные искажения, неравномерность АЧХ, ослабляется действие помех, стабилизируется усиление). Однако введение ООС может вызвать и нежелательные явления. При глубокой ООС в многокаскадных усилителях может возникнуть самовозбуждение. При любой глубине обратной связи изменяется усиление. В однокаскадных усилителях (рис. 48) параллельная связь может быть введена по схеме (рис. 48, а) через резистор R_{oc} , а последовательная – по схеме (рис. 48, б), если эмиттерное сопротивление не шунтировано конденсатором.

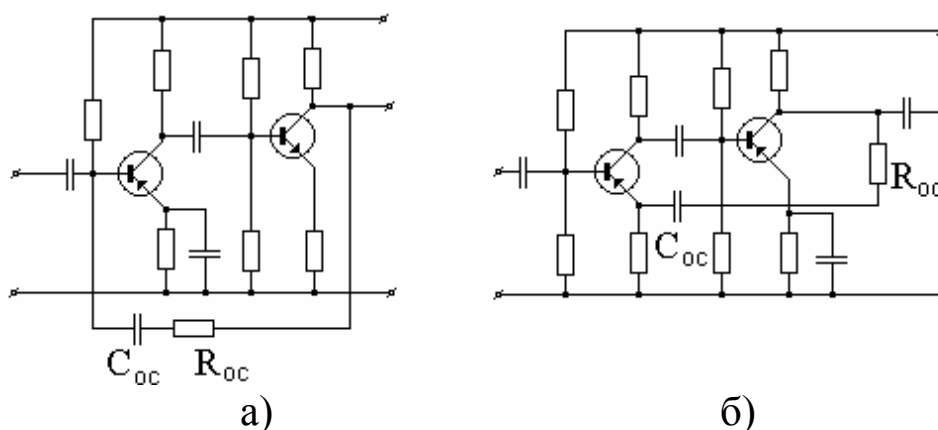


Рис. 49. Варианты реализации параллельной (а) и последовательной (б) отрицательной обратной связи в многокаскадных усилителях

В двухкаскадных усилителях ООС (рис. 49) может быть введена различными способами. В схеме а) напряжение ООС с выхода усилителя подается через резистор R_{oc} на вход параллельно с напряжением сигнала. В схеме б) часть выходного напряжения поступает в цепь эмиттера первого транзистора. В цепи база-эмиттер это напряжение оказывается включенным последовательно с напряжением сигнала, поступающего на вход усилителя. В многокаскадных усилителях используется как ООС в отдельных каскадах, так и цепи ООС, охватывающие несколько каскадов. В усилителях с ООС коэффициент усиления по напряжению определяется по формуле:

$$K_{оос} = \frac{K}{1 + \beta_{oc} K},$$

где K – коэффициент усиления по напряжению без ООС; β_{oc} – коэффициент передачи цепи обратной связи.

ООС изменяют входное сопротивление усилителя, если напряжение обратной связи подается во входную цепь. При последовательной ООС входное сопротивление возрастает, а при параллельной уменьшается. Выходное сопротивление усилителя при введении обратной связи также изменяется, при ООС по напряжению уменьшается, при ООС по току – увеличивается. Устойчивость усилителя с ООС зависит от коэффициента усиления и коэффициента передачи цепи обратной связи, т.е. глубины ООС. При глубокой ООС фазовые сдвиги на высших и низших рабочих частотах обуславливают появление положительной ОС, которая вызывает неустойчивость работы усилителя, а иногда и самовозбуждение. Для улучшения фазовой характеристики усилителя с ООС в нем не следует использовать частотно-зависимые регулировки и трансформаторы.

5.4. Широкополосные (апериодические) усилители напряжения

5.4.1. Усилители с резисторно-емкостной связью

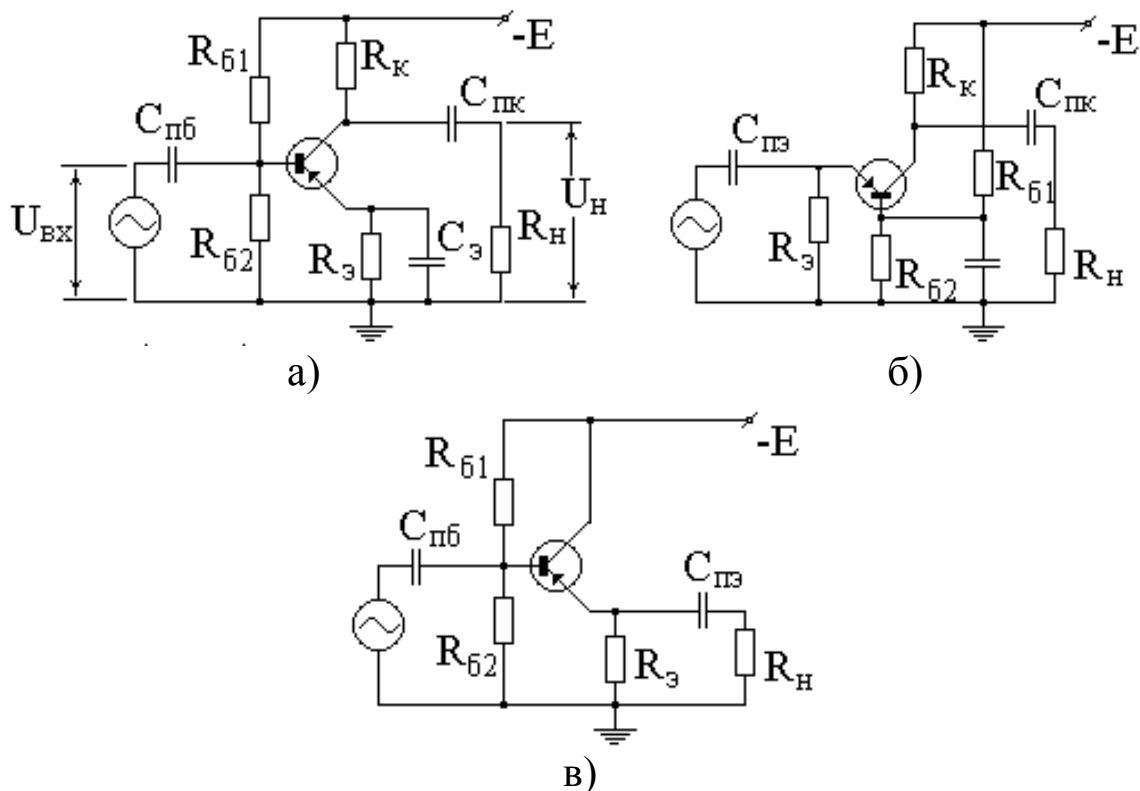


Рис. 50. Усилители с резисторно-емкостной связью по схеме с общим эмиттером (а), общей базой (б) и общим коллектором (в)

Установка и стабилизация режима работы усилителя по постоянному току осуществляется с помощью делителя напряжения в цепи базы, состоящего из $R_{\delta 1}$ и $R_{\delta 2}$, и R_3 , включенного в цепь эмиттера. Установка режима работы транзистора по переменному току осуществляется шунтированием соответствующего электрода транзистора конденсатором соответствующей емкости (рис. 50). Связь каскада по переменному току с источником сигнала и оконечной нагрузкой производится через проходные конденсаторы. Из-за наличия шунтирующих сопротивлений входное сопротивление каскада оказывается несколько меньше входного сопротивления собственно транзистора. Поэтому некоторая часть входного тока бесполезно теряется в цепи смещения. Оставшаяся часть тока I_{ex} поступает на управляющий электрод и усиливается в соответствующее число раз. Усиленный транзистором ток разветвляется: часть этого тока бесполезно потребляется резистором в цепи питания, включенным последовательно между выходным электродом и источником питания; часть тока теряется за счет наличия выходного сопротивления транзистора. И наконец, полезная часть выходного тока через проходной конденсатор поступает в оконечную нагрузку, на которой создает выходное напряжение сигнала. Коэффициент усиления каскада по напряжению K_u определяется как отношение напряжения сигнала на нагрузке к входному напряжению U_{ex} .

$$K_u = \frac{U_H}{U_{ex}} = \frac{I_H R_H}{I_{ex} R_{ex}} = K_i \frac{R_H}{R_{ex}}.$$

В зависимости от выбранных значений сопротивлений резисторов и параметров применяемых транзисторов K_i усилительного каскада может составлять от 30 до 90 % коэффициента усиления по току данного транзистора. Т.о.

$$K_u \approx kK_i \frac{R_H}{R_{ex}} \approx kSR_H,$$

где S – крутизна характеристики транзистора: $k \approx 0,3-0,9$ – поправочный коэффициент, учитывающий потери тока во входных и выходных цепях.

В схеме с общим эмиттером $\beta \approx$ десятки единиц, $R_{ex} \approx$ сотни Ом, поэтому $S \approx 30I_k$ и $K_u = (0,3 - 0,9)30I_k R_k \approx (9 - 27)I_k R_k$. Из формулы видно, что усиление по напряжению растет с

увеличением нагрузки и тока коллектора. Но этому есть предел, т.к. по мере увеличения сопротивления нагрузки ток через нагрузку уменьшается вследствие увеличения шунтирующего действия резистора R_k . Обычно стремятся к тому, чтобы сопротивление коллекторного резистора было, по крайней мере, в 1,5-3 раза больше сопротивления нагрузки. В свою очередь, сопротивление резистора R_k определяет режим работы транзистора по постоянному току. Чем меньше напряжение источника питания и чем больше ток коллектора, тем меньше должно быть сопротивление резистора R_k . (Например, при напряжении питания 4–9 В и токе коллектора ≈ 1 мА сопротивление коллектора ~ 2 –5 кОм и сопротивление нагрузки должно быть ~ 1 –3 кОм.)

Учитывая сказанное, можно считать, что усилитель по схеме с общим эмиттером целесообразно использовать при наличии относительно низкоомной нагрузки, например, входного сопротивления последующего каскада по схеме с общим эмиттером. Если при этом полагать, что транзисторы в данной схеме имеют примерно равное значение β , то можно допустить равенство $R_n \approx R_{ex}$ и $K_u \approx (0,3 - 0,9)\beta$. Приведенные формулы справедливы лишь в том случае, когда токостабилизирующий резистор в цепи эмиттера зашунтирован конденсатором, сопротивление которого на самой низшей частоте усиливаемого сигнала не менее выходного сопротивления эмиттерной цепи транзистора. Это условие выполняется, если емкость конденсатора $C_9 \geq 5000I_9 / f_n$.

Иногда резистор в цепи эмиттера не шунтируется конденсатором. Это делается в двух случаях: либо ток эмиттера очень большой и поэтому требуется конденсатор большой емкости, либо желательно действие отрицательной обратной связи. При отсутствии шунтирующего конденсатора C_9 усиление по напряжению не может быть больше некоторой величины K_{umax} даже при самых больших значениях β . К этому способу обычно прибегают тогда, когда нужно иметь усилитель, усиление по напряжению которого мало зависит от величины β транзисторов. Емкости проходных конденсаторов выбирают таким образом, чтобы их реактивное сопротивление на самых низких усиливаемых частотах f_n было меньше входного сопротивления

последующего каскада или окончной нагрузки, по крайней мере, в 5-6 раз.

Что касается выбора элементов смещения, то мы уже знаем, что для обеспечения необходимой стабильности режима при изменении температуры и смене транзистора необходимо, чтобы коэффициент нестабильности S_H был не более 3–5. Для схемы с общей базой

$$S_H \approx 1 + \frac{R_{\delta 1} R_{\delta 2}}{(R_{\delta 1} + R_{\delta 2}) R_3}.$$

Если учесть, что обычно $R_{\delta 1}$ в несколько раз больше $R_{\delta 2}$, то

$$S_H \approx 1 + \frac{R_{\delta 2}}{R_3}.$$

Таким образом, для обеспечения $S_H = 3 \div 5$ необходимо, чтобы $R_{\delta 2}$ было примерно в 2–4 раза больше R_3 , т.е. $R_{\delta 2} \approx (2-4)R_3$. В большинстве случаев можно ориентироваться на среднее значение $R_{\delta 2} \approx 3R_3$. С целью уменьшения шунтирующего влияния цепей смещения на входное сопротивление транзистора величина сопротивления $R_{\delta 2}$ обычно выбирается равной или большей 3–5 кОм. В этом случае $R_3 \approx 1-1,5$ кОм. При токе коллектора, равном 1 мА, постоянное напряжение на сопротивлении R_3 будет составлять около 1–1,5 В. Т.к. постоянное напряжение между коллектором и эмиттером выбирается равным не менее 2–3 В, то постоянное напряжение между коллектором и “минусом” источника питания должно составлять не менее 3–4,5 В. Таким образом, если ориентироваться на значение $R_k = 3-5$ кОм, то при токе коллектора 1 мА падение напряжения на нем будет 3–5 В и напряжение источника питания должно составлять около 6–9 В. Величина сопротивления $R_{\delta 1}$ может быть определена по приближенной формуле:

$$R_{\delta 1} \approx 0,8 \frac{E - I_3 R_3}{I_3 R_3} R_{\delta 2}.$$

С учетом выбранного значения $R_{\delta 2} \approx 3R_3$ и равенства $I_k \approx I_3$ получается более простая формула

$$R_{\delta 1} \approx 2,4 \frac{E - I_k R_3}{I_k}$$

при $R_3 \approx 1-1,5$ кОм и $R_{\delta 2} \approx 3R_3$.

5.4.2. Усилители с непосредственной связью

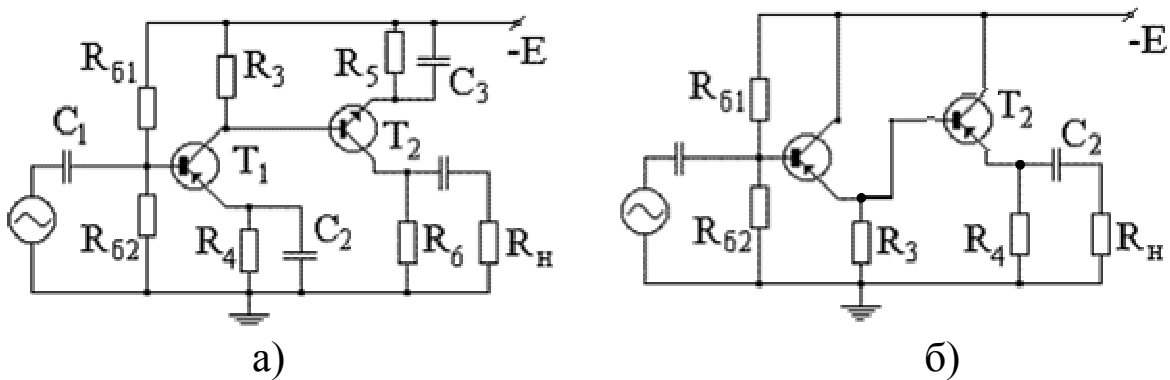


Рис.51. Схемы усилителей с непосредственной связью на транзисторах двух (а) и одного (б) типов проводимости

Особенностью усилителей с непосредственной связью является то, что для создания необходимого смещения на входном электроде последующего каскада используется постоянное напряжение на выходном электроде предшествующего каскада. Иными словами, роль делителя напряжения выполняет предшествующий каскад. На рис. 51, а показана схема двухкаскадного усилителя с непосредственной связью, использующая транзисторы разной проводимости. Оба транзистора включены по схеме с общим эмиттером. Работу первого каскада мы уже разбирали. Подключение базы транзистора T_2 непосредственно к коллектору T_1 позволяет исключить один проходной конденсатор и два резистора в цепи смещения второго транзистора. Если режим работы транзисторов одинаков, то можно считать, что $R_4 = R_5$ и $R_3 = R_6$. Но обычно непосредственная связь применяется в тех случаях, когда ток коллектора транзистора T_2 в несколько раз больше тока коллектора транзистора T_1 . При этом сопротивления R_5 и R_6 должны быть уменьшены во столько раз, во сколько раз отличаются токи коллекторов первого и второго транзисторов.

На рис. 51,б показана схема усилителя напряжения на двух р-п-р транзисторах, включенных по схеме с общим коллектором. Здесь база транзистора T_2 подключена непосредственно к эмиттеру транзистора T_1 , что также экономит расход деталей. Такая схема включения часто называется составным транзистором и применяется главным образом там, где требуется согласовать очень малое сопротивление нагрузки с большим сопротивлением источника сигнала. Так как усиление по

напряжению каждого каскада меньше единицы, то их общее усиление $\sim 0,8-0,9$.

В некоторых случаях оконечная нагрузка включается непосредственно в цепь эмиттера транзистора T_2 вместо резистора R_4 , что еще более упрощает схему усилителя. Но это возможно только тогда, когда сопротивление нагрузки R_H по постоянному току равно требуемому значению R_4 . В обычном варианте $R_4 \approx (1,5-3)R_H$, $R_3 \approx (3-5)R_4$, $R_2 \approx (3-5)R_3$. Основным достоинством рассмотренных схем апериодических усилителей напряжения с резисторно-емкостной и непосредственной связью является относительная простота их устройства и налаживания, а также возможность получить значительное усиление по току и напряжению в широком диапазоне частот. Но применение таких схем не всегда целесообразно, особенно при наличии низкоомной нагрузки. Поэтому в ряде случаев применяют трансформаторную связь как между отдельными каскадами, так и с оконечной нагрузкой.

5.5. Узкополосные усилители

5.5.1. Усилители напряжения с одиночным LC-контуром

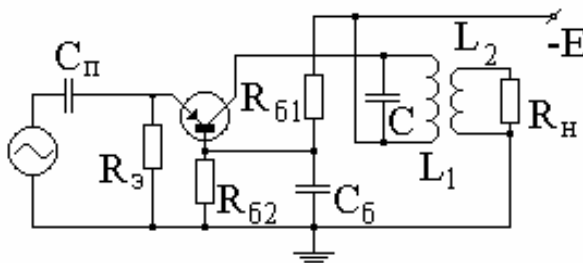


Рис. 52. Резонансный усилитель с общей базой

Избирательные усилители напряжения с одиночными LC-контурами выполняются главным образом по схемам с общей базой или общим эмиттером. Резонансный усилитель (рис. 52) по схеме с общей базой имеет много общего с рассмотренными ранее. Величины сопротивлений цепей смещения и стабилизации выбираются так же, как для рассмотренных ранее каскадов. База транзистора “заземлена” по переменному току конденсатором $C_б$, реактивное сопротивление которого на самой низкой частоте не должно превышать нескольких ом. Входной сигнал подается на эмиттер через C_n , величина которого обычно принимается равной $C_б$. В цепь коллектора включен контур LC, настроенный на

среднюю частоту полосы пропускания. Оконечная нагрузка каскада связана индуктивно с помощью катушки связи L_2 . Входное сопротивление каскада составляет несколько десятков ом и зависит в основном от I_k . Оценка дает $R_{ex} \approx 40/I_k$ Ом (I_k в мА). Выходное сопротивление может достигать сотен килоом. Выходная емкость каскада примерно равна емкости коллекторного перехода (для низкочастотных транзисторов ~ 30 – 50 пФ, для высокочастотных транзисторов ~ 10 пФ). Для повышения стабильности резонансной частоты, если контур полностью подключен к коллектору транзистора, величина емкости постоянного конденсатора контура берется примерно в 10–20 раз больше емкости коллекторного перехода, т.е. 300–500 пФ для низкочастотных и 100–200 пФ для высокочастотных транзисторов.

Коэффициент усиления по напряжению одного каскада

$$K_u = \sqrt{\frac{K_p \eta R_H}{R_{ex}}},$$

где K_p – коэффициент усиления по мощности; η – КПД резонансного контура.

В тех случаях, когда требуется возможно более полно реализовать избирательные свойства контура и в то же время получить достаточное усиление, связь контура с последующими каскадами выбирается оптимальной, что соответствует значению $\eta = 0,35$ – $0,45$. Если не требуется высокой избирательности и контур используется главным образом в качестве согласующего устройства, η берется примерно равным 0,8 и более. Нагрузкой каскада может быть также входное сопротивление последующего каскада по схеме с общим эмиттером или детектор. При наличии каскада с общим эмиттером, входное сопротивление которого примерно в β раз больше, чем у схемы с общей базой, усиление по напряжению возрастает примерно $\sqrt{\beta}$ раз, т.е.

$$K_u = \sqrt{\frac{K_p \eta R_H}{R_{ex}}} \sqrt{\beta}.$$

Когда нагрузкой каскада является детектор, связь контура с детектором выбирается в несколько раз больше оптимальной, что позволяет получить $\eta \approx 0,8$ и более. Если учесть, что входное сопротивление детектора составляет примерно 3–6 кОм, то

усиление дополнительно увеличивается в 10–15 раз (типичное значение $K_{u_i} \sim 100-300$). Необходимо отметить, что, несмотря на такие сравнительно высокие значения коэффициента усиления по напряжению каскада в схеме с общей базой, K_i для этой схемы близок к единице, и, следовательно, коэффициент усиления по мощности сравнительно невелик. Входное сопротивление каскада составляет 50–60 Ом, поэтому даже при малом входном напряжении входной ток сравнительно велик. Это приходится учитывать при согласовании каскадов. Низкое входное сопротивление каскада с общей базой и высокое эквивалентное резонансное сопротивление параллельного контура усложняет осуществление оптимальной связи между каскадами, т.к. коэффициент трансформации должен быть в десятки раз меньше единицы. Точно установить столь малое значение связи весьма затруднительно, т.к. L_1 содержит несколько десятков витков, а катушка связи L_2 должна состоять всего из одного – двух витков. Если нагрузкой контура является входное сопротивление каскада по схеме с общим эмиттером, то необходим трансформатор с коэффициентом трансформации

$$n \approx \frac{(0,5 - 0,7)\sqrt{\beta}}{\sqrt{K_{p \max}}},$$

где β – коэффициент усиления по току следующего каскада.

Для реализации максимально допустимого коэффициента усиления по мощности необходимо, чтобы вносимое в контур сопротивление было примерно равно собственному резонансному сопротивлению ненагруженного контура, т.е. $R_0 = \rho Q_0 \approx R_H/n^2$. Таким образом, чем большим усилением обладает транзистор, тем больше должно быть резонансное сопротивление контура.

5.5.2. Резонансный усилитель по схеме с общим эмиттером

Схема усилителя с общей базой обладает высокой устойчивостью и стабильностью в работе, но низкое входное сопротивление ограничивает ее широкое применение. Последовательное соединение резонансных каскадов по схеме с общей базой применяется в основном в тех случаях, когда рабочая частота всего в несколько раз ниже максимальной частоты генерации транзистора. Если частота сигнала много меньше частоты генерации транзистора, то лучшие результаты

можно получить, используя резонансный усилитель по схеме с общим эмиттером (рис. 53).

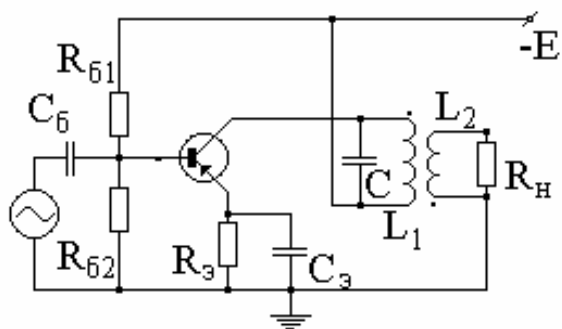


Рис. 53. Резонансный усилитель с общим эмиттером

Резонансный каскад с общим эмиттером на частотах, в несколько раз меньших максимальной частоты применяемого транзистора, имеет входное сопротивление и коэффициент усиления по мощности в несколько раз больше, чем у каскадов с общей базой. Но полностью реализовать эти преимущества резонансного усилителя с общим эмиттером затруднительно в связи с влиянием емкости коллекторного перехода, создающей сильную внутреннюю обратную связь, которая практически отсутствует в каскадах с общей базой. Поэтому нужно принимать различные меры предосторожности, чтобы не допустить самовозбуждения схемы и искажения резонансной характеристики.

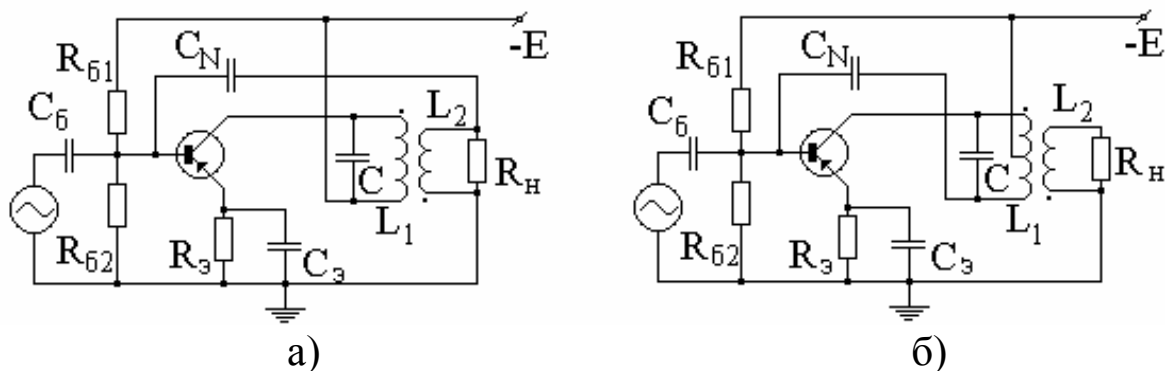


Рис. 54. Резонансный усилитель с общим эмиттером с корректирующим конденсатором в выходной (а) и входной (б) цепи катушки связи)

Уменьшение влияния внутренней обратной связи проводится с помощью внешнего конденсатора C_N . Напряжение, подаваемое на него, должно быть в противофазе с напряжением на емкости коллекторного перехода. Конденсатор C_N (рис. 54, а)

включается между базой и катушкой связи, полярность включения обеспечивает изменение фазы выходного напряжения на 180^0 по сравнению с напряжением на коллекторе.

Для того чтобы токи, проходящие через емкости C_N и C_K , были равны между собой по абсолютной величине, необходимо, чтобы емкость конденсатора C_N была во столько раз больше C_K , во сколько напряжение на коллекторе больше, чем напряжение на катушке связи:

$$C_N \approx C_K \frac{1}{n} = C_K \frac{\omega_k}{\omega_c},$$

где ω_k , ω_c – число витков контурной катушки и катушки связи.

В схеме на рис. 54, б C_N включается между базой транзистора и свободным концом катушки контура.

$$C_N = C_K \frac{\omega_k}{\omega - \omega_k},$$

где ω_k – число витков, включенных между коллектором и отводом, ω – общее число витков контурной катушки.

Обычно отвод, к которому подводится напряжение питания, делается от середины общего количества витков контурной катушки. В этом случае $C_N = C_K$. Для того чтобы сохранить требуемую величину нагрузки в цепи коллектора при частичном включении контура, необходимо увеличить характеристическое сопротивление последнего. Это достигается увеличением числа витков контурной катушки и уменьшением общей емкости контура. Повысить устойчивость резонансного каскада по схеме с общим эмиттером можно и не прибегая к применению нейтрализующих конденсаторов, а расположив перед резонансным каскадом апериодический каскад с резисторно-емкостной или непосредственной связью. Такое сочетание резонансных и апериодических каскадов называется каскодным усилителем.

5.6. Каскодные усилители напряжения

Наибольшее распространение получили каскодные усилители по схеме общий эмиттер – общая база, которые характеризуются высоким усилением и устойчивостью в работе (рис. 55).

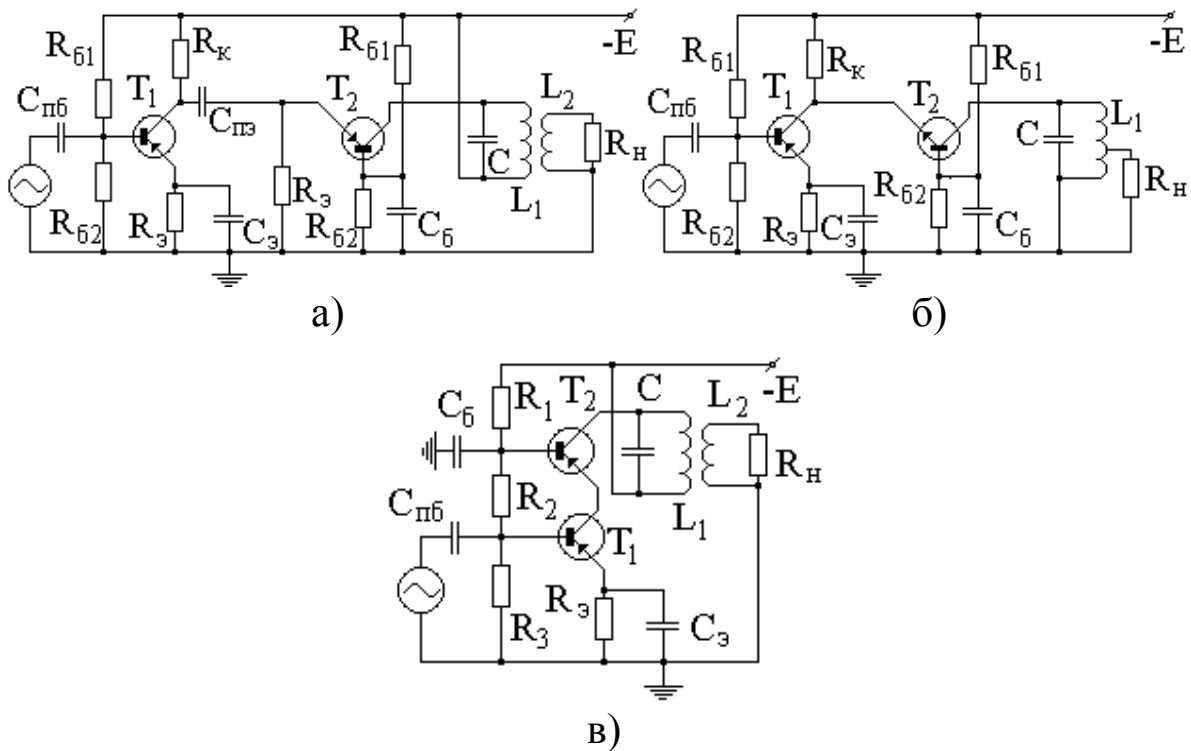


Рис. 55. Каскодные избирательные усилители напряжения по схеме «общий эмиттер – общая база» при параллельном питании по постоянному току (а, б) и последовательном питании (в)

Усилительные свойства всех трех схем примерно одинаковы. Параллельная схема применяется при сравнительно низком напряжении питания (3–4 В), а последовательная – при высоком (8–12 В). Достоинство схемы (б) заключается в том, что использование транзисторов разной проводимости позволило уменьшить число деталей и заземлить конец катушки L_1 . Схема (в) экономно расходует источник питания, так как один и тот же ток последовательно проходит через оба транзистора. Кроме того, здесь более высокая стабильность режима работы обоих транзисторов за счет взаимной стабилизации каскадов. При последовательном питании напряжение между коллектором и эмиттером транзистора T_2 должно быть больше чем соответствующее напряжение транзистора T_1 . Для определения возможностей каскодной схемы рассмотрим усилитель по схеме (б). Здесь входной сигнал подается на базу транзистора T_1 через переходную емкость $C_{пб}$. Величина R_K выбирается в 10–20 раз больше входного сопротивления схемы с общей базой и обычно лежит в пределах 500–1000 Ом. Поэтому можно считать, что переменный ток коллектора транзистора T_1 полностью поступает

в цепь эмиттера транзистора T_2 . В этом случае коэффициент усиления по току первого каскада будет близок к величине $(0,8-0,9)\beta$. Т.е.

$$K_u \approx (0,8 - 0,9)\beta \frac{R_{ex2}}{R_{ex1}},$$

где R_{ex1} и R_{ex2} – входные сопротивления первого и второго каскадов, соответственно.

Известно, что входное сопротивление каскада по схеме с общим эмиттером примерно в $0,8\beta$ раз больше, чем входное сопротивление каскада по схеме с общей базой. Таким образом, усиление по напряжению в данном случае

$$K_{u1} \approx (0,8 - 0,9)\beta \frac{1}{0,8\beta} \approx 1.$$

Следовательно, $K_u = K_{u1}K_{u2} \approx K_{u2}$.

Ранее мы записывали, что $K_u = \sqrt{\frac{K_p \eta R_n}{R_{ex}}}$. Оценки для

каскадного усилителя на транзисторах при $\beta \approx 25$ и $K_{pmax} \approx 650$ на частоте 465 кГц коэффициент усиления:

≈ 20 при нагрузке на каскад с общей базой;

$\approx 60-80$ при нагрузке на каскад с общим эмиттером;

$\approx 250-370$ при нагрузке на входное сопротивление детектора.

Если две каскадные схемы включить последовательно друг за другом, то общий коэффициент усиления по напряжению может составить несколько тысяч.

5.7. Усилители мощности

Принято считать усилителем мощности каскады, у которых полезная мощность, выделяемая в нагрузке, соизмерима с максимально допустимой мощностью, рассеиваемой транзистором. В соответствии с этим усилители могут быть малой мощности ($<0,3$ Вт), средней мощности ($0,3-3$ Вт) и большой мощности (>3 Вт). Чаще всего приходится иметь дело с усилителями мощности относительно низких частот, от нескольких десятков герц до нескольких десятков килогерц. Обеспечить равномерное усиление в столь широком диапазоне частот можно только с помощью широкополосных

апериодических усилителей мощности. Усилители мощности могут быть одноктактными и двухтактными. *Одноктактным называется каскад, имеющий один или несколько транзисторов, включенных параллельно и работающих непрерывно. В двухтактных усилителях имеется четное количество транзисторов, которые разбиты на две группы или два плеча, работающие поочередно, последовательно во времени.* Другой важной характеристикой является положение рабочей точки на характеристике транзистора. Одноктактный каскад может иметь либо фиксированное смещение, не изменяющееся в процессе работы, либо переменное, которое может меняться вручную или автоматически. В последнем случае режим называется “скользящей рабочей точкой”.

5.7.1. Одноктактные усилители мощности

Это наиболее простые усилители, содержащие обычно один транзистор. Чаще всего они имеют выходной согласующий трансформатор, позволяющий обеспечить согласование с нагрузкой (рис. 56). На рисунке элементы смещения не показаны, а здесь и далее мы будем считать, что усиливаемая частота много ниже предельной частоты транзистора. Максимальная неискаженная мощность сигнала, поступающая в выходной трансформатор

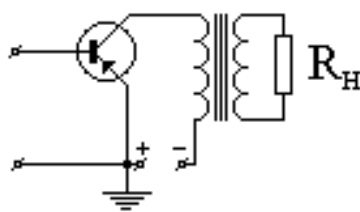


Рис. 56. Одноктактный усилитель мощности с согласующим трансформатором

$$P_{\text{вых.мах}} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{мах}}^2}{R_{\text{кн}}},$$

где $U_{\text{мах}} = E - \Delta U$ – максимальная амплитуда напряжения сигнала на первичной обмотке трансформатора; ΔU – минимальное напряжение на коллекторе, при котором транзистор еще обладает усилительными свойствами; $R_{\text{кн}} = R/n^2$ – сопротивление коллекторной нагрузки; n – коэффициент трансформации.

Постоянный ток коллектора I_0 устанавливается таким образом, чтобы начальное положение рабочей точки транзистора находилось на середине нагрузочной характеристики. Оптимальное положение соответствует $I_0 = \frac{E - \Delta U}{R_{кн}}$.

На транзисторы, используемые в усилителях мощности по одноконтурной схеме, накладываются следующие ограничения:

- I_0 не должен превосходить максимально допустимого тока коллектора в режиме усиления ($I_0 \leq I_{кдоп}$);
- напряжение источника питания не должно быть больше половины максимально допустимого напряжения на коллекторе ($E_0 \leq 0,5U_{кдоп}$);
- мощность, постоянно рассеиваемая на коллекторе, не должна превосходить своего максимально допустимого значения ($P_k = I_0 E \leq P_{кдоп}$).

Таким образом, использование для построения усилителей мощности одноконтурных схем, работающих в режиме А, является неэффективным. Наиболее предпочтительными являются схемы, в которых транзисторы работают в режимах В и АВ, так как в таких схемах существенно снижается мощность, рассеиваемая транзисторами в режиме покоя усилителя при отсутствии входного сигнала.

5.7.2. Двухтактные усилители мощности с трансформаторным входом и выходом

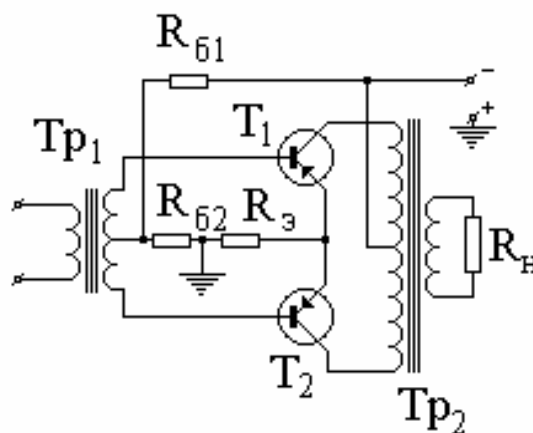


Рис. 57. Двухтактный усилитель мощности с согласующим трансформатором

Для получения большей выходной мощности обычно применяют двухтактные усилители, отличающиеся высоким КПД и лучшим использованием возможностей транзисторов. Двухтактный усилитель (рис. 57) представляет собой сочетание двух одинаковых однотактных каскадов с общей нагрузкой, при этом напряжение сигнала на входы этих каскадов подается в противофазе. Это значит, что, когда ток одного транзистора увеличивается, ток другого уменьшается и может даже совсем прекратиться. Напряжение сигнала на базы транзисторов подается в противофазе относительно средней точки вторичной обмотки входного трансформатора Tr_1 , на которую подается начальное смещение. Режим транзисторов по постоянному току обеспечивается соответствующими величинами $R_{\beta 1}$, $R_{\beta 2}$ и R_3 . Усиленный сигнал с коллекторов транзисторов поступает в первичную обмотку выходного трансформатора Tr_2 , который и обеспечивает согласование с низкоомной нагрузкой. Максимальная неискаженная выходная мощность, поступающая в

выходной трансформатор, определяется как $P_{выхmax} = \frac{U_{max}^2}{R_{кн}}$

(т.е. вдвое больше, чем у однотактного усилителя). Среднее значение постоянного тока, протекающего через каждый из

транзисторов, $I_{cp} = I_0 + \frac{1}{\pi} I_{кmax}$. Если при этом считать, что оба транзистора имеют одинаковые параметры, то общий средний ток при работе с максимальной мощностью будет вдвое больше.

Мощность, рассеиваемая транзисторами, работающими в классе АВ, имеет две составляющие. Первая обусловлена протеканием постоянного тока I_0 и примерно в 20–50 раз меньше величины $P_{выхmax}$. Вторая составляющая связана с потерями энергии усиленного сигнала в области коллекторного перехода. Теоретически ее величина может быть меньше $P_{выхmax}$ в 3,5 раза, но практически получается значение 2,5–3. Так как транзисторы работают по очереди, то рассеиваемая мощность делится между ними поровну. Следовательно, максимальная величина мощности, рассеиваемая каждым транзистором, примерно в 4–5 раз меньше максимальной выходной мощности, или другими словами – двухтактный усилитель класса АВ может обеспечить максимальную выходную мощность почти в 4–5 раз больше

допустимой мощности, рассеиваемой одним транзистором. На практике $P_{вых.мах}$ не делается более $(1,5 \div 2,0)P_{кдоп}$ из-за увеличения искажений и уменьшения β при больших токах.

5.7.3. Двухтактные усилители мощности с бестрансформаторным выходом

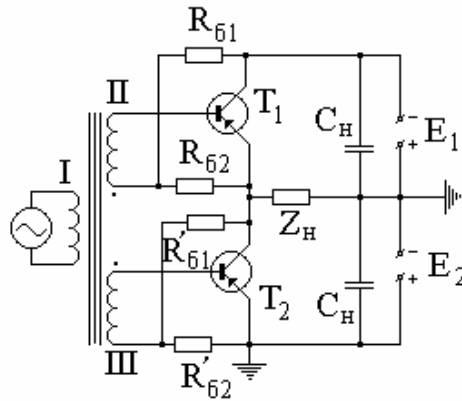


Рис. 58. Двухтактный усилитель мощности с бестрансформаторным выходом

Усилители этого типа (рис. 58) нашли широкое применение благодаря простоте, высокому КПД и отсутствию громоздкого выходного трансформатора. Главной особенностью таких усилителей является последовательное питание транзисторов по постоянному току и параллельное – по переменному. Это требует повысить напряжение питания до величин $E_{кмах}$, применяемых в выходном каскаде транзисторов. Получили распространение каскады с общим эмиттером и общим коллектором на одинарных или составных транзисторах. Каскады по схеме с общим эмиттером обеспечивают значительное усиление как по напряжению, так и по мощности. Каскады по схеме с общим коллектором обеспечивают достаточное усиление по мощности и не дают усиления по напряжению, но зато имеют малые искажения сигнала по сравнению с каскадами с общим эмиттером. В данной схеме транзисторы T_1 и T_2 включены по схеме с общим эмиттером. Особенностью схемы является наличие двух одинаковых по напряжению и мощности источников питания E_1 и E_2 , включенных последовательно. Последовательно по постоянному току включены и оба транзистора, вследствие чего оказывается возможным заземлить среднюю точку источников питания, а вместе с ней и один из выводов сопротивления нагрузки Z_n . За счет того, что входное

напряжение к каждому транзистору подводится от отдельной обмотки трансформатора, по отношению к нагрузке транзисторы T_1 и T_2 оказываются включенными по схеме с общим эмиттером. Для уменьшения влияния внутреннего сопротивления источников питания на работу каскада последние зашунтированы по переменному току конденсаторами C_n , имеющими большую емкость. Наличие двух отдельных обмоток II и III во входном трансформаторе потребовало применения отдельных делителей напряжения смещения в базовых цепях каждого транзистора. Следует подчеркнуть, что качество работы каскада во многом зависит от правильного выбора сопротивлений этих резисторов, который делается из следующих соображений.

Во-первых, постоянный ток через делители напряжения должен быть не меньше максимального тока базы, который, в свою очередь, в β раз меньше максимального тока коллектора и в β/π раз меньше максимального потребляемого тока I_0 .

$$I_{\partial} \geq I_{бmax} = \frac{I_{кmax}}{\beta} = \pi \frac{I_{0max}}{\beta}.$$

Если ориентироваться на значение $\beta \approx 30$, $I_{\partial} \approx 0,1I_{0max}$, то зная величину требуемого тока делителя напряжения и напряжение смещения между базой и эмиттером транзисторов $U_{бэ}$, легко получить

$$R_{б2} = \frac{U_{бэ}}{I_{\partial}}.$$

$$\text{В свою очередь, } R_{б1} = \frac{E}{2 \cdot 0,1I_0} - R_{б2} \approx \frac{5E}{I_0} - R_{б2}.$$

Таким образом, для расчета элементов схемы смещения необходимо знать напряжение питания и величину максимального тока, потребляемого каскадом. Эти величины, в свою очередь, определяются сопротивлением нагрузки и максимальной выходной мощностью каскада.

К недостатку данного усилителя можно отнести наличие входного согласующего трансформатора, который должен отвечать весьма высоким требованиям по симметричности выходных напряжений. В этом отношении более простыми по устройству являются бестрансформаторные усилители.

5.7.4. Бестрансформаторные усилители мощности

Характерной особенностью бестрансформаторных усилителей (рис. 59) является использование транзисторов разного типа проводимости. Именно поэтому можно отказаться от входных трансформаторов, но при этом приходится включать транзисторы по схеме с общим коллектором, что не позволяет в полной мере реализовать потенциальные возможности транзисторов. На схеме (а) показан наиболее простой усилитель. Он выполнен на двух транзисторах различной проводимости, которые по постоянному току включены последовательно. Нагрузка включается через проходной конденсатор $C_{пн}$ между эмиттерами транзисторов и одним из полюсов источника питания. Минимальное значение емкости (в мкФ) определяется как:

$$C_{пн} \approx \frac{0,015}{Z_{н} f_{\min}}$$

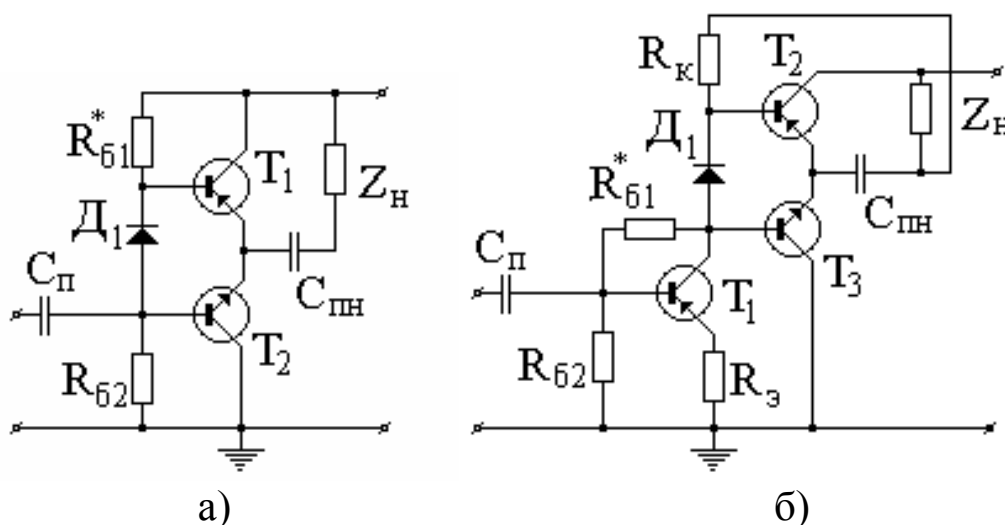


Рис. 59. Простейший (а) бестрансформаторный усилитель мощности и усилитель с дополнительным входным каскадом (б)

Начальное смещение на базах транзисторов относительно их эмиттеров создается с помощью делителя R_{61} , R_{62} и диода D_1 , включенного между ними в прямом направлении. В данном случае диод используется в качестве стабилизатора напряжения смещения, осуществляющего температурную стабилизацию тока покоя каскада. Ток через диод устанавливается равным примерно $1/3$ от тока покоя транзисторов, который, в свою очередь,

принимается равным $1/20$ от максимального тока коллектора. Для определения $R_{\delta 1}$ и $R_{\delta 2}$ для $\beta \geq 30$ можно воспользоваться приближенной формулой:

$$R_{\delta 1} = R_{\delta 2} \approx 30 \frac{E}{I_0}.$$

Недостатком этой схемы является малое усиление напряжения ($K_u \approx 0,7-0,9$). Поэтому для получения максимальной выходной мощности требуется подать на вход напряжение $\sim 70\%$ от напряжения питания. Напряжение входного сигнала может повышаться с помощью дополнительного трансформатора на входе, вторичная обмотка которого содержит в 3-5 раз большее число витков, чем первичная. В данном случае трансформатор требуется однофазный, т.е. с одной вторичной обмоткой. К этому трансформатору не предъявляется каких-либо специальных требований, важно лишь то, чтобы его обмотки имели соответствующее реактивное сопротивление и необходимый коэффициент трансформации.

На рис. 59,б показан другой вариант схемы, где в качестве усилителя напряжения сигнала используется дополнительный каскад на транзисторе T_1 по схеме с общим эмиттером. Начальное смещение на базу транзистора T_1 создается резистором $R_{\delta 1}$, включенным между коллектором и базой этого транзистора, и стабилизируется путем включения дополнительных резисторов $R_{\delta 2}, R_9$.

Особенностью данной схемы является то, что коллекторный резистор R_k подключен не непосредственно к минусу источника питания, а через сопротивление нагрузки. Такое включение позволяет компенсировать примерно 90-95% потерь тока в предварительном каскаде усиления на транзисторе T_1 за счет мощности выходного сигнала каскада на транзисторах T_2 и T_3 . Т.е. часть выходной мощности усилителя идет на дополнительное питание предварительного каскада, из-за чего повышается амплитуда сигнала на входе оконечного каскада. Теоретически амплитуда может достигать 45-48% от напряжения источника питания. Это не 70%, которые требуются для полной "раскачки" оконечного каскада, но и не 25-30%, которые мог бы дать каскад на транзисторе T_1 при обычной схеме включения.

Для стабильной работы каскада с малыми искажениями необходимо выполнение следующих требований:

- постоянный ток коллектора транзистора T_1 должен составлять не менее одной трети от начального значения коллекторного тока выходных транзисторов;
- постоянное напряжение на эмиттерах выходных транзисторов должно быть равно половине напряжения источника питания.

Первое условие удовлетворяется выбором соответствующих значений сопротивления резисторов $R_{\delta 1}$, $R_{\delta 2}$, R_3 . Второе – путем выбора сопротивления R_3 так, чтобы $I_{к1}(2R_k + R_3) = E$. Обычно величина $R_3 \approx 0,1R_k$. Более точно величина напряжения на эмиттерах устанавливается уже при регулировке собранного усилителя изменением в небольших пределах тока транзистора T_1 путем подбора $R_{\delta 1}$. Достоинством рассмотренных усилителей является простота и отсутствие трансформаторов. Недостатком – малое входное сопротивление выходного каскада (т.к. каждый из транзисторов T_2 и T_3 включены по схеме с общим коллектором, и входное сопротивление каскада всего в β раз больше сопротивления оконечной нагрузки, при $\beta \sim 30$ и $R_n = 6$ Ом входное сопротивление будет около 180 Ом). С целью повышения входного сопротивления можно рекомендовать применение транзисторов с большим β , но включив дополнительный каскад по схеме с общим коллектором (рис. 60).

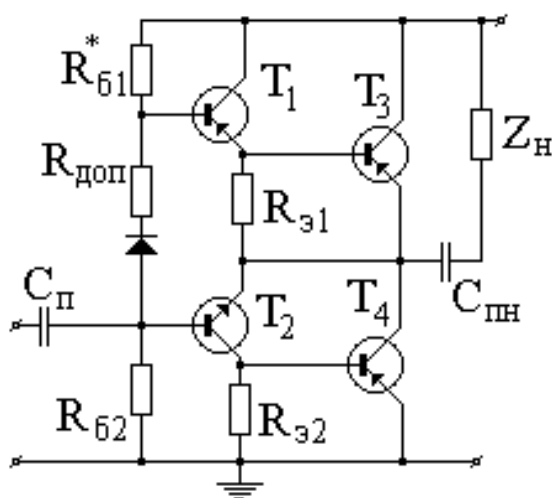


Рис. 60. Бестрансформаторный усилитель мощности с дополнительным каскадом

Этот усилитель отличается тем, что каждое плечо оконечного каскада состоит из двух последовательно соединенных эмиттерных повторителей $T_1 T_3$ и $T_2 T_4$, причем первая пара транзисторов р-п-р проводимости, а вторая п-р-п и р-п-р. Применение составных эмиттерных повторителей позволяет повысить входное сопротивление каскада, по крайней мере, в 10–20 раз. Кроме того, облегчаются условия для использования низкочастотных транзисторов большой мощности, которые имеют проводимость одного типа р-п-р. Добавление дополнительных транзисторов требует включения между базами и эмиттерами транзисторов T_3 и T_4 шунтирующих резисторов $R_{э1}$ и $R_{э2}$, что необходимо для нормальной работы всех транзисторов при малых сигналах. Кроме того, для повышения напряжения начального смещения последовательно с диодом D_1 обычно включают дополнительный резистор $R_{дон}$ на 100–150 Ом, точное значение которого подбирается при налаживании усилителя. Его величина влияет, в частности, на ток покоя оконечных транзисторов.

5.8. Дифференциальные усилители

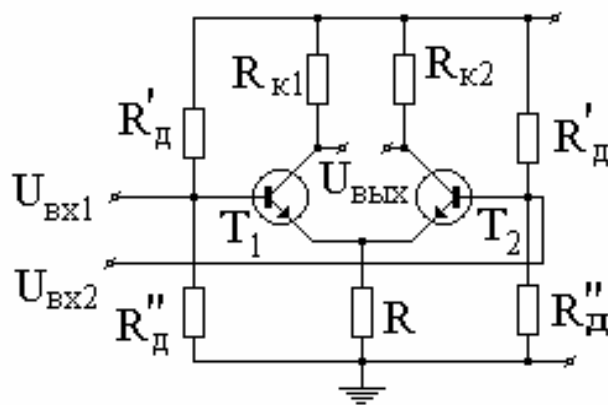


Рис. 61. Дифференциальный каскад

Дифференциальным каскадом (усилителем) называют усилитель электрических колебаний, выходное напряжение которого зависит не от абсолютных значений входных сигналов, а от их взаимного приращения. Такие усилители были разработаны, когда потребовалось обрабатывать сигналы инфранизких частот (постоянного тока), для усиления которых обычные схемы усилительных каскадов с разделительными и блокирующими конденсаторами оказались малопригодными из-за

необходимости использования конденсаторов большой емкости, а следовательно, и больших габаритных размеров.

Рассмотрим принцип работы дифференциального каскада (рис. 61). Входные сигналы подаются на базы транзисторов T_1 и T_2 относительно общей точки (земли), а выходной сигнал снимается между коллекторами T_1 и T_2 . При анализе работы дифференциального каскада часто используют понятия синфазного и противофазного (дифференциального) входного сигнала. Если на базы транзисторов поступает одинаковый по величине и фазе сигнал, то его называют синфазным. Если фазы колебаний на базах отличаются на 180° , то сигнал считается противофазным.

Синфазный входной сигнал вызовет одинаковые по абсолютной величине и знаку приращения эмиттерных токов транзисторов. В результате, при строго симметричной схеме, потенциалы коллекторов T_1 и T_2 изменятся на одинаковую величину, а разность между ними не изменится, т.е. выходное напряжение каскада останется равным нулю, как и в исходном состоянии. *Т.е. каскад не реагирует (по выходу) на синфазный сигнал.* В то же время одинаковые приращения эмиттерных токов вызовут на резисторе R приращение напряжения, которое явится напряжением ООС. Появление ООС приводит к уменьшению изменения потенциалов коллекторов транзисторов по сравнению со случаем, когда $R_3 = 0$, или к подавлению синфазного сигнала. При прочих равных условиях, подавление синфазного сигнала будет тем сильнее, чем больше величина сопротивления R . При дифференциальном сигнале токи каждого из транзисторов получают одинаковые по абсолютной величине, но разные по знаку приращения. Разность потенциалов коллекторов будет отличной от нуля, т.е. появится выходной сигнал. Изменения напряжения на сопротивлении R при дифференциальном входном сигнале не произойдет, так как ток, протекающий через резистор и равный сумме эмиттерных токов T_1 и T_2 , не изменится. Т.о. в идеальном случае схема не реагирует на синфазный сигнал и реагирует на противофазный (дифференциальный).

Как уже было отмечено, увеличение сопротивления R способствует подавлению синфазных (паразитных) сигналов. Поэтому величина R должна быть как можно большей, но при этом уменьшится ток покоя транзисторов и, как следствие,

ухудшится температурная и временная стабильность усилителя. В результате возникает необходимость увеличивать напряжение питания, что не всегда желательно. Следует заметить, что сопротивление в цепи эмиттера должно быть большим не для постоянной составляющей тока, а для его приращений (т.е. переменной составляющей). Поэтому в дифференциальном каскаде сопротивление R заменяют на транзистор (рис. 62, а). Для компенсации изменения тока через транзистор за счёт воздействия температуры в цепь базового делителя вводится прямосмещенный n-p переход (диод D_1).

При этой замене используют свойство транзистора, работающего в активном режиме, заключающееся в том, что сопротивление транзистора переменному току $R_{\approx} = \frac{\Delta U_k}{\Delta I_k}$ и

постоянному току $R_{=} = \frac{U_{ок}}{I_{ок}}$ существенно разные, причем

$R_{\approx} \gg R_{=}$ (рис. 62, б).

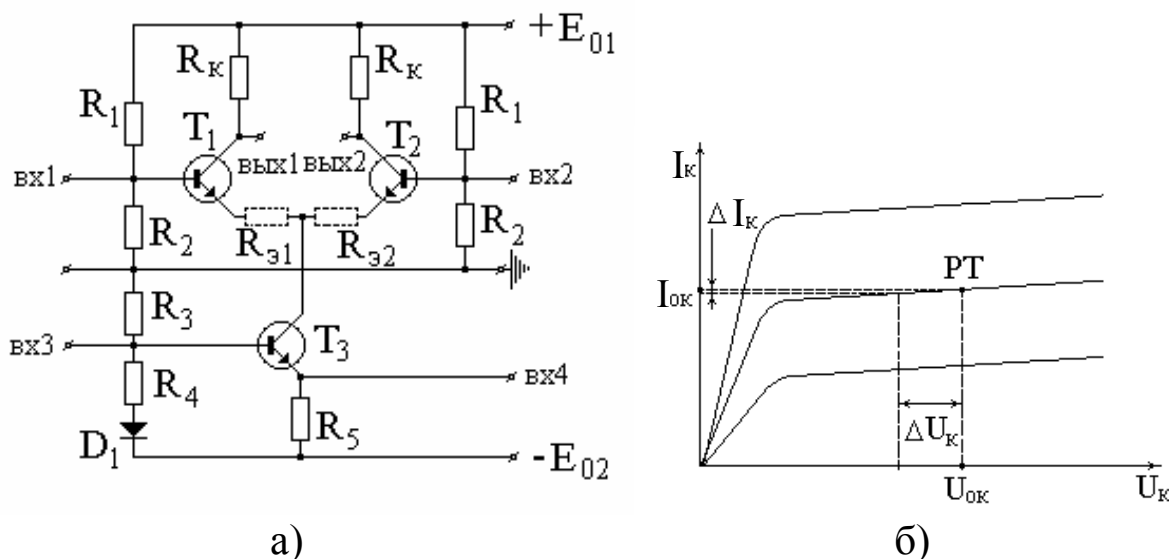


Рис. 62. Дифференциальный каскад с транзистором в качестве сопротивления обратной связи (а) и выходные ВАХ транзистора (б)

Рассмотрим возможные варианты подачи входных и снятия выходных сигналов в схеме дифференциального каскада.

Входной сигнал подается на $vx1$ и $vx2$ (рис. 62, а). Источник сигнала при этом должен иметь оба выходных полюса, изолированных от общей точки схемы, или симметричный относительно общей точки выход. Такая подача входных сигналов

считается симметричной, а вход дифференциального каскада называется симметричным.

1. Входной сигнал подается на $vx1$ (или $vx2$) относительно общей точки схемы. В этом случае вход дифференциального каскада называется несимметричным. При несимметричном входе свободная входная клемма должна быть заземлена (по крайней мере, на частоте сигнала).
2. Входной сигнал может подаваться на $vx3$ или $vx4$ относительно общей точки. Если источник сигнала имеет оба изолированных выходных полюса, то входной сигнал можно подавать между $vx3$ и $vx4$.

Выходной сигнал может сниматься как между точками $вых1$ и $вых2$ (симметричный выход), так и с любой из этих точек относительно земли (несимметричный выход). Поскольку при подаче сигнала на $vx1$ относительно земли фаза сигнала на $vx2$ совпадает с фазой входного сигнала, а на $вых1$ отличается на 180° , то принято говорить, что $вых1$ является инвертирующим, а $Вых2$ – неинвертирующим. Аналогично $вых2$ является инвертирующим, а $вых1$ неинвертирующим для $vx2$.

Если на входы транзистора T_3 сигналы не подаются, то этот транзистор является генератором стабильного тока (ГСТ), внутреннее сопротивление которого примерно равно дифференциальному сопротивлению R_{\approx} транзистора T_3 в рабочей точке. В достаточно широкой области частот величина этого сопротивления оказывается существенно больше других сопротивлений, которые входят в схему дифференциального каскада, и поэтому стабилизирующие свойства его очень велики.

Другие варианты использования транзистора в качестве сопротивления обратной связи дифференциального каскада приведены на рис. 63. Наиболее предпочтительным является использование схемы токового зеркала Уилсона (рис. 63, в).

При таком включении для транзистора $VT2$ выполняется соотношение:

$$U_{кэ} = U_{бэ} > U_{кэ.нас}.$$

Следовательно, транзистор $VT2$ ненасыщен. Поскольку

$$U_{бэ1} = U_{бэ2},$$

то при хорошо согласованных по параметрам транзисторах (что легко реализуется в интегральных схемах)

$$I_{\delta 1} = I_{\delta 2} = I_{\delta} \text{ и } I_{\kappa 1} = I_{\kappa 2} = \beta I_{\delta}.$$

При этом

$$I_{\text{вх}} = \beta I_{\delta} + 2I_{\delta} \text{ и } I_{\text{вых}} = I_{\Gamma} = \beta I_{\delta}.$$

Отсюда

$$I_{\text{вых}} = \beta I_{\text{вх}} / (\beta + 2) \sim I_{\text{вх}}.$$

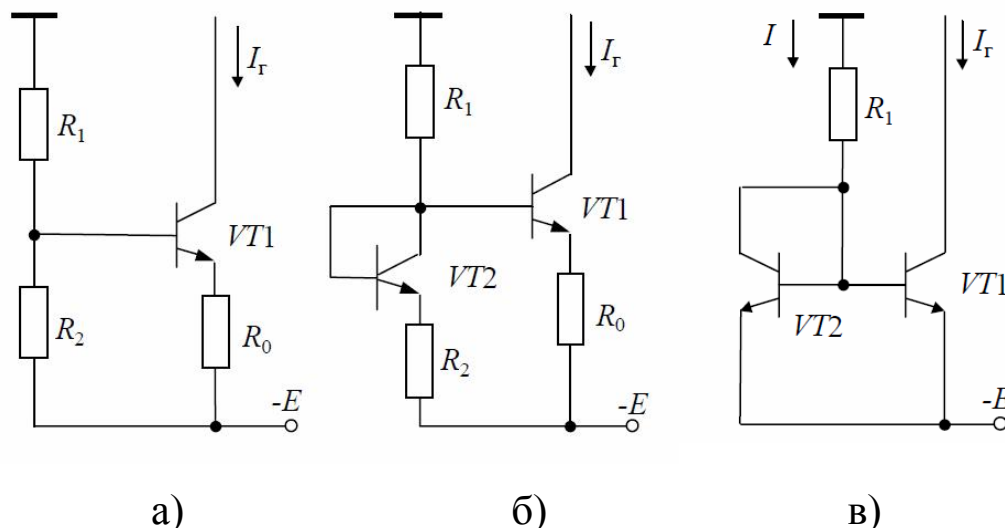


Рис. 63. Варианты использования транзистора в качестве сопротивления обратной связи дифференциального каскада: а – без термокомпенсации; в – с термокомпенсацией на основе перехода Э-Б; б – токовое зеркало Уилсона

Таким образом, выходной ток схемы почти повторяет входной, почему эта схема и называется токовым зеркалом. Использование токовых зеркал в качестве динамической нагрузки дифференциального каскада и в качестве источника тока в цепи эмиттеров позволяет получить коэффициент усиления входного дифференциального напряжения на одном каскаде свыше 5000 (при условии, что нагрузка на выходе усилителя отсутствует) и КОСС свыше 100 000 (100 дБ).

5.9. Операционные усилители

Операционным усилителем называют усилитель, имеющий в идеальном случае следующие параметры и характеристики:

- 1) коэффициент усиления по напряжению, стремящийся к бесконечности;

- 2) АЧХ с граничными частотами, равными нулю и бесконечности;
- 3) бесконечно большое входное и нулевое выходное сопротивление;
- 4) ОУ должен иметь дифференциальный вход и однотактный выход.

В практических схемах ОУ всегда используется с цепями обратной связи. Простейший вариант включения ОУ, в котором цепь обратной связи образована резистором R_2 , показан на рис. 64.

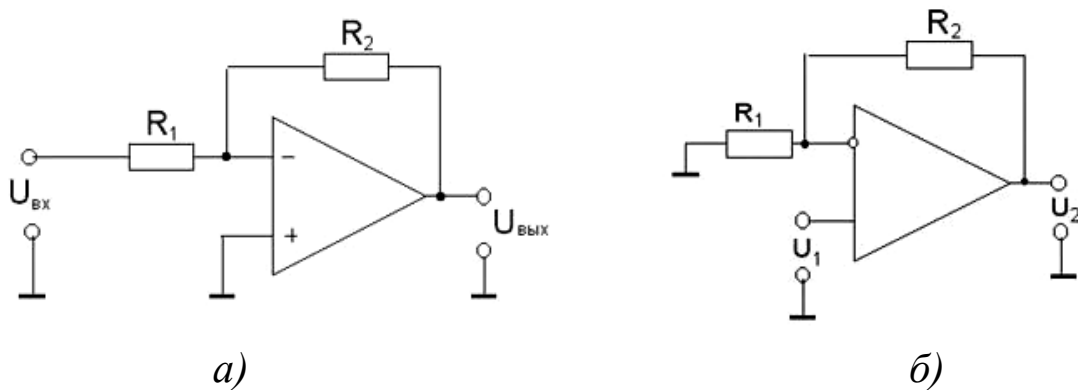


Рис. 64. Инвертирующее (а) и неинвертирующее (б) включение операционного усилителя

Найдем коэффициент усиления ОУ. Считая коэффициент усиления ОУ не охваченного цепью ООС (K_0) бесконечно большим, $R_{вх} = \infty$ и $R_{вых} = 0$ можно получить следующие выражения для инверсного и прямого включения соответственно:

$$K_{инв} = \frac{U_{вых}}{U_2} = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + (1 + \frac{R_2}{R_1})K_0^{-1}} \approx -\frac{R_2}{R_1}; \quad K_{прям} = \frac{U_{вых}}{U_2} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Из этого выражения видно, что для идеального ОУ в такой схеме включения, коэффициент усиления определяется только параметрами цепи ОС и, следовательно, стабильность усиления зависит лишь от стабильности элементов, обеспечивающих обратную связь. Если заменить R_1 и R_2 на комплексные сопротивления, то можно получить нужный вид амплитудно-частотной характеристики. Полученное соотношение справедливо с точностью до единиц процента при следующих условиях: $K_0 \gg K$, $R_{вх} \gg R_1$, $R_{вых} \ll R_{н}R_2/(R_{н}+R_2)$.

Типичную схему ОУ (рис. 65) можно разбить на несколько участков:

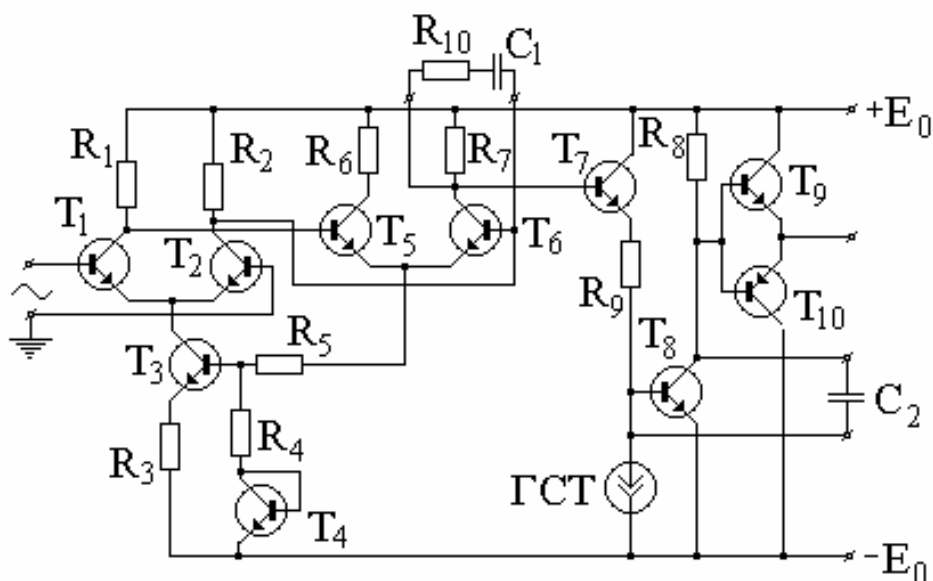


Рис. 65. Схема операционного усилителя

1. Входной дифференциальный каскад на транзисторах T_1 , T_2 , T_3 , T_4 с сопротивлениями R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 . Транзистор T_4 используется в качестве диода. Для обеспечения большого входного сопротивления токи коллекторов (и эмиттеров) выбираются достаточно малыми (\approx десятки микроампер), что определяет малую крутизну вольт-амперной характеристики. Часто для повышения входного сопротивления первый дифференциальный каскад выполняется на полевых транзисторах.
2. Второй дифференциальный каскад на транзисторах T_5 и T_6 , эмиттеры которых связаны со схемой генератора стабильного тока (ГСТ) входного дифференциального каскада. Этот каскад служит для обеспечения большого коэффициента усиления по напряжению.
3. Двухтактный выходной каскад собран на транзисторах T_9 и T_{10} , включенных по схеме с общим коллектором. Этот каскад обеспечивает усиление сигнала по мощности и малое выходное сопротивление ОУ.

Между выходом второго дифференциального каскада и входом выходного каскада включена схема на транзисторах T_7 и T_8 , которая обеспечивает развязку каскадов и сдвиг уровня постоянного напряжения. Фактически T_7 используется как

эмиттерный повторитель, но сигнал снимается лишь с части эмиттерной нагрузки, образованной резистором R_9 и входным сопротивлением транзистора T_8 , включенного по схеме с общим эмиттером. Выбором номинала резистора R_9 и тока через него, который задается ГСТ (на схеме показан условно) на базе T_8 , а следовательно, на его коллекторе создается постоянный потенциал, который, поступая на базы T_9 и T_{10} , обеспечивает нулевой выходной уровень напряжения при отсутствии сигнала на входе.

Для предотвращения самовозбуждения ОУ на высоких частотах в схему включаются внешние корректирующие элементы R_{10} , C_1 и C_2 .

Амплитудная характеристика ОУ показана на рис. 66. Для обеспечения симметрии амплитудной характеристики относительно начала координат на вход ОУ подают внешнее напряжение смещения.

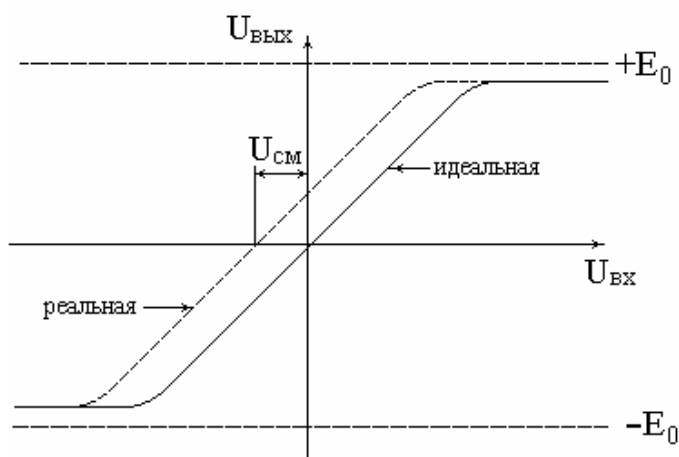


Рис. 66. Амплитудная характеристика операционного усилителя

Все каскады ОУ непосредственно связаны друг с другом, т.е. в схеме отсутствуют межкаскадные или другие «обходные» емкости. Для устойчивой работы в режиме с обратной связью необходимо свести к минимуму общий фазовый сдвиг ОУ без обратной связи. Поскольку каждый каскад усиления вносит дополнительный фазовый сдвиг, необходимо минимизировать число каскадов усиления при сохранении большого коэффициента усиления по напряжению всего усилителя (без обратной связи). Первые интегральные ОУ имели три каскада усиления, в настоящее время почти все ОУ имеют только два каскада, поэтому для получения общего большого коэффициента

усиления без обратной связи (10^5 - 10^6) каждый каскад должен иметь очень большой коэффициент усиления.

ОУ на полевых транзисторах являются исключением из общего правила двухкаскадных усилителей. Полевые транзисторы используются либо только во входных каскадах, либо во всей схеме ОУ. Преимуществами таких ОУ являются очень высокое входное сопротивление и очень низкие входные токи. Однако из-за очень малой передаточной проводимости полевых транзисторов и, следовательно, коэффициента усиления по сравнению с биполярными транзисторами некоторые ОУ на полевых транзисторах имеют три каскада усиления.

На точность усиления постоянного входного сигнала существенное влияние оказывают температурные дрейфы напряжения смещения DU_{cm}/DT и входного тока DI_{ex}/DT . Особенно существенное влияние может оказать дрейф прогрева, который проявляется при быстром изменении температуры в первое время после включения питания. При этом приращение U_{cm} может быть существенно больше значения, получаемого при медленном изменении температуры. Это явление связано с возникновением термического градиента внутри подложки микросхемы. Наибольшее влияние разницы температур проявляется в парных транзисторах дифференциального усилительного каскада, где она нарушает баланс дрейфов их эмиттерно-базовых напряжений. Длительность процесса установления температуры может достигать нескольких десятков секунд.

Зависимость величины напряжения смещения от амплитуды и частоты входного сигнала объясняется разницей в скорости нарастания для разнополярных входных сигналов, детектирующими свойствами рп-переходов транзисторов и наличием паразитных емкостей во входном каскаде. В инвертирующих усилителях это явление проявляется в значительно меньшей степени, делая данное включение ОУ более предпочтительным.

В тех случаях, когда требуются предельно малые значения напряжения смещения и его температурный дрейф, проектируют ОУ с преобразованием сигнала. Рассмотрим структурную схему ОУ МДМ, т.е. ОУ, содержащего канал с модуляцией, усилением на переменном токе и последующей демодуляцией сигнала (рис. 67).

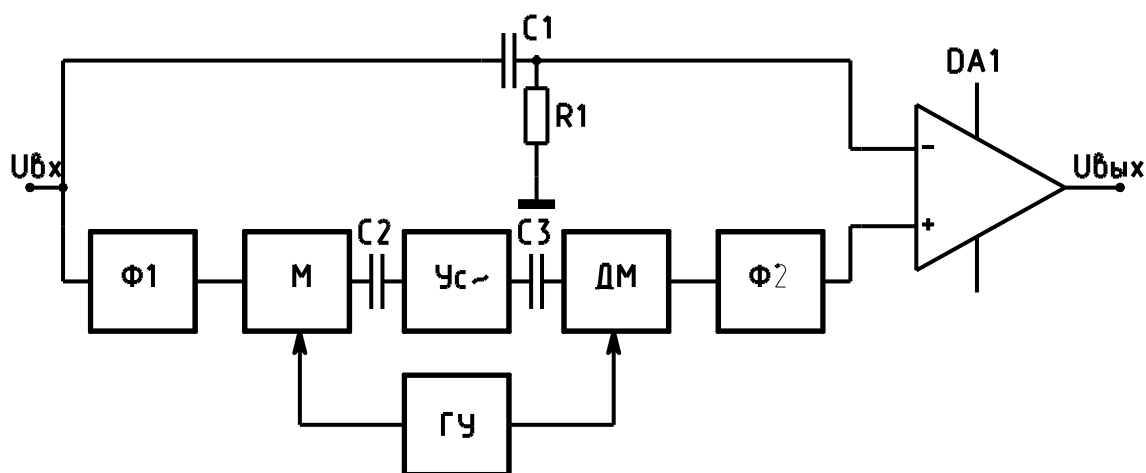


Рис. 67. Структурная схема ОУ МДМ

Она состоит из двух параллельных каналов: верхних частот – на пассивной цепи $R1$, $C1$ и постоянного тока и нижних частот – с модуляцией и демодуляцией сигнала (МДМ). С помощью входного фильтра (Ф1) из входного напряжения $U_{ВХ}$ выделяется сигнал постоянного тока и низких частот, который подвергается амплитудной модуляции модулятором (М). Переменная составляющая с его выхода усиливается усилителем переменного тока (Ус~) и затем с помощью демодулятора (ДМ) подвергается синхронной демодуляции и фильтрации выходным фильтром (Ф2). В результате на выходе МДМ (выходе Ф2) восстанавливается постоянная и низкочастотная составляющая входного напряжения, но усиленная в $K_{МДМ}$ (коэффициент усиления канала МДМ) раз. Выход МДМ подключен к неинвертирующему входу основного ОУ – DA1. Для управления работой М и ДМ служит генератор управляющих напряжений (ГУ) с частотой преобразования $f_{ПР}$.

Еще одним способом построения прецизионных усилителей с малым напряжением смещения является периодическая компенсация дрейфа. Структурная схема ОУ, построенная по этому принципу, приведена на рис. 68.

В процессе работы ОУ происходит периодическое переключение ключей под действием генератора управления (ГУ), в результате схема ОУ с периодической компенсацией дрейфа работает в двух режимах:

В режиме 1 (ключи в положении 1) на вход усилителя DA2 подается входное напряжение, которое суммируется с напряжением на конденсаторе $C1$ (на этом конденсаторе хранится

напряжение смещения усилителя DA2 – U_{CM2}). На входе усилителя DA2 при этом присутствует собственное напряжение смещения, которое компенсируется напряжением, хранимым на конденсаторе.

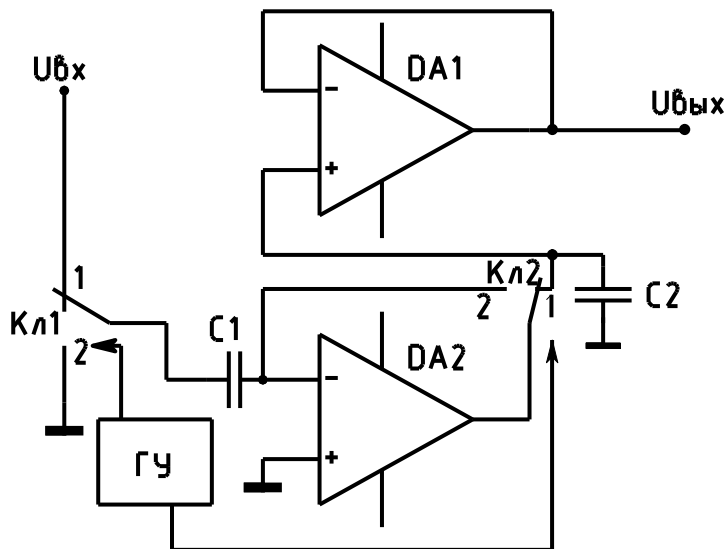


Рис. 68. Структурная схема ОУ с периодической компенсацией дрейфа нуля

Режим 2 предназначен для запоминания напряжения смещения на конденсаторе $C1$. Ключи переключаются в положение 2. В этом режиме ко входу усилителя DA2, который включен в режиме повторителя, подключен конденсатор $C1$. На выходе повторителя и на конденсаторе $C1$ присутствует напряжение смещения усилителя DA2 (U_{CM2}). Усилитель DA1 в режиме 2 повторяет напряжение на конденсаторе $C2$, выполняющем роль устройства выборки и хранения.

В результате в режиме 1 напряжение на выходе DA2 и на конденсаторе $C2$ будет определяться выражением:

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ.DA2} &= (U_{ВХ} + U_{C1} - U_{CM2})K_{yc} = \\ &= (U_{ВХ} + U_{CM2} - U_{CM2}) \cdot K_{yc} = U_{ВХ} K_{yc}. \end{aligned}$$

Как видно из этого выражения, на выходе усилителя отсутствует ошибка от напряжения смещения. Выходное напряжение запоминается на конденсаторе $C2$, для того чтобы напряжение на выходе DA1 не изменялось при переключении схемы в режим 1. Итак, конденсатор $C1$ служит для запоминания

напряжения смещения DA2, которое используется для коррекции входного напряжения, а конденсатор C2 служит для запоминания откорректированного входного напряжения, усиленного в K_{yc} раз. Усилитель DA1 служит как буферный усилитель для передачи сигнала с конденсатора C2 на выход. Естественно, усилитель DA1 вносит свою ошибку от собственного напряжения смещения, но его ошибка усилится только в 1 раз, а входное напряжение уже усилилось в K_{yc} раз. Это аналогично уменьшению напряжения смещения в K_{yc} раз. По подобному принципу построены микросхемы К140УД21, К140УД24.

Одним из первых ОУ с периодической компенсацией дрейфа был усилитель 1CL7650 фирмы Intersil (США). Частота внутреннего генератора синхрои импульсов, управляющих ключами, составляет примерно 200 Гц. Смещение нуля при комнатной температуре не превышает 5 мкВ. Поскольку усилитель выполнен по КМОП-технологии, его входные токи составляют менее 10 пА. Недостатком этого усилителя, как и большинства других усилителей с периодической компенсацией дрейфа, является значительный шум, вызванный, в первую очередь, инжекцией заряда при коммутации МОП-ключей схемы компенсации нуля.

5.10. Шумы в электронных усилителях

Почти в любой области измерений значение предельно различимого слабого сигнала определяется шумом – мешающим сигналом, который забивает полезный сигнал. Даже если измеряемая величина и не мала, шум снижает точность измерения. Некоторые виды шума неустранимы принципиально (например, флуктуации измеряемой величины), и с ними можно бороться только методами усреднения сигнала и сужения полосы. Другие виды шума (например, помехи на радиочастоте и «петли заземления») можно уменьшить или исключить с помощью разных приемов, включая фильтрацию, а также тщательное продумывание расположения проводов и элементов схемы. И наконец, существует шум, который возникает в процессе усиления, и его можно уменьшить применением малошумящих усилителей. Хотя техника осреднения сигнала часто применяется для извлечения сигнала, маскируемого шумом, имеет смысл для начала убедиться, что система свободна от всех устранимых

помех и обладает наименьшим, практически возможным шумом усилителя.

5.10.1. Джонсоновский шум

Любой резистор на плате генерирует на своих выводах некоторое напряжение шума, известное как "шум Джонсона" (тепловой шум). У него горизонтальный частотный спектр, т.е. одинаковая мощность шума на всех частотах (разумеется, до некоторого предела). Шум с горизонтальным спектром называют «*белым шумом*». Эффективное напряжение шума одиночного резистора в единичной полосе частот определяется выражением:

$$U_{ш}[\frac{B}{\sqrt{\Gamma_{ц}}}] = 1,27 \cdot 10^{-4} \sqrt{R}$$

Амплитуда напряжения шума Джонсона, вообще говоря, в данный конкретный момент непредсказуема, но она подчиняется закону распределения Гаусса. Шум Джонсона устанавливает нижнюю границу напряжения шумов любого детектора, источника сигнала или усилителя, имеющего резистивные элементы. Активная составляющая полного сопротивления источника порождает шум Джонсона; так же действуют резисторы цепей смещения и нагрузки усилителя.

Интересно отметить, что любой физический аналог сопротивления (любой механизм потерь энергии в физической системе, например, вязкое трение малых частиц жидкости) имеет связанные с ним флуктуации соответствующей физической величины (в приведенном примере – это флуктуации скоростей частиц, проявляющиеся как хаотическое броуновское движение). Шум Джонсона – это просто специальный случай такого флуктуационно-диссипативного явления.

Шум Джонсона не следует путать с дополнительным шумовым напряжением, которое возникает из-за эффекта флуктуации сопротивления, когда приложенный извне ток проходит через резистор. Этот "избыточный шум" имеет спектр приблизительно $1/f$, и он сильно зависит от конкретной конструкции резистора.

5.10.2. Дробовой шум

Электрический ток представляет собой движение дискретных зарядов, а не плавно непрерывное течение. Конечность (квантованность) заряда приводит к статистическим флуктуациям тока. Дробовой шум – это «шум дождя на жестяной крыше». Как и резистивный шум Джонсона, это гауссовский белый шум.

Если заряды действуют независимо друг от друга, то флуктуирующий ток определяется следующей формулой:

$$I_{ш} = \sqrt{2qIe},$$

где q – заряд электрона; I – постоянная составляющая тока; B – ширина полосы частот измерения.

Например, ток в 1 А фактически имеет флуктуации со среднеквадратичным значением 57 нА в полосе шириной 10 кГц, т.е. он отклоняется примерно на 0.000006%. Относительные флуктуации больше для меньших токов: "установившийся" ток в 1 мкА имеет флуктуации (среднеквадратичные) в той же полосе частот 0,006%, т.е. 85 дБ. При постоянном токе 1 пА среднеквадратичные флуктуации тока (полоса та же) будут составлять 56 фА, т.е. отклонение на 5,6%.

Приведенная выше формула для дробового шума выведена в предположении, что создающие ток носители заряда действуют независимо друг от друга. Это справедливо, когда заряды преодолевают некоторый барьер, как например, в случае тока через диодный переход, где заряды перемещаются за счет диффузии, однако это не так в таком важном случае, когда мы имеем дело с металлическими проводниками, где между носителями заряда существует тесная корреляция.

Таким образом, ток в простой резистивной схеме имеет намного меньшую шумовую составляющую, чем это предсказывает формула для дробового шума. Другое важное исключение для этой формулы дает наша стандартная транзисторная схема источника тока, в которой отрицательная обратная связь сводит дробовой шум на нет.

5.10.3. Шум $1/f$ (фликкер-шум)

Дробовой и тепловой шум – это вид не уменьшаемого шума, возникающий в соответствии с законами физики. Самый дорогой и тщательно изготовленный резистор имеет тот же тепловой шум, что и дешевый углеродный резистор с тем же сопротивлением. Реальные устройства, кроме того, имеют различные источники «избыточных шумов». Реальные резисторы подвержены флуктуациям сопротивления, которые порождают дополнительное напряжение шума (которое складывается с постоянно присутствующим напряжением теплового шума), пропорциональное протекающему через резистор постоянному току. Этот шум зависит от многих факторов, связанных с конструкцией конкретного резистора, включая резистивный материал и особенно концевые соединения. Вот типичные значения избыточного шума различных типов резисторов, выраженные в микровольтах на вольт приложенного к резистору напряжения (приводится среднееквадратичное значение, измеренное на одной декаде частоты):

- углеродно – композитные от 0.10 до 3.0 мкВ,
- углеродно – пленочные от 0.05 до 0.3 мкВ,
- металлопленочные от 0.02 до 0.2 мкВ,
- проволочные от 0.01 до 0.2 мкВ.

Этот шум имеет спектр, примерно описываемый зависимостью $1/f$ (постоянная мощность на декаду частоты) и иногда называется «розовым шумом». Шум, возникающий по другим причинам, также часто имеет спектр $1/f$; примерами таких шумов являются шум тока базы у транзистора и шум катодного тока в электронных лампах. Любопытно, что шум вида $1/f$ встречается в природе в самых неожиданных проявлениях, например, скорости океанических течений, потоке песка в песочных часах, пассажирских потоках на скоростных железных дорогах в Японии, а также годовом стоке Нила за последние 2000 лет. Если построить график громкости звучания какого-нибудь произведения классической музыки, то опять-таки получится спектр $1/f$. Общего принципа, объясняющего происхождение шумов типа $1/f$, не найдено, хотя в каждом отдельном случае часто можно определить источник такого шума.

6. ГЕНЕРИРОВАНИЕ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Процесс получения переменных токов и напряжений требуемой формы называется генерированием электрических колебаний, а соответствующие электронные устройства – генераторами. По форме выходных колебаний генераторы можно разделить на две основные группы: генераторы гармонических колебаний и импульсные (релаксационные) генераторы. Устройства, в которых колебания возникают без дополнительных внешних воздействий, называются автогенераторами или генераторами с самовозбуждением. Автогенераторы, предназначенные для получения высокочастотных гармонических колебаний (выше сотни кГц) обычно строятся с применением элементов, использующих явление резонанса в колебательном контуре (LC-генераторы) или пьезоэлектрических резонаторах. Автогенераторы низкочастотных колебаний (десятки кГц и ниже) строятся на основе резисторно-емкостных схем (RC-генераторы).

6.1. LC-генераторы

Принцип работы автогенератора легко понять, если представить, что в резонансном усилителе электрическое колебание поступает на вход не от внешнего источника, а с выхода этого же усилителя через цепь обратной связи. Структурная схема LC-генератора гармонических колебаний показана на рис. 69.

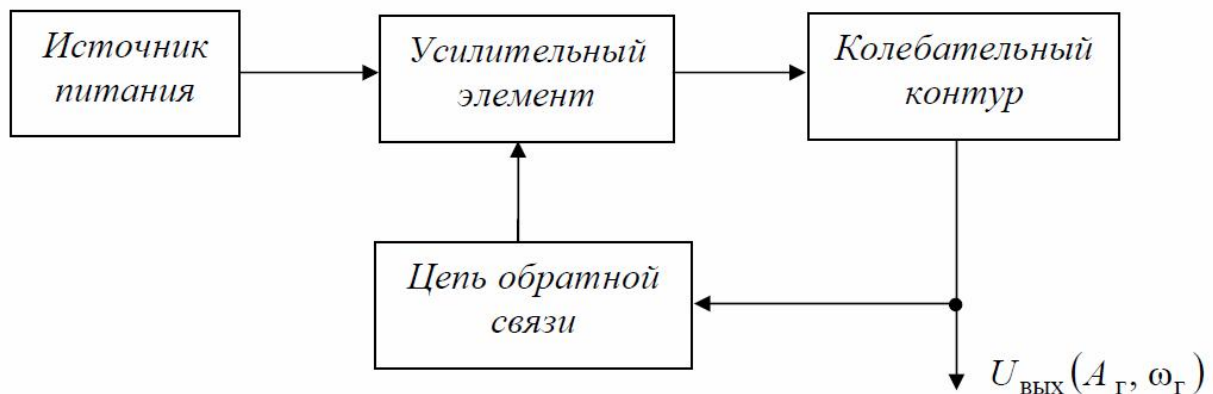


Рис. 69. Структурная схема автогенератора

Если на схему подано напряжение питания, то в коллекторной цепи протекает ток, который содержит постоянную и флуктуационную составляющие. В колебательном контуре непрерывно возникают и постоянно затухают из-за наличия потерь собственные электрические колебания с малыми амплитудами, частота которых определяется параметрами контура. Появление флуктуационной составляющей тока связано с тем, что носители электрического заряда имеют конечную величину заряда и в любой реальной электрической цепи их количество во времени оказывается не постоянным. Амплитудный спектр флуктуационной составляющей очень широк и почти равномерно распределен до частот $\approx 10^{12}$ Гц. Т.о. в спектре всегда находится составляющая, частота которой близка к резонансной частоте контура, включенного в выходную цепь транзистора.

Усилительный элемент и цепь обратной связи предназначены для превращения этих колебаний в незатухающие. За счет избирательных свойств контура спектральная составляющая с частотой, равной резонансной, будет выделена и через цепь обратной связи поступит на вход транзистора. Колебание, поступившее на вход, будет усилено. Таким образом, автогенератор можно рассматривать как избирательный усилитель с положительной обратной связью (ПОС).

Для того чтобы в схеме произошло нарастание возникших колебаний, необходимо выполнить два условия:

- обратная связь должна быть положительной;
- коэффициент усиления схемы должен превышать определенное значение.

Обычно первое условие называют фазовым условием самовозбуждения, а второе – амплитудным.

Процесс возникновения и нарастания колебаний происходит до тех пор, пока в автогенераторе не установятся стационарные значения тока и напряжения, обусловленные нелинейными свойствами усилительного элемента. Режим нарастания амплитуды колебаний до установившегося значения называют переходным, а режим генератора, при котором амплитуда колебаний постоянна – стационарным.

6.1.1. Режимы работы генератора

Основные показатели генератора в сильной степени зависят от формы коллекторного тока (тока стока для полевых транзисторов), которая, как было уже рассмотрено ранее, определяется исходной рабочей точкой на статических характеристиках транзисторов.

Исходный режим работы транзистора в схеме устанавливается подачей на базу постоянного напряжения $U_{эб}$, определяющего положение рабочей точки на характеристике коллекторного тока. При этом мгновенное результирующее напряжение в цепи базы $U_{б} = U_{эб} - U_{бmax} \sin \omega t$. Форма импульса коллекторного тока зависит от величины входного сигнала и выбранного исходного режима (напряжения смещения).

При «малом» сигнале генератор работает без нижней отсечки коллекторного тока, имеющего синусоидальную форму. Под отсечкой понимают прекращение прохождения тока через коллектор и оценивают углом Θ , равным половине продолжительности протекания тока в коллекторной цепи за период. Импульсы коллекторного тока с $\Theta = 180^\circ$ называют колебаниями первого рода, а работу транзистора – режимом (классом) А (рис. 70, а).

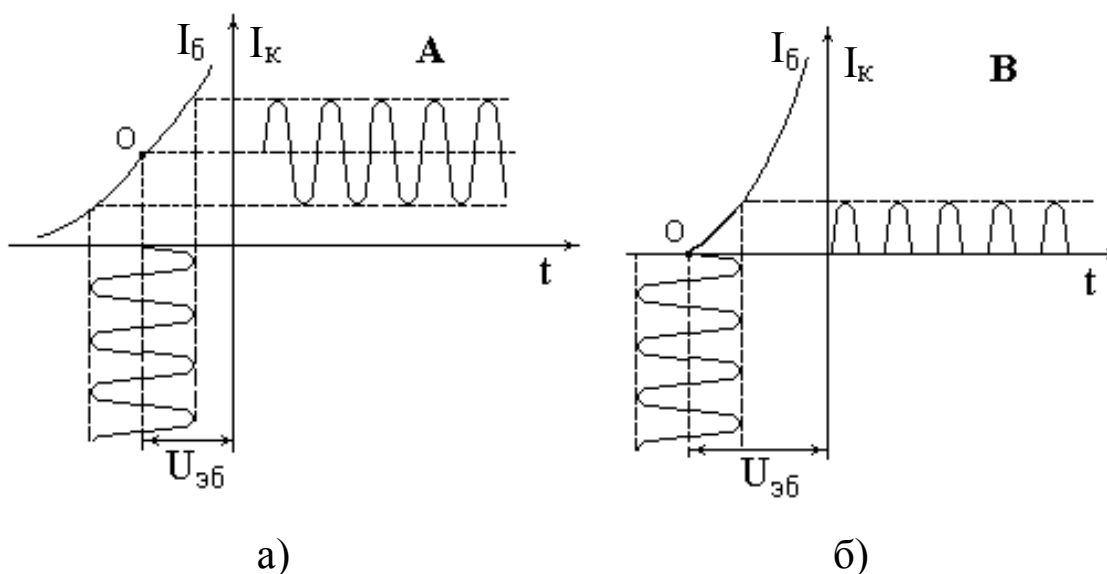


Рис. 70. Диаграмма коллекторного тока при работе транзистора в режиме А (а) и В (б)

При «большом» сигнале генератор работает с нижней отсечкой коллекторного тока при $\Theta \leq 90^\circ$. Импульсы тока в этом режиме относятся к колебаниям второго рода, а работа транзисторов – к режиму **В** (при $\Theta = 90^\circ$) или **С** (при $\Theta < 90^\circ$). Коллекторный ток имеет форму периодически повторяющихся импульсов (рис. 70, б).

Режим **А** без отсечки коллекторного тока применяют редко, так как в этом классе велики мощность рассеяния коллектором и ток базы, а КПД коллекторной цепи мал. Достоинством этого класса является малая величина коэффициента искажений переменной составляющей коллекторного тока. Основным для генераторов являются режимы **В** и **С**, при которых обеспечивается более высокий коэффициент усиления и КПД. В то же время, при положении рабочей точки в позиции **С** генератору необходим внешний толчок для возбуждения в нем колебаний, что вызывает сложность возбуждения в данном режиме работы.

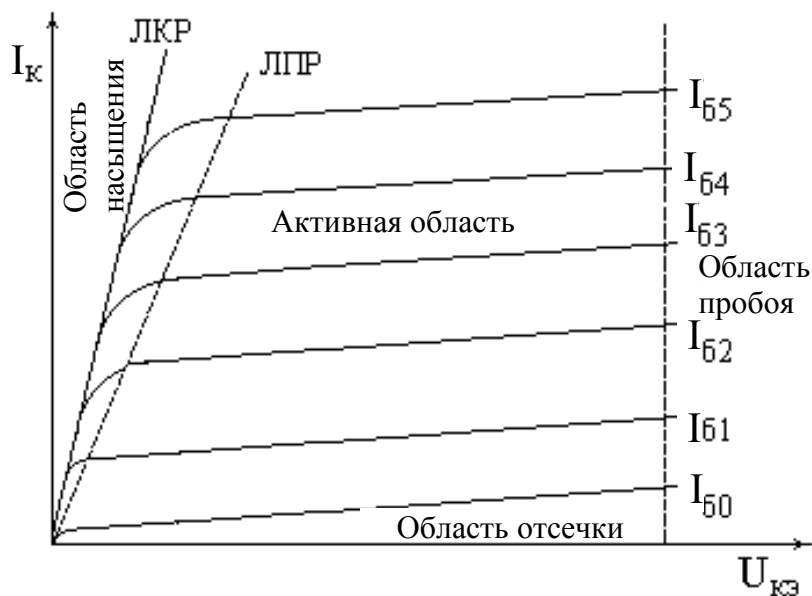


Рис. 71. Семейство вольт-амперных характеристик биполярного транзистора в схеме с ОЭ

В связи с нелинейностью вольт-амперной характеристики транзистора (рис. 71), в работе транзисторных генераторов различают недонапряженный, критический и перенапряженный режим работы. Если рабочая точка в период колебаний находится в активной области семейства коллекторных характеристик, то режим работы генератора является недонапряженным. Он

характеризуется относительно малым током базы, синусоидальной формой коллекторного тока, относительно большой мощностью рассеяния на коллекторе, малым КПД выходной цепи.

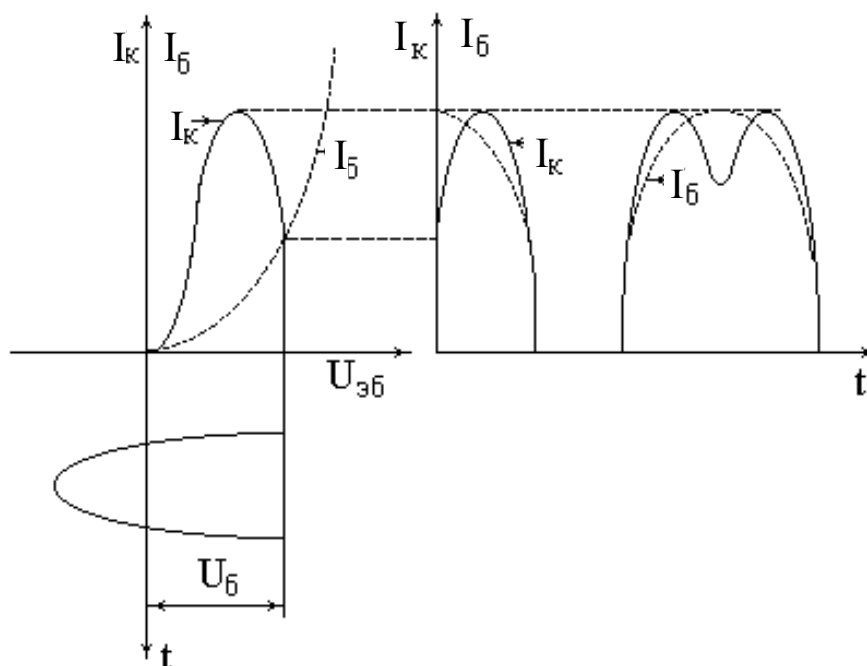


Рис. 72. Диаграмма выходного тока в перенапряженном режиме работы генератора

При заходе рабочей точки в период колебаний в область насыщения режим работы генератора становится перенапряженным. Он характеризуется относительно большим током базы, вследствие чего в верхней части импульса коллекторного тока (рис. 72) появляется характерный провал, высоким КПД выходной цепи, малым влиянием изменений нагрузки на величину выходного напряжения. Недостатком перенапряженного режима является рост мощности возбуждения и рассеяния во входной цепи, некоторое снижение колебательной мощности и коэффициента усиления.

Между этими предельными режимами лежит критический – оптимальный режим, которому соответствует линия критического режима (ЛКР), проходящая через точки резкого спада коллекторного тока (рис. 71). В этом режиме токи базы относительно невелики и не вызывают существенных искажений формы импульса коллекторного тока, невелика и мощность возбуждения, а мощность и КПД выходной цепи близки к максимальным.

Часто на семействе коллекторных характеристик проводится линия параметрического режима (ЛПР). Слева от этой линии лежит область параметрического режима с резко изменяющейся зависимостью параметров транзистора от режима работы, а справа – область допараметрического режима, которой присуще постоянство параметров транзистора.

При подаче синусоидального возбуждающего напряжения и работе в недонапряженном режиме каждый импульс представляет собой часть синусоиды. Известно, что всякая периодическая функция может быть разложена в тригонометрический ряд Фурье. Поэтому импульсы коллекторного тока можно представить в виде суммы постоянной составляющей $I_{к0}$ (среднего значения) и гармоник $I_{к1}, I_{к2}, \dots$.

Гармонический состав импульсов коллекторного тока, так же как их амплитуды, существенно зависит от угла отсечки Θ и максимального значения амплитуды $I_{кmax}$ импульса тока. Максимальный коллекторный ток $I_{кmax}$ в критическом и недонапряженном режиме вычисляется по семейству статических характеристик транзистора при напряжениях:

$$U_{бmax} = U_{эб} + U_{бм} \quad \text{и} \quad U_{кmin} = U_{км} + E_k.$$

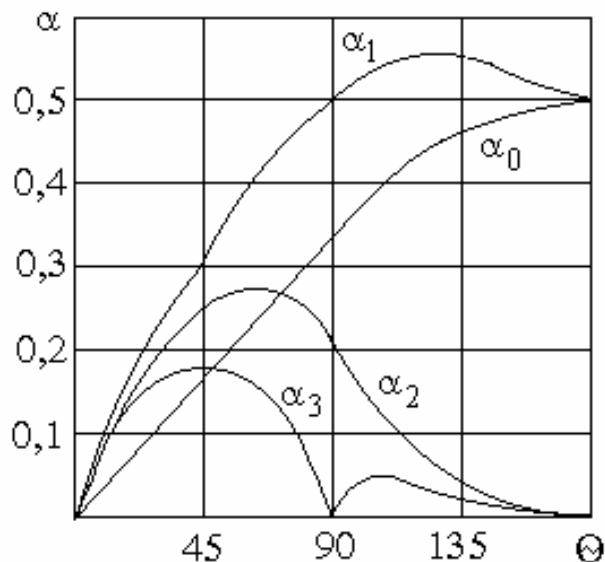


Рис. 73. Зависимость коэффициентов Берга разложения в ряд Фурье от угла отсечки

Компоненты коллекторного тока – постоянная составляющая $I_{к0}$, амплитуда первой $I_{к1}$, второй $I_{к2}$ и других гармоник определяются по наибольшему значению

коллекторного тока в импульсе I_{kmax} и коэффициентам разложения $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ (рис. 73).

$$I_{k0} = \alpha_0 I_{kmax} \quad I_{k1} = \alpha_1 I_{kmax} \quad I_{k2} = \alpha_2 I_{kmax}.$$

При работе генератора с внешним возбуждением в режиме усиления его нагрузочный контур настраивают на частоту возбуждающего напряжения. Сопротивление контура максимально для первой гармоники коллекторного тока, поэтому с контура снимают напряжение первой гармоники, а вторая и последующие дополнительно ослабляются.

Полезная колебательная мощность, выделяемая в контуре,

$$P_{k\approx} = 0,5 U_{km} I_{k1} = 0,5 R_H I_{k1}^2.$$

Мощность, расходуемая источником питания в цепи коллектора

$$P_{k0} = E_k I_{k0}.$$

Мощность рассеяния на коллекторе

$$P_{kp} = P_{k0} - P_{k\approx}.$$

КПД коллекторной цепи

$$\eta = \frac{P_{k\approx}}{P_{k0}} = \frac{0,5 U_{km} I_{k1}}{E_k I_{k0}} = 0,5 \xi \frac{\alpha_1}{\alpha_0},$$

где $\xi = \frac{E_{km}}{E_k}$ – коэффициент использования коллекторного напряжения.

Энергетические показатели генератора с внешним возбуждением по цепи коллектора существенно зависят от режима работы (т.е. питающих напряжений $E_k, E_{\text{эб}}$, напряжения возбуждения $U_{\text{б}}$ и величины сопротивления нагрузки R_H). Если в генераторе с внешним возбуждением, работающем в критическом режиме с $\Theta = 90^\circ$, уменьшить амплитуду напряжения возбуждения $U_{\text{бm}}$, то это вызовет уменьшение высоты импульса коллекторного тока I_{km} и его компонентов I_{k0}, I_{k1}, \dots . При этом генератор перейдет из критического в недонапряженный режим. При увеличении $U_{\text{бm}}$ генератор переводится в перенапряженный режим. При этом прекращается рост коллекторного тока, а следовательно, и амплитуды тока $I_{k\approx}$ в контуре (рис. 74).

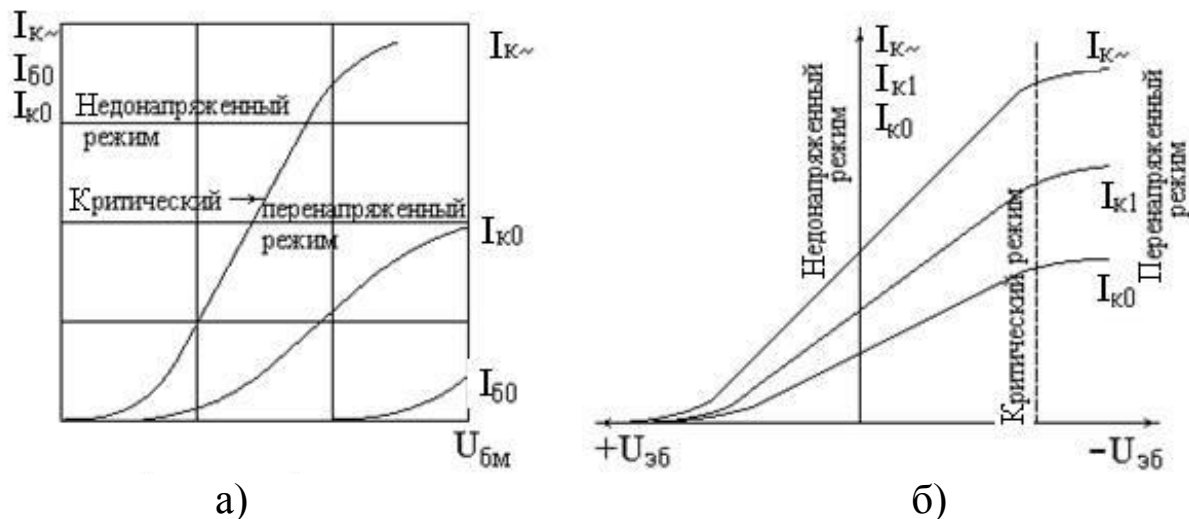


Рис. 74. Влияние напряжения возбуждения (а) и смещения транзистора (б) на режим работы генератора

Качественно изменение режима и составляющих коллекторного тока при изменении напряжения смещения $U_{эб}$ аналогично изменению $U_{бм}$. При уменьшении $U_{эб}$ на базе увеличиваются угол отсечки Θ , ток I_{km} и его составляющие I_{k0} , I_{k1} , ..., генератор переходит в перенапряженный режим. При увеличении $U_{эб}$ уменьшаются Θ , I_{km} и его составляющие, режим генератора становится недонапряженным. Влияние питающего напряжения в недонапряженном режиме на ток в цепи коллектора и в контуре мало. В перенапряженном режиме даже небольшие изменения питающего напряжения или сопротивления нагрузки генератора вызывают существенное изменение степени перенапряжения режима. Это приводит к изменению формы импульса коллекторного тока (высоты, ширины и глубины впадины) и его гармонического состава. Отклонение формы импульса от синусоидальной сопровождается увеличением интенсивности высших гармоник, что затрудняет их фильтрацию. В критическом режиме угол отсечки рекомендуется выбирать небольшим ($\Theta = 50-70^\circ$). При этом возрастает КПД, облегчается тепловой режим. Зависимость энергетических показателей от сопротивления нагрузки для критического режима показана на рис. 75.

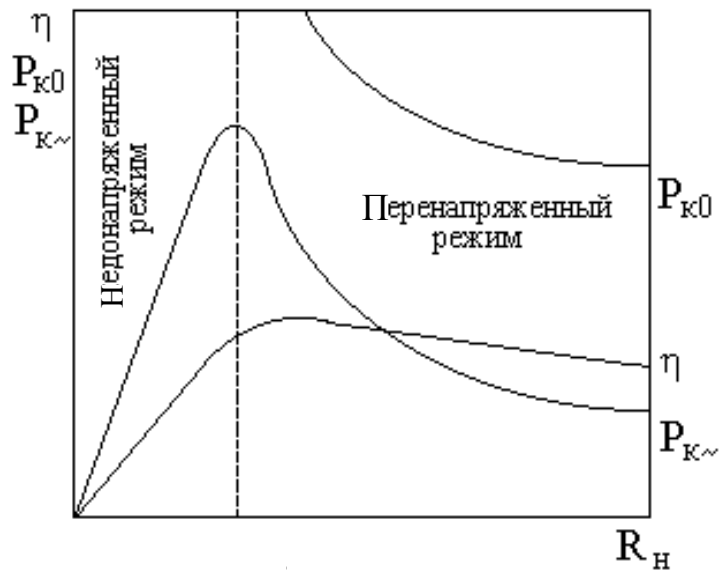


Рис. 75. Зависимость энергетических показателей от сопротивления нагрузки для критического режима

6.1.2. Автогенератор с индуктивной связью

Цепь обратной связи в схеме (рис. 76) образована катушкой $L_{св}$, индуктивно связанной с контуром $L_k C_k$. Напряжение ОС приложено к базе транзистора относительно эмиттера. Режим работы транзистора по постоянному току задается источником смещения E_1 в цепи базы. Конденсаторы C_1 и C_2 предназначены для блокирования источников E_1 и E_0 по переменному току и на частоте генерации должны иметь малое сопротивление.

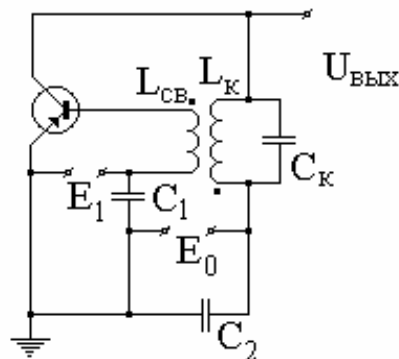


Рис. 76. Генератор гармонических колебаний с индуктивной связью

Рассмотрим, как достигается необходимое для работы автогенератора соотношение фаз электрических колебаний. Зафиксируем фазу напряжения в какой-либо точке схемы, например, на базе транзистора и проследим фазовые сдвиги токов и напряжений в направлении вход – выход (транзистор –

колебательный контур – ОС). Положительная ОС будет обеспечена в том случае, если фаза колебания, поступающая через ОС в исходную точку схемы, совпадает с фазой, зафиксированной вначале, либо отличается от нее на фазовый угол, кратный 2π . Переменное напряжение на контуре (равное напряжению на коллекторе) при резонансной частоте совпадает по фазе с первой гармоникой тока коллектора и отстает по фазе на π от переменного напряжения на базе. Следовательно, чтобы выполнить фазовое условие самовозбуждения, в ОС необходимо обеспечить фазовый сдвиг на угол π . Для этого в схеме достаточно определенным образом подключить начала и концы обмоток катушек индуктивности L_k и $L_{св}$. В указанном на рис. 76 варианте подключения катушек, сдвиг фаз на π между U_k и $U_{ос}$ обеспечивается автоматически. Если поменять местами точки подключения начала и конца обмотки одной из катушек, сдвиг фаз окажется равным нулю.

В рассмотренном автогенераторе (рис. 77) перемещение рабочей точки из положения А в положение С происходит автоматически, что обеспечивает ему два полезных качества:

- легкий и плавный запуск;
- высокий коэффициент полезного действия в стационарном режиме.

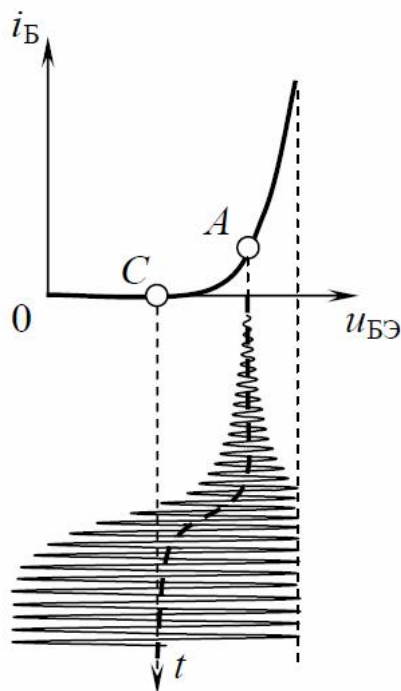


Рис. 77. Смещение рабочей точки при запуске автогенератора

Несмотря на несинусоидальную форму тока в выходной цепи транзистора, форма выходного напряжения близка к синусоидальной, так как контур хорошо фильтрует высшие гармоники. Поэтому в схемах высокочастотных генераторов обычно не применяют специальных методов регулирования выходного сигнала усилителя, а выходное напряжение снимают непосредственно с контура.

Более технологичны в изготовлении так называемые трехточечные генераторы. В них часть напряжения с контура подается в нужной фазе на вход усилительного элемента за счет использования индуктивного или емкостного делителя напряжения.

В генераторах, собранных по схемам индуктивной (рис. 78, а) и емкостной (рис. 78, б) трехточки, транзистор $VT1$ включен по схеме с общей базой. Напряжение обратной связи, снимаемое с индуктивного или емкостного делителя, имеет ту же фазу, что и коллекторное напряжение. Необходимая величина коллекторного тока задается источником отрицательного смещения и резисторами $R1$ и $R2$. Резистор $R1$ поставлен для того, чтобы малое входное сопротивление каскада с общей базой не шунтировало контур.

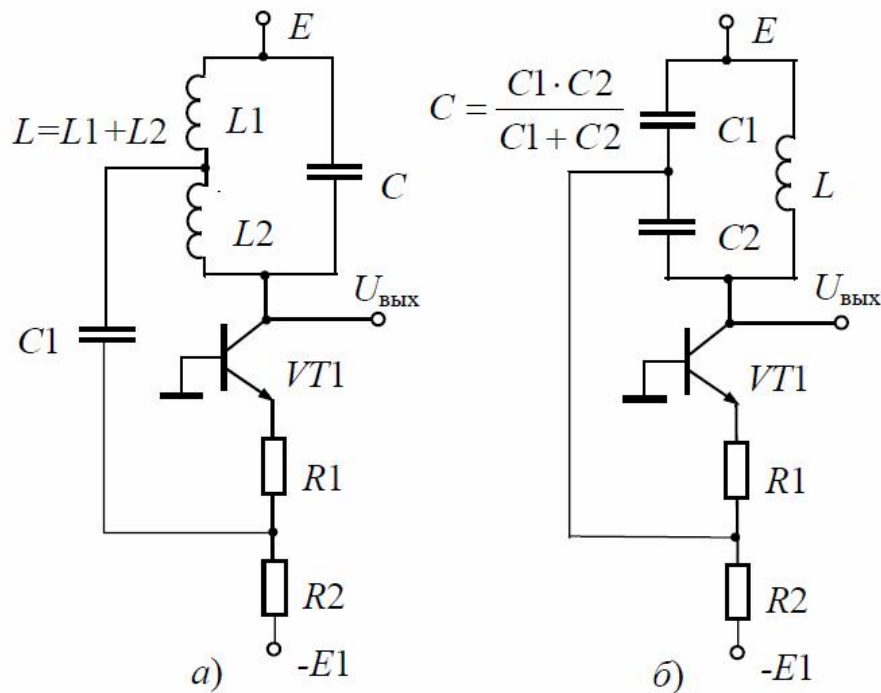


Рис. 78. Трехточечные генераторы с индуктивной (а) и емкостной (б) третьей точкой

При дальнейшем рассмотрении необходимо учитывать следующие особенности генераторов, схемы которых собраны на транзисторах:

- 1) рабочая частота генератора, как правило, отличается от резонансной частоты колебательной системы в большей степени, чем у ламповых генераторов, что объясняется большой емкостью р-п перехода;
- 2) на работу транзисторного генератора оказывают весьма существенное влияние инерционные свойства триода, связанные с диффузионным характером движения носителей заряда в области базы;
- 3) емкости р-п переходов в значительной степени зависят от режима работы транзистора и температуры, что отрицательно сказывается на стабильности частоты автогенератора.

6.1.3. Умножение частоты

В радиопередающих устройствах применяются многокаскадные генераторы, в которых используются отдельные каскады, работающие в режиме умножения частоты. При этом ослабляется воздействие мощных выходных каскадов на возбудитель, устраняется возможность самовозбуждения усилителей. Все каскады, кроме входного, работают с внешним или независимым возбуждением (режим С) и используются как усилители мощности основной гармоники, удвоители или утроители частоты.

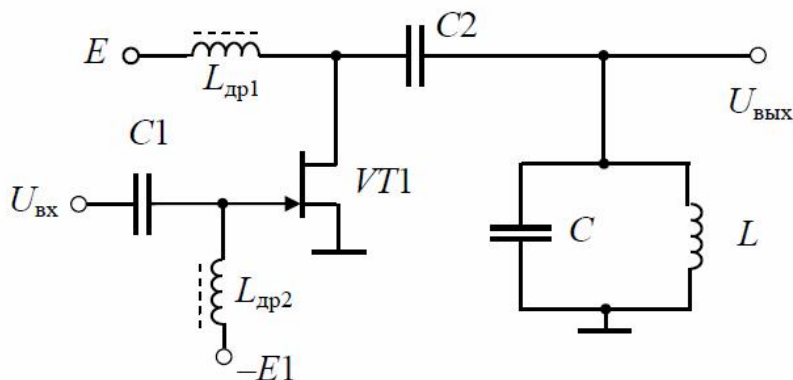


Рис. 79. Генератор с внешним возбуждением

При использовании генератора с внешним возбуждением (рис. 79) для умножения частоты его выходной контур

настраивают на n -ю гармонику коллекторного тока и выделяют тем самым колебания удвоенной или утроенной частоты по отношению к частоте возбуждающего генератора. Необходимо, чтобы в режиме умножения частоты контур имел большое сопротивление для требуемой гармоники. Для других гармоник сопротивление контура мало и имеет индуктивный характер для низших гармоник и емкостной – для высших. Полезная колебательная мощность, выделяемая в контуре генератора при режиме удвоения частоты,

$$P_k = 0,5U_{km} / I_{k2}.$$

Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_k}{P_0} = 0,5 \frac{U_{km} I_{k2}}{E_k I_{k0}} \approx 45\%.$$

Это в 1,5–2 раза меньше, чем в режиме усиления.

Из рис. 73 следует, что в режиме удвоения при неизменной величине импульса тока наибольшую амплитуду второй гармоники тока можно получить при $\Theta = 60^\circ$, а в режиме утроения при $\Theta = 40^\circ$.

6.2. RC-генераторы

Для генерирования гармонических колебаний на частотах доли герца – десятки килогерц использование LC-генераторов становится нецелесообразным, так как массогабаритные показатели элементов контура становятся недопустимо большими. По этим же причинам затрудняется перестройка частоты автогенераторов. Поэтому автогенераторы низких и инфранизких частот используют особенности частотных зависимостей ряда RC-цепей, включаемых в цепь обратной связи между входом и выходом широкополосного усилителя. Автоколебания возникают на единственной частоте при одновременном выполнении условий баланса амплитуд и фаз. Такие устройства получили название RC-генераторов. В них в качестве RC-цепей используют многозвенные RC-цепи, мосты Вина и двойные Т-образные мосты.

6.2.1. Автогенератор с трехзвенной RC-цепью

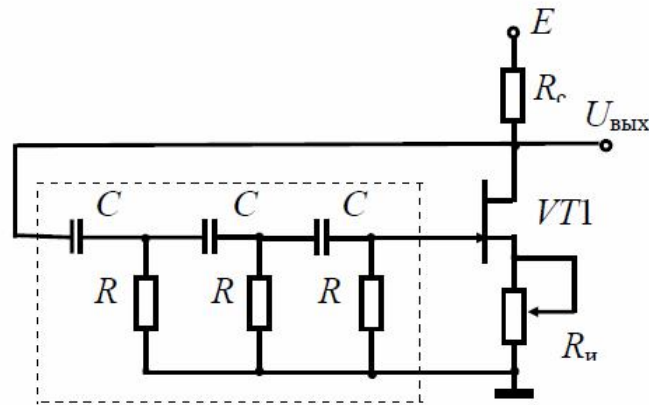


Рис. 80. Автогенератор с трёхзвенной фазосдвигающей цепью

Электрическая схема автогенератора показана на рис. 80. Трёхзвенная RC-цепь с одинаковыми элементами (выделена пунктиром) включена в петлю обратной связи инвертирующего усилителя. Как видно из графиков амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик трехзвенной RC-цепи (рис. 81), на частоте

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 6 RC_1$$

цепь вносит фазовый сдвиг 180° и ослабляет сигнал в 29 раз.

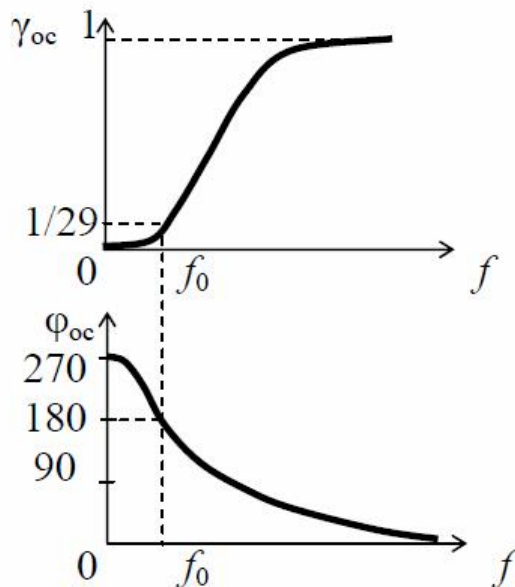


Рис. 81. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики трехзвенной RC-цепи

Таким образом, в схеме на рис. 81 на частоте f_0 выполняется условие баланса фаз. Для возникновения колебаний на этой частоте усилитель должен иметь коэффициент усиления по

напряжению не ниже 29. С помощью подстроечного резистора усиление устанавливается чуть больше критического, иначе форма стационарных колебаний будет существенно отличаться от синусоидальной, так как система не обладает избирательными свойствами. Форма выходного напряжения повторяет форму выходного тока, а для ограничения амплитуды колебаний приходится использовать режим насыщения или отсечки.

6.2.2. Автогенератор с мостом Вина

Чисто синусоидальную форму колебаний можно получить при использовании инерционно-нелинейной ООС в схеме генератора с мостом Вина. Основу моста Вина составляет цепь, показанная на рис. 82. Она включается в цепь обратной связи неинвертирующего усилителя на ОУ.

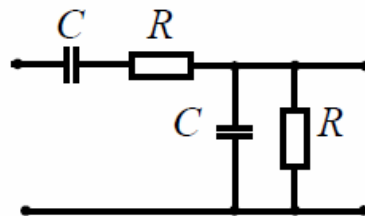


Рис. 82. Цепь Вина

Графики амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик цепи Вина приведены на рис. 83, а. Особенность их состоит в том, что на частоте $f_0 = 1/2\pi RC$ коэффициент передачи достигает максимального значения, равного $1/3$, а фазовый сдвиг обращается в нуль. При включении схемы Вина в цепь положительной обратной связи операционного усилителя (рис. 83, б) на частоте f_0 выполняется условие баланса фаз, в результате которого возникают и растут по величине гармонические колебания с частотой f_0 . Делитель R_2, R_1 в цепи отрицательной обратной связи задает коэффициент усиления неинвертирующего УПТ.

При выполнении условия баланса амплитуд на частоте f_0 :

$$K_{oc} = (1 + R_2 / R') / 3 \geq 1,$$

где R' определяется параллельным соединением двух сопротивлений: R_1 и R_T .

Сопротивление R_T является сопротивлением канала полевого транзистора VT , управляемого напряжением на затворе

$U_{ЗИ}$, которое определяется напряжением на выходе пикового детектора, состоящего из диода VD с нагрузкой C_H , R_H .

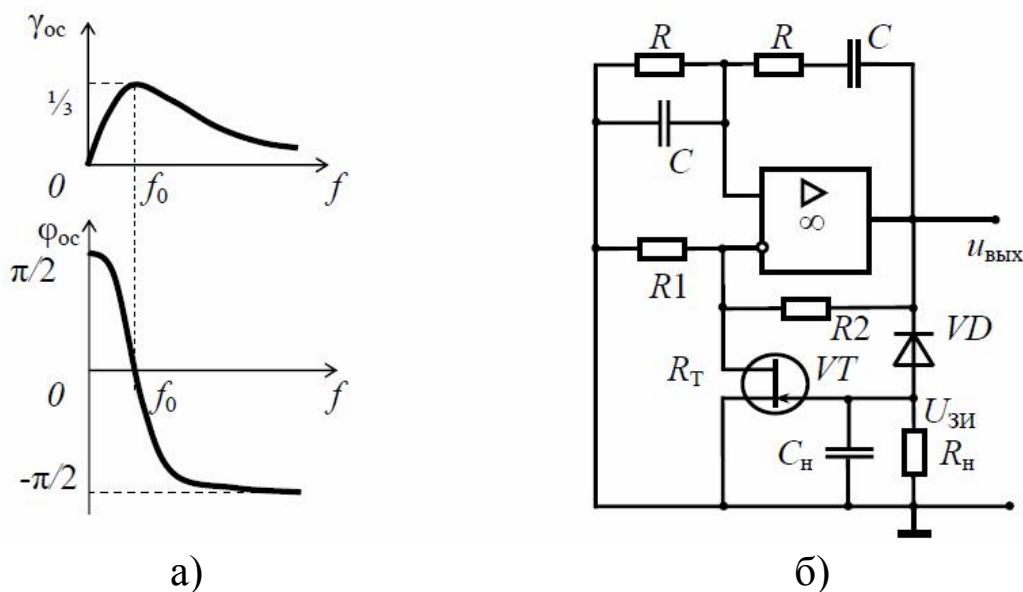


Рис. 83. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики цепи Вина (а) и схема автогенератора на его основе (б)

Рост колебаний продолжается до тех пор, пока неравенство не обратится в равенство. Это происходит по следующей причине: по мере роста амплитуды колебаний на выходе автогенератора растет величина отрицательного напряжения $U_{ЗИ}$ на нагрузке пикового детектора, это ведет к запирающему воздействию на канал полевого транзистора и увеличению сопротивления его канала, что приводит к росту величины сопротивления R' и, как следствие, к снижению величины коэффициента усиления усилителя. Описанная система автоматического регулирования амплитуды колебаний используется достаточно часто в различных радиоэлектронных устройствах.

6.3. Стабилизация частоты генераторов

Частота колебаний автогенератора определяется его режимом работы и параметрами контура. В процессе работы генератор подвергается различным воздействиям (изменению температуры, напряжения, влиянию других усилительных каскадов), вызывающим изменение частоты. Уменьшение влияния этих факторов достигается параметрической и кварцевой стабилизацией.

Параметрическая стабилизация частоты достигается подбором элементов схемы (конденсаторов, катушек индуктивности, резисторов, транзисторов и т.п.), параметры которых в процессе работы изменяются мало. Температурные влияния уменьшают, применяя термическую герметизацию контуров генератора в специальных термостатах, используя конденсаторы с отрицательным ТКЕ, компенсирующим увеличение емкости других элементов схемы. Влияние колебаний питающих напряжений снижают, применяя стабилизаторы напряжения и тока. Электромагнитные влияния ослабляют, рационально размещая элементы схемы и экранируя их. Этим способом удается получить относительную стабильность $\Delta\omega/\omega = 10^{-4} - 10^{-5}$.

Наиболее эффективным способом повышения устойчивости частоты генератора является *кварцевая стабилизация*. Она основана на применении в схемах кварцевых пластин с сильно выраженным пьезоэлектрическим эффектом. Если к такой пластине кварца приложить переменное напряжение, то она будет испытывать периодические механические деформации, что в свою очередь вызывает появление электрических зарядов на ее гранях. В результате в цепи (между входными клеммами) потечет переменный ток. Этот ток имеет две составляющие. Реактивный ток I_c протекает через емкость, образованную металлическими пластинами кварцедержателя, а ток кварца $I_{кв}$ обусловлен наличием пьезоэффекта. Величина тока кварца зависит от частоты приложенного напряжения. Когда частота подведенного переменного напряжения совпадает с собственной частотой механических колебаний кварца, наступает резонанс, при котором амплитуда колебаний будет максимальной. При этом пьезоэлектрический ток будет наибольшим, а его фаза совпадает с фазой приложенного напряжения. Поэтому вблизи резонансных частот кварцевую пластину можно представить в виде последовательного контура с сосредоточенными L_k , C_k , R_k и параллельно подключенной емкостью кварцедержателя C_0 (рис. 84).

Практически C_0 в сотни раз больше C_k , поэтому собственная резонансная частота кварца как последовательного контура

$$\omega_{1k} = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}$$

близка к собственной частоте эквивалентного параллельного контура:

$$\omega_{2k} \approx \frac{1}{\sqrt{L_k - C_k / C_0}}.$$

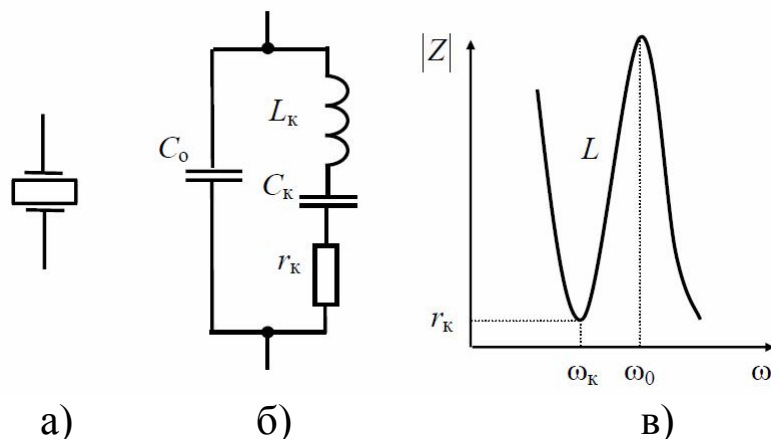


Рис. 84. Условное обозначение (а), схема замещения (б) и частотная характеристика (в) кварцевого резонатора

Поскольку $C_0 \gg C_k$, то частота резонанса параллельного контура ω_{2k} мало отличается от частоты последовательного контура ω_{1k} :

$$\frac{\omega_{2k} - \omega_{1k}}{\omega_{1k}} \approx (0,005 - 0,5)\%.$$

На рис. 85 показана зависимость реактивного X_k и полного Z_k сопротивлений кварца от частоты. Из рисунка видно, что при $\omega_{2k} > \omega > \omega_{1k}$ сопротивление кварца носит индуктивный, а при $\omega < \omega_{1k}$ и $\omega > \omega_{2k}$ емкостной характер. Стабильность частоты автоколебаний в зависимости от изменений емкостей C_0 и C_k характеризуется, соответственно, равенствами:

$$\Delta\omega_{2k} = -\omega_{1k}\Delta C_0 C_k / 2C_0 C_0,$$

$$\Delta\omega_{2k} = \omega_{1k}\Delta C_k / 2C_0,$$

из которых видно, что изменение емкости C_0 в C_0/C_k раз меньше влияет на частоту, чем изменение C_k . Практически $C_0/C_k \approx 10^2 - 10^4$, поэтому изменение внешней емкости кварцевого генератора, подключенной параллельно C_0 , слабо влияет на частоту автоколебаний. Добротность кварцевого генератора на частоте последовательного резонанса:

$$Q_k = \frac{\omega_{1k} L_k}{R_k} = \frac{\sqrt{L_k / C_k}}{R_k} = \frac{\rho_k}{R_k},$$

где $\rho_k = \sqrt{L_k / C_k}$ – характеристическое сопротивление кварца.

Благодаря большому значению L_k и малой величине C_k величины ρ_k и Q_k достигают значений, во много раз превышающих их значения в обычных электрических контурах, что обеспечивает малое затухание и очень высокую стабильность резонансной частоты кварцевого контура.

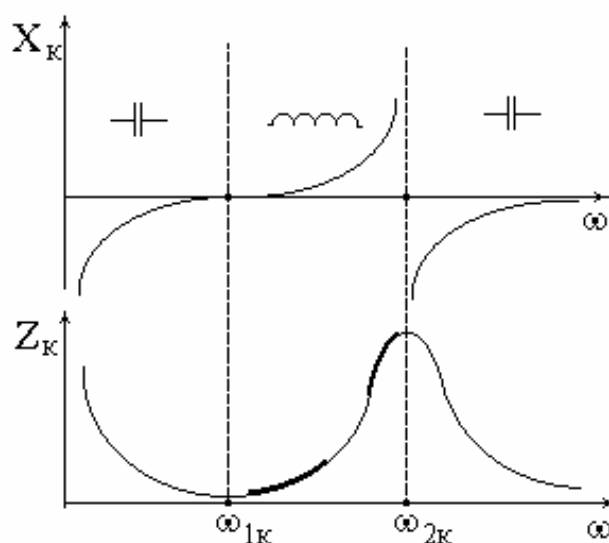


Рис. 85. Зависимость реактивного X_k и полного Z_k сопротивлений кварца от частоты

Автоколебания в кварцевых автогенераторах возможны только на частотах вблизи ω_{1k} или ω_{2k} , когда сопротивление кварца X_k носит индуктивный характер. На частотах, соответствующих емкостному характеру сопротивления, кварц не возбуждается. Наибольшую добротность имеют кварцы, возбужденные на 5–7 механических гармониках.

Основные электрические параметры кварцевого резонатора, приведенные в таблице, определяются геометрическими размерами пластины, типом среза и видом колебаний (на основной или механической гармонике). Для различных видов среза значение собственной частоты кварца (МГц) колеблется в пределах:

$$f_0 = (1,6-3,5)/d,$$

где d – толщина пластины, мм.

Основные параметры кварцевых резонаторов

Характеристическое сопротивление,	Ом	ρ_k	10^5-10^7
Сопротивление активных потерь,	Ом	R_k	1-10
Добротность		Q_k	$10^4-5 \cdot 10^6$
Температурный коэффициент частоты		ТКЧ	$(0,5-3) \cdot 10^{-6}$
Эквивалентная емкость кварца,	пФ	C_k	0,1-0,7
Эквивалентная индуктивность кварца,	пФ	L_k	1-10
Статическая емкость кварцедержателя,	пФ	C_0	20-40
Отношение емкостей		C_k/C_0	$10^{-4}-10^{-2}$
Максимальная частота колебаний кварцевой пластины МГц, соответствующая минимально возможным ее размерам: основная, на нечетной механической гармонике		ω_{1k} $\omega_n = n\omega_{1k}$	20 до 150

В наиболее распространенных схемах транзисторных автогенераторов возбуждение кварца возможно на основной частоте последовательного резонанса ω_{1k} или на нечетной механической гармонике $\omega_n \approx n\omega_{1k}$. На этих частотах сопротивление кварца R_k мало, вследствие чего оказывается замкнутой цепь обратной связи база-коллектор. На полосе частот между двумя резонансными частотами кварц ведет себя как некоторая индуктивность, что позволяет включить его в схему генератора по ёмкостной трехточке (рис. 86, а).

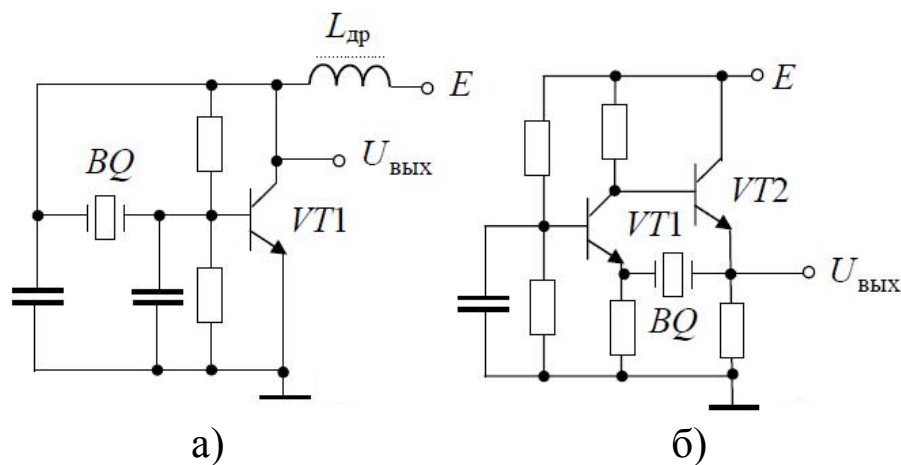


Рис. 86. Генераторы с кварцевой стабилизацией частоты:
а – трехточечный, б – с включением кварца в цепь обратной связи

Можно включить кварц и в цепь обратной связи усилителя. Такая схема (рис. 86, б) работает на частоте последовательного резонанса. В контур ПОС включены усилительные каскады по схемам с ОБ и ОК, не инвертирующие фазу сигнала. Условие баланса амплитуд выполняется только на частоте ω_k , на которой кварц имеет очень малое сопротивление и петлевое усиление контура ПОС оказывается большим единицы.

6.4. Генераторы линейно изменяющегося напряжения

Закон изменения напряжения, близкий к линейному, можно получить на конденсаторе, если его ток заряда будет постоянным. Скорость нарастания напряжения на конденсаторе связана с зарядным током соотношением:

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

В большинстве случаев используется не источник тока, а источник напряжения, поэтому изменение напряжения на конденсаторе происходит по экспоненциальному закону:

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

Если продифференцировать это выражение, то

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{E_0}{RC} e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Если $t \ll RC$, то

$$\frac{dU_c}{dt} \approx \frac{E_0}{RC} \approx const.$$

В простейшей схеме генератора линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) используется транзистор, работающий в ключевом режиме (рис. 87).

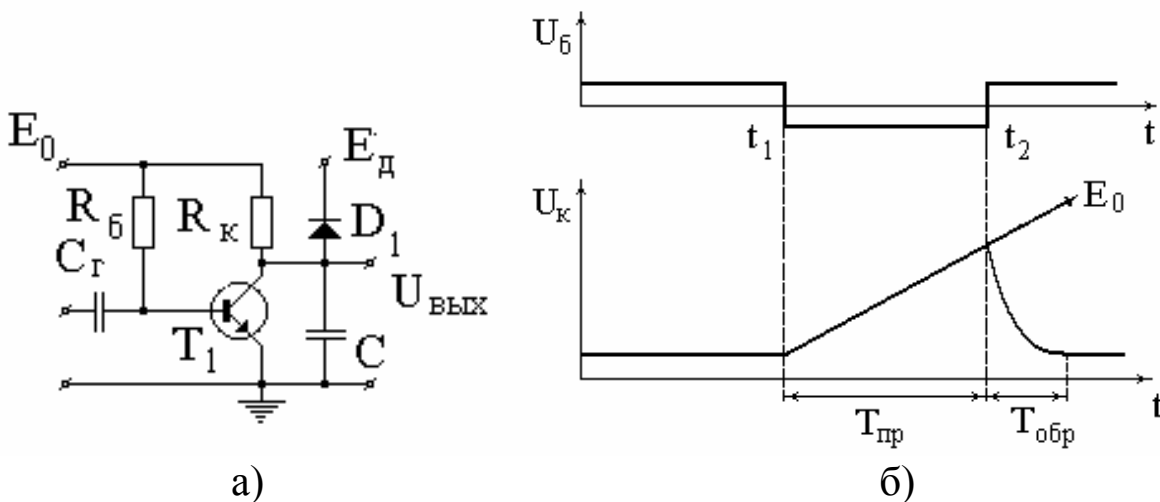


Рис. 87. Схема (а) и временная диаграмма напряжений (б) простейшего ГЛИН

В исходном состоянии выбором $R_б$ обеспечивается ток базы, достаточный для насыщения транзистора. При этом напряжение на коллекторе, а следовательно, и на конденсаторе близко к нулю. В момент t_1 на базу транзистора T_1 через C_2 подается импульс прямоугольной формы отрицательной полярности, в результате чего транзистор переходит в режим отсечки (рис. 87, б). Конденсатор C начинает заряжаться через $R_к$ от источника питания E_0 . В момент времени t_2 импульс на входе заканчивается, транзистор переходит в режим насыщения, и конденсатор начинает разряжаться. Как было показано, для обеспечения приемлемой линейности пилообразного напряжения требуется использовать высоковольтный источник питания с $E_0 \gg U_m$, что является недостатком данной схемы. Для защиты транзистора от возможного пробоя иногда используют предохранительный диод D_1 . На него подается обратное напряжение смещения $U_д$, по величине равное максимально допустимому напряжению на коллекторе транзистора $U_{кдоп}$. Если по каким-либо причинам окажется, что $U_к > U_{кдоп}$, то диод откроется и ограничит нарастание напряжения на коллекторе. Для повышения линейности закона изменения напряжения и более эффективного использования ЭДС источника применяют более сложные схемы ГЛИН, отличающиеся друг от друга способом стабилизации зарядного или разрядного тока конденсатора. На рис. 88 показана схема генератора линейно падающего напряжения. В ней для стабилизации разрядного тока конденсатора используется ООС. Как и в предыдущей схеме, T_1 выполняет функцию электронного

ключа. На транзисторе T_2 собран усилитель с параллельной ООС по напряжению, которая обеспечивается конденсатором C . В исходном состоянии T_1 насыщен. В цепь его эмиттера включен дополнительный источник смещения E_3 . Вследствие этого T_2 находится в режиме отсечки, и напряжение на его коллекторе примерно равно E_0 . Конденсатор C_1 заряжен до напряжения $U_c = E_0 - E_3$. В момент времени t_1 (рис. 88, б) на базу транзистора T_1 подается прямоугольный импульс отрицательной полярности, который переводит транзистор в режим отсечки.

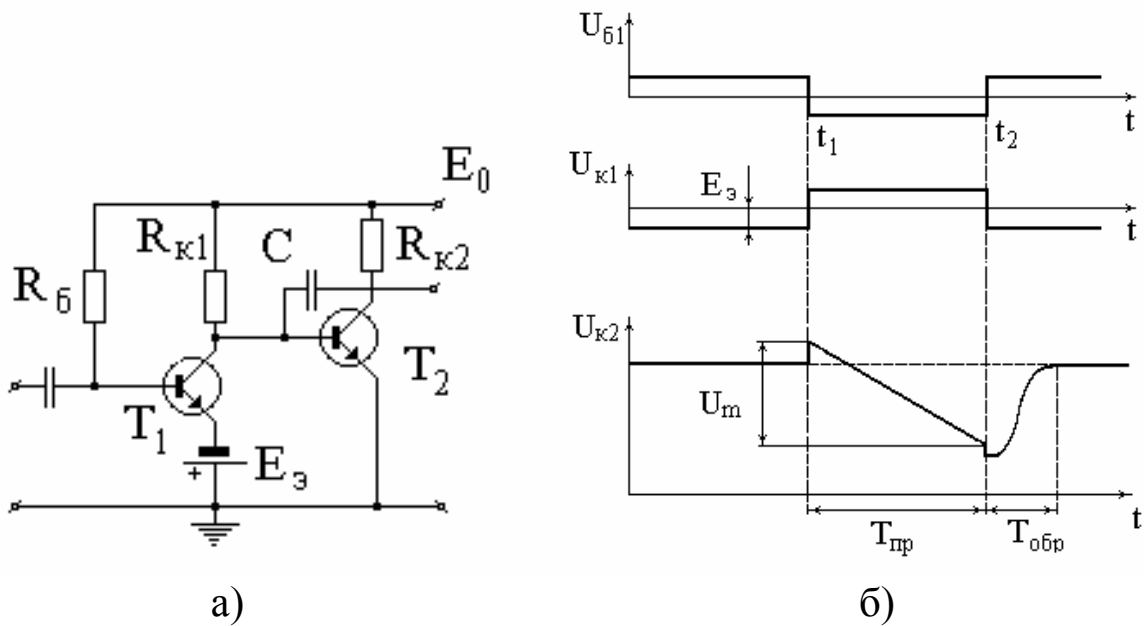


Рис. 88. Схема (а) и временная диаграмма напряжений (б) простейшего генератора линейно падающего напряжения

Потенциал коллектора транзистора T_1 повышается настолько, что T_2 из состояния отсечки переходит в активный режим. Поскольку $U_{\text{к2}} = U_c + U_{\text{б2}}$, на коллекторе T_2 произойдет такой же скачок напряжения, как и на коллекторе T_1 . После изменения состояния схемы конденсатор C начинает разряжаться через T_2 , источник питания и резистор $R_{\text{к1}}$. Так как транзистор T_1 находится в состоянии отсечки, через $R_{\text{к1}}$ течет только ток разряда конденсатора C . По мере разряда ток уменьшается, следовательно, уменьшается падение напряжения на резисторе $R_{\text{к1}}$, а потенциалы коллектора $U_{\text{к1}}$ и базы $U_{\text{б2}}$ несколько растут. Внутреннее сопротивление T_2 в активном режиме зависит от напряжения на его базе, поэтому за счет роста $U_{\text{б2}}$ транзистор открывается в большей степени, его внутреннее сопротивление уменьшается, и ток разряда конденсатора возрастает. Это

приводит к увеличению падения напряжения на $R_{к1}$, т.е. ООС через конденсатор C стремится поддержать неизменной величину тока разряда. Чем выше коэффициент усиления второго каскада, тем более стабилен ток разряда конденсатора и выше линейность изменения напряжения на нем. Поскольку $U_{к2} = U_c + U_{б2}$, а напряжение $U_{б2}$ за счет ОС меняется незначительно, формы импульсов напряжения на C и на коллекторе транзистора практически совпадают. В момент t_2 транзистор T_1 вновь переходит в режим насыщения, а T_2 в режим отсечки, после чего конденсатор заряжается через насыщенный транзистор T_1 и резистор $R_{к2}$ до напряжения $U_c = E_0 + E_э$.

С точки зрения микроминиатюризации и коэффициента нелинейных искажений выгодно отличаются ГЛИН на основе ОУ. Благодаря большому коэффициенту усиления напряжения ОУ, охваченные ёмкостной отрицательной обратной связью представляют собой близкие к идеальным интеграторы. Возможно также построение ГЛИН с использованием положительной обратной связи.

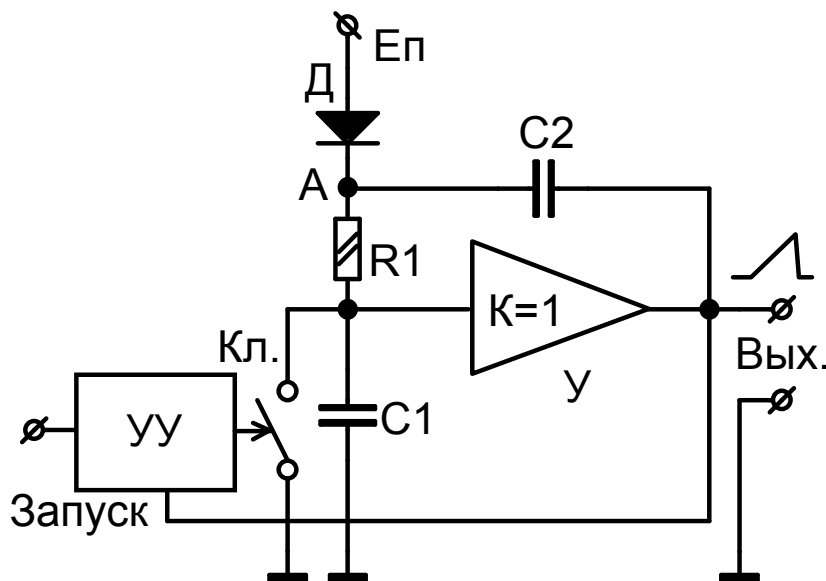


Рис. 89. Функциональная схема ГЛИН компенсационного типа на базе ОУ

На рис. 89 приведена функциональная схема ГЛИН компенсационного типа с использованием положительной обратной связи. Компенсирующее напряжение повторяет напряжение на емкости C_1 при размыкании ключа и заряде этой емкости от источника.

В исходном состоянии ключ (Кл) замкнут, емкость C_1 разряжена, напряжение на сопротивлении R_1 равно

$$U_{R1} = E_n - U_\delta,$$

где E_n – напряжение питания; U_δ – падение напряжения на открытом диоде.

Усилитель $У$ имеет коэффициент усиления, равный единице, и большое входное сопротивление ($R_{ex} \gg R_1$). После прихода запускающего импульса устройство управления (УУ) размыкает ключ, и емкость C_1 начинает заряжаться током через резистор R_1 . Усилитель ($У$) передает напряжение на конденсаторе C_1 на выход. Если $C_2 \gg C_1$, то емкость C_2 будет заряжаться гораздо медленнее, чем C_1 , и изменение напряжения на C_1 будет полностью передаваться в точку А. Таким образом, напряжение в точке А равно $U_A = U_{R1} + U_{C1}$, так как диод $Д$ практически сразу после начала процесса заряда емкости закрывается. Падение напряжения на резисторе R_1 равно $U_{R1} = U_A - U_{C1} = U_{R1}(t = 0)$, т.е. ток, заряжающий конденсатор C_1 всегда остается постоянным.

Когда выходное напряжение достигает некоторого уровня, срабатывает устройство управления, ключ (Кл) замыкается, и схема возвращается в исходное состояние.

Достоинства схем ГЛИН на ОУ – простота схемы, хорошая нагрузочная способность, высокая линейность выходного сигнала; простота перестройки крутизны ЛИН, которая легко выполняется подачей напряжения от других функциональных узлов, большой динамический диапазон выходных сигналов; малое потребление энергии.

7. ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

7.1. Активные фильтры

Как известно, для получения избирательных характеристик в обычной схемотехнике широко используются LC-фильтры. Однако в интегральной схемотехнике индуктивности трудно реализуемы.

Поэтому в интегральной схемотехнике широкое применение находят активные фильтры, представляющие собой пассивные RC-фильтры, включенные в цепи инвертирующих и неинвертирующих усилителей. Активные фильтры (АФ) находят самое широкое применение в качестве избирательных усилителей, регуляторов тембров и т.д.

Среди преимуществ активных фильтров по сравнению с пассивными следует выделить:

- отсутствие катушек индуктивности;
- лучшую избирательность;
- компенсацию затухания полезных сигналов или даже их усиление;
- пригодность к реализации в виде ИМС.

Недостатками активных фильтров являются:

- потребление энергии от источника питания;
- ограниченный динамический диапазон;
- дополнительные нелинейные искажения сигнала.

Отметим также, что использование активных фильтров с ОУ на частотах свыше десятков мегагерц затруднено из-за малой частоты единичного усиления f_T большинства ОУ широкого применения. Особенно преимущество активных фильтров на ОУ проявляется на самых низких частотах, вплоть до долей герц.

В общем случае можно считать, что ОУ в активном фильтре корректирует АЧХ пассивного фильтра за счет обеспечения разных условий для прохождения различных частот спектра сигнала, компенсирует потери на заданных частотах, что приводит к получению крутых спадов выходного напряжения на склонах АЧХ. В активных фильтрах обеспечивается получение АЧХ всех разновидностей фильтров: нижних частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ) и полосовых (ПФ).

7.1.1. Пассивные RC-фильтры

Различают фильтры нижних частот (ФНЧ), полоса пропускания которых располагается в области нижних частот; фильтры высоких частот (ФВЧ), пропускающие сигналы высоких частот; полосовые и заграждающие (режекторные фильтры). Рассмотрим схему ФНЧ, рис. 90, а.

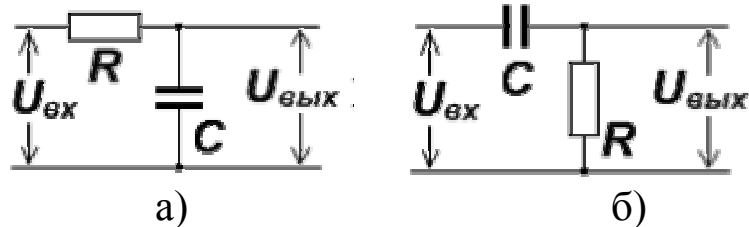


Рис. 90. Простейшие ФНЧ (а) и ФВЧ (б)

Принцип действия такого фильтра следующий: конденсатор, обладая малым реактивным сопротивлением на высоких частотах, пропускает ток беспрепятственно, а на низких частотах его реактивное сопротивление максимально, поэтому ток через него не проходит.

Комплексный коэффициент передачи этого RC-фильтра определяется выражением:

$$K(j\omega) = U_{вых}/U_{вх} = 1/(1+j\omega RC).$$

Передаточная характеристика ФНЧ имеет выражение:

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}}; K(f) = \frac{1}{\sqrt{1+(\frac{f}{f_c})^2}},$$

где f_c – частота среза, равная $1/2\pi RC$.

Полоса пропускания фильтра определяется частотой среза. При дальнейшем увеличении частоты имеет место затухание сигнала, т.е. спад частотной характеристики 20 дБ/дек. Если ФНЧ имеет несколько звеньев, то спад АЧХ равен n 20 дБ/дек.

Рассмотрим принципиальную схему ФВЧ (рис. 90, б). Передаточная характеристика ФВЧ определяется выражениями:

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+\frac{1}{(\omega RC)^2}}}; K(f) = \frac{1}{\sqrt{1+(\frac{f_c}{f})^2}}.$$

Для построения полосовых и заграждающих АФ широкое применение находит 2Т-фильтр (рис. 91), который пропускает все частоты с коэффициентом передачи $K = 1$, кроме квазирезонансной. На квазирезонансной частоте $f_0 = 1/2\pi RC$ коэффициент передачи равен нулю.

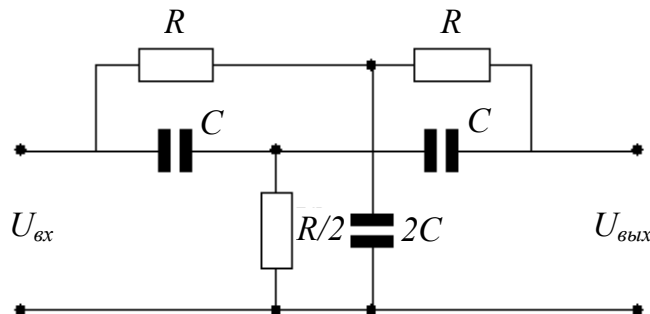


Рис. 91. Схема заграждающего 2Т-фильтра

7.1.2. Реализация активных фильтров

Активные фильтры бывают первого, второго, третьего и высших порядков. Порядок фильтра определяется числом RC-звеньев.

Для получения АФ пассивный RC-фильтр включают в схему усилителя. АФНЧ первого порядка на ОУ легко реализуется по схеме (рис. 92, а), в которой использовано неинвертирующее включение.

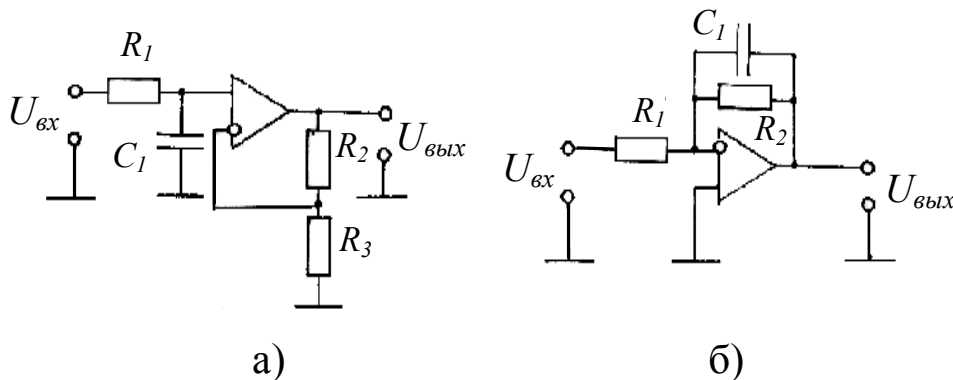


Рис. 92. Активный фильтр НЧ первого порядка с RC фильтром:
а – в цепи межкаскадной связи; б – в цепи ООС

АЧХ активного фильтра определяется выражением:

$$K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}},$$

где $K_0 = 1 + \frac{R_2}{R_3}$; $f_c = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}$.

Если RC-фильтр включается в цепь ООС, то для получения фильтра нижних частот в цепи обратной связи необходимо использовать ФВЧ, так как при включении пассивного фильтра в цепь ООС происходит преобразование ФНЧ в ФВЧ и обратно. АФНЧ первого порядка с инвертирующим усилителем приведен на рис. 92, б. Для данного фильтра для определения значения $K(\omega)$ используются следующие выражения для K_0 и f_c :

$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1}; f_c = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}.$$

АЧХ активного фильтра низкой частоты приведена на рис. 93, где АЧХ разомкнутого ОУ приведена штриховой линией.

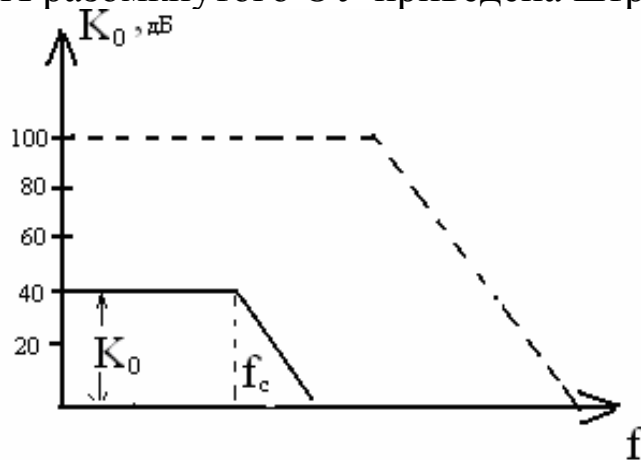


Рис. 93. АЧХ активного фильтра НЧ

Для увеличения крутизны АЧХ т.е. избирательности применяют АФ высокого порядка. В целях обеспечения устойчивой работы в одном ОУ включается не более трех звеньев пассивных RC-фильтров. Поэтому АФ высокого порядка строят на нескольких ОУ, соединив последовательно АФ третьего и второго порядков. В этом случае $K(f)$ перемножаются, и получается общая АЧХ. От перестановки каскадов АФ общая АЧХ не меняется.

7.1.3. Регуляторы тембра и эквалайзеры

Для коррекции АЧХ в усилителях низких (звуковых) частот (УНЧ) применяют регуляторы тембра. В настоящее время наиболее часто применяют активные регуляторы тембра, не вносящие потери в нейтральном положении регулятора (равномерная передача во всей полосе рабочих частот). В качестве активных элементов чаще всего используют ОУ.

Принципиальная схема симметричного активного регулятора тембра и его АЧХ приведены на рис. 94.

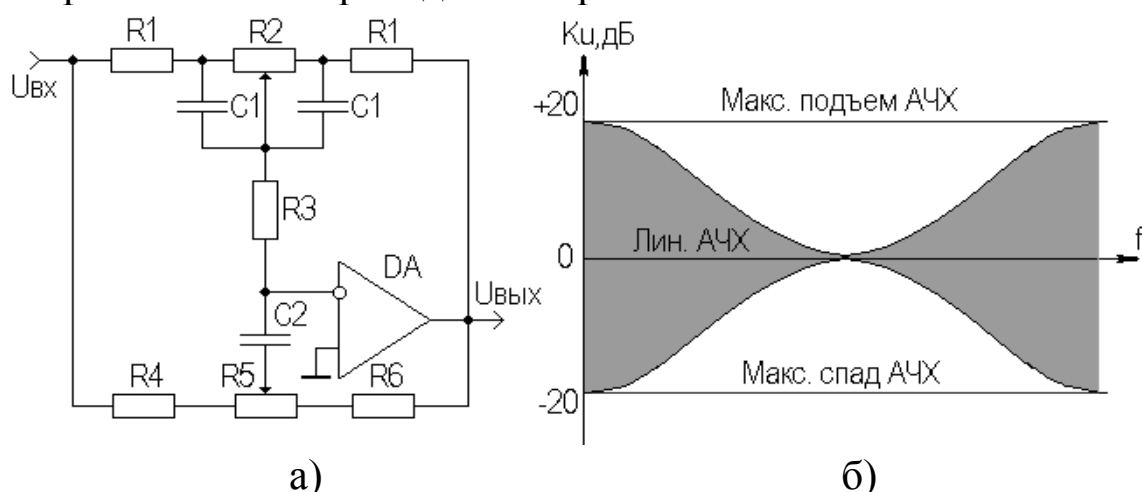


Рис. 94. Схема (а) и АЧХ (б) симметричного активного регулятора тембра

Нетрудно увидеть, что ОУ здесь охвачен цепями ООС, представляющими собой частотнозависимые делители напряжения нижних (R_1, R_2, R_3, C_1) и верхних (R_4, R_5, C_2) частот. При диапазоне регулирования тембра не более ± 20 дБ элементы схемы можно определить из соотношений:

$$R_1 = 0,11R_2,$$

$$C_1 = \frac{1,59 \cdot 10^{-7}}{f_n R_2},$$

$$R_3 = R_1,$$

$$R_4 = 0,33 R_1,$$

$$C_2 = \frac{43,4 \cdot 10^{-7}}{f_v R_2},$$

$$R_5 \geq 3,7R_2,$$

где f_n и f_v – соответственно, нижняя и верхняя частоты регулирования.

Регулирование АЧХ УНЧ в нескольких отдельных участках частотного диапазона осуществляется с помощью *эквалайзеров*, которые преимущественно представляют собой активные регулируемые ПФ второго порядка.

7.2. Амплитудные модуляторы

Амплитудно-модулированные колебания могут быть получены в результате перемножения несущего и модулирующего колебаний с последующим выделением резонансной системой требуемой спектральной области. Для этого на выходе модулятора должен быть включен контур, настроенный на несущую частоту и имеющий полосу пропускания не меньше, чем ширина спектра АМ-колебаний.

При практической реализации схем АМ-модуляторов используют различный подход. Если необходим малый по уровню мощности сигнал, то целесообразно использовать специализированные микросхемы. Если модулятор работает с большими амплитудами колебаний (например, на выходе радиопередающего устройства), то его изготавливают на основе дискретных транзисторов и стремятся обеспечить максимальный КПД.

Большинство схем может быть разбито на два типа по способу подачи модулирующего колебания. Если модулирующее колебание подается в цепь управляющего электрода, то модуляция называется базовой или затворной. Если модулирующее колебание подается в цепь выходного электрода, то получают схему коллекторной (или стоковой) модуляции. Коллекторная модуляция обеспечивает более высокий КПД, чем базовая, но требует и более мощного источника модулирующего колебания.

На рис. 95, а показана схема базовой модуляции. В данной схеме между базой и эмиттером действует сумма трех напряжений: постоянного напряжения смещения $E_{см}$, напряжения модулирующего $U_m(t)$ и несущего $U_n(t)$ колебаний. Поскольку уровни сигналов, поступающих на модулятор, достаточно велики, вольт-амперные характеристики транзистора представляются в виде прямых линий. При этих условиях ток коллектора имеет форму усеченного гармонического колебания с изменяющимся во времени, в зависимости от модулирующего напряжения, углом отсечки (рис. 95, б) и амплитудой.

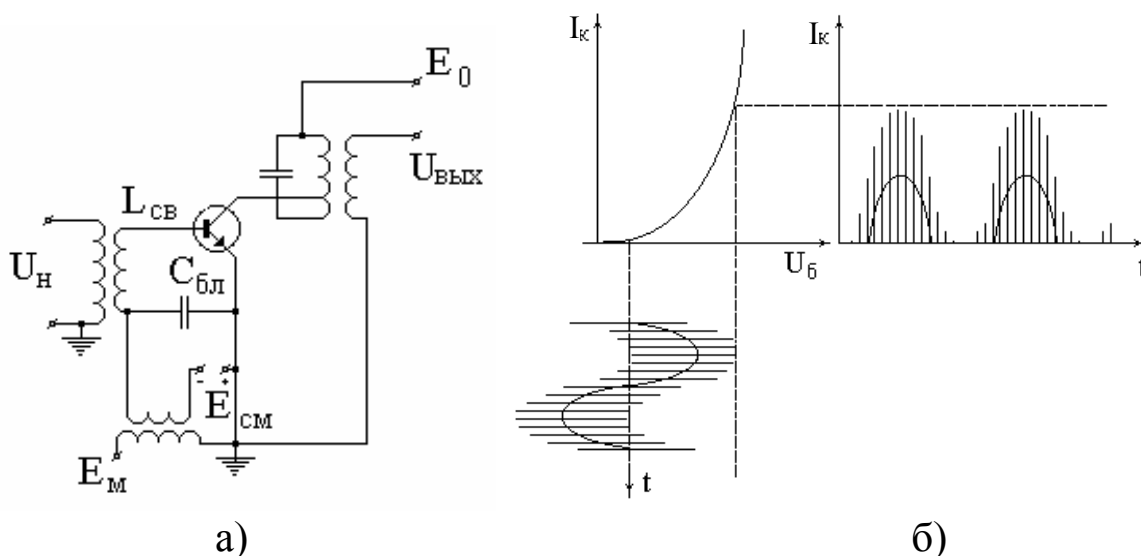


Рис. 95. Схема (а) и диаграмма коллекторного тока (б) амплитудного модулятора с базовой модуляцией

Контур в коллекторной цепи настроен на частоту несущего колебания и реагирует только на первую гармонику импульсов коллекторного тока. Реальная зависимость I_{k1m} от напряжения смещения на базе, называемая статической модуляционной характеристикой, показана на рис. 96. Она нелинейна, но имеется относительно большой участок, близкий к линейному. Нижняя нелинейная часть модуляционной характеристики обусловлена нелинейностью характеристик транзистора, верхняя – переходом каскада в перенапряженный режим.

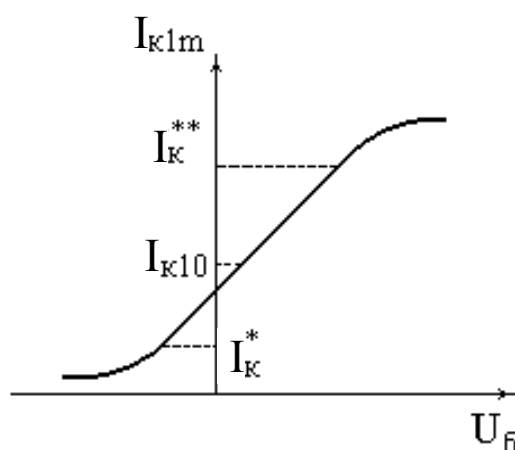


Рис. 96. Статическая модуляционная характеристика амплитудного модулятора с базовой модуляцией

Нелинейность модуляционной характеристики приводит к нелинейным искажениям огибающей АМ-колебаний. По известным I_k^{**} и I_k^* можно определить максимальный коэффициент глубины амплитудной модуляции, при котором

нелинейные искажения огибающей АМ-колебаний не превышают допустимого значения

$$\mu_{\max} = \frac{I_k^{**} - I_k^*}{I_k^{**} + I_k^*}.$$

Для нормальной работы схемы модулятора необходимо, чтобы сопротивление катушки связи $L_{св}$ для токов с частотой модулирующих колебаний было пренебрежимо мало, а для токов с частотой несущего колебания пренебрежимо мало должно быть сопротивление блокировочного конденсатора $C_{бл}$. При этих условиях напряжения несущего $U_n(t)$ и модулирующего $U_m(t)$ колебаний, действующие, соответственно, на катушке связи и вторичной обмотке модуляционного трансформатора, оказываются практически полностью приложенными к промежутку база – эмиттер.

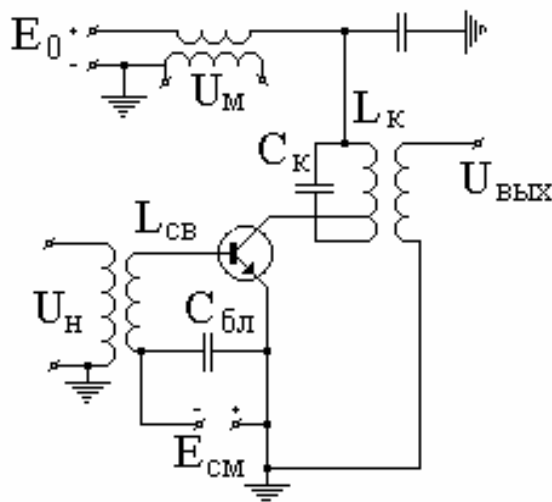


Рис. 97. Схема амплитудного модулятора с коллекторной модуляцией

В схеме коллекторного модулятора (рис. 97) модулирующее напряжение, действующее на вторичной обмотке модуляционного трансформатора, приложено между коллектором и эмиттером транзистора последовательно с напряжением источника питания. В результате в такт с изменением $U_m(t)$ меняется мгновенное значение коллекторного напряжения и соответственно перемещается нагрузочная прямая на выходных характеристиках. На рис. 98 показано исходное положение при $U_m = 0$ и крайние положения нагрузочной прямой.

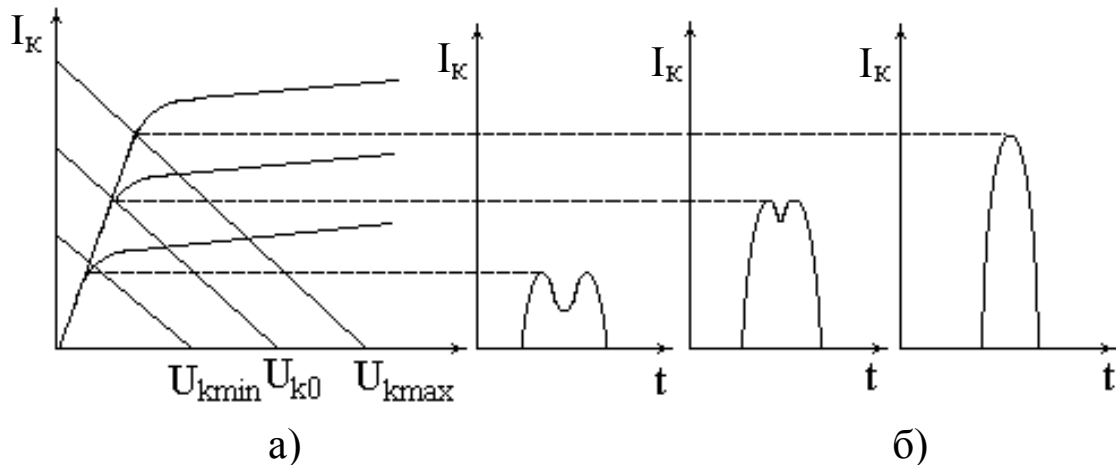


Рис. 98. Схема (а) и диаграмма коллекторного тока (б) амплитудного модулятора с базовой модуляцией

Модуляционной характеристикой для данной схемы является зависимость I_{K1m} от напряжения коллектор – эмиттер (рис. 99). Верхний загиб модуляционной характеристики обусловлен выходом каскада в недонапряженный режим, нижний – сильным перенапряжением. Область линейного участка модуляционной характеристики этого модулятора шире, чем, при прочих равных условиях, в схеме с базовой модуляцией, что позволяет получить большую глубину модуляции.

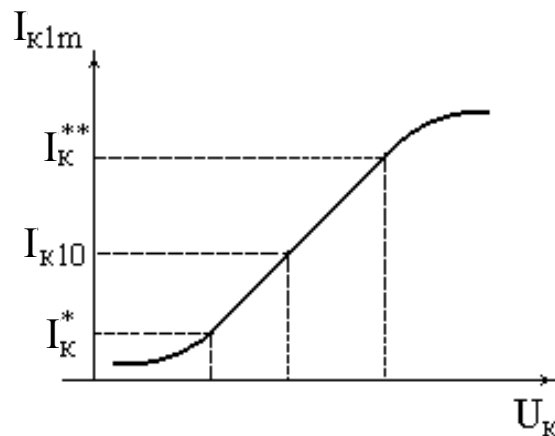


Рис. 99. Статическая модуляционная характеристика амплитудного модулятора с коллекторной модуляцией

7.3. Частотные модуляторы

Частотная модуляция осуществляется наиболее просто так называемым прямым способом. В генераторах гармонических колебаний, построенных на базе LC-контуров, частота колебаний определяется как $\omega = 1/\sqrt{LC}$. Из этого соотношения следует, что изменяя L или C , можно изменить частоту генерации. Если в

контур автогенератора включить индуктивность или емкость, величину которых можно изменять с частотой модуляции, то это позволит получить частотную модуляцию (рис. 100, а).

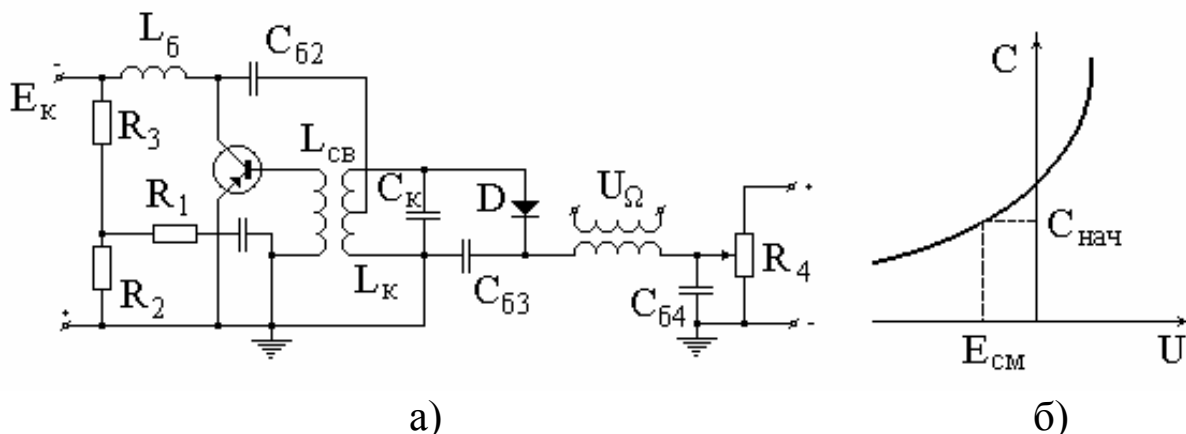


Рис. 100. Схема частотного модулятора (а) и вольт-фарадная характеристики варикапа (б)

В данной схеме автогенератора частотная модуляция осуществляется за счет изменения емкости варикапа, вольт-фарадная характеристика которого показана на рис. 100, б. Сопротивления R_1, R_2, R_3 , конденсаторы C_{61} и C_{62} , дроссель L_6 – элементы цепей питания автогенератора. Исходное смещение на диод подается с потенциометра R_4 . Модулирующее напряжение частотой Ω снимается со вторичной обмотки трансформатора. Конденсатор C_{63} представляет собой малое сопротивление для высокой частоты и большое для частоты модуляции, В случае очень высокой несущей частоты автогенератора может оказаться необходимым включение высокочастотного дросселя между трансформатором и контуром. При малой расстройке относительное изменение частоты автогенератора

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx -\frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C_0},$$

где ΔC – изменение емкости контура от исходного значения C_0 , соответствующего частоте генератора ω_0 .

7.4. Гетеродины, преобразователи частоты

В процессе разработки радиоаппаратуры часто необходимо изменить спектральный состав или сдвинуть по частоте спектр сигнала. Это можно сделать, используя элементы с нелинейной вольт-амперной характеристикой.

Будем считать, что устройство не содержит реактивных элементов и вольт-амперная характеристика в области рабочей точки (U_0, I_0) может быть точно аппроксимирована рядом Тейлора, содержащего только три члена:

$$I(U) = I_0 + \frac{\partial I}{\partial U}(U - U_0) + \frac{\partial^2 I}{\partial U^2}(U - U_0)^2 = \\ = a_0 + a_1(U - U_0) + a_2(U - U_0)^2.$$

Будем считать, что входной сигнал описывается зависимостью:

$U(t) = U_m \cos \omega t$ или $U(t) = U_0 + U_m \cos \omega t$ для нашего случая. Подставив последнее выражение в ряд Тейлора, получим

$$I(t) = a_0 + 0,5a_2U_m^2 + a_1U_m \cos \omega t + 0,5a_2U_m^2 \cos 2\omega t,$$

т.е. появляется составляющая на удвоенной частоте и изменяется величина постоянной составляющей (рис. 101). Если не ограничиваться квадратичными членами, то

$$I_m = a_0 + 0,5a_2U_m^2 + 0,375a_4U_m^4 + \dots ;$$

$$I_{m1} = a_1U_m + 0,75a_3U_m^3 + 0,625a_5U_m^5 + \dots ;$$

$$I_{m2} = 0,5a_2U_m^2 + 0,125a_4U_m^4 + \dots ;$$

$$I_{m3} = 0,25a_3U_m^3 + 0,312a_5U_m^5 + \dots ,$$

где $a_n = \frac{1}{n!} \frac{\partial^n I}{\partial U^n}$ определяется в точке $U = U_0$.

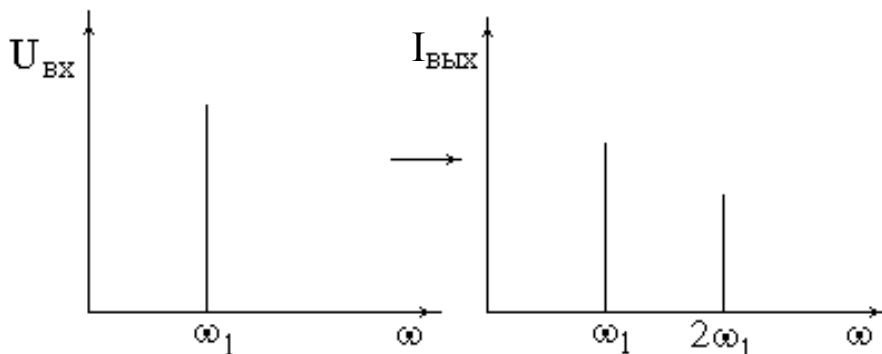


Рис. 101. Образование высших гармоник в выходном токе

Таким образом, при нелинейной вольт-амперной характеристике в спектре выходного сигнала появляются высшие

гармоники, и их количество в спектре оказывается тем больше, чем больше нелинейность вольт-амперной характеристики.

Рассмотрим случай, когда на вход действуют два колебания с разными частотами ω_1 и ω_2 и $\omega_1 > \omega_2$, т.е.

$$U(t) = U_0 + U_{m1} \cos \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t.$$

Подставляя это выражение в ряд Тейлора, получим:

$$I(t) = a_0 + a_1 U_{m1} \cos \omega_1 t + a_1 U_{m2} \cos \omega_2 t + \\ + a_2 U_{m1}^2 \cos^2 \omega_1 t + 2a_2 U_{m1} U_{m2} \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t + a_2 U_{m2}^2 \cos^2 \omega_2 t$$

после преобразований получим

$$I(t) = a_0 + 0,5a_2 \cdot (U_{m1}^2 + U_{m2}^2) + a_1 U_{m1} \cos \omega_1 t + a_1 U_{m2} \cos \omega_2 t + \\ + 0,5a_1 U_{m1}^2 \cos 2\omega_1 t + 0,5a_2 U_{m2}^2 \cos 2\omega_2 t + a_2 U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \\ + a_2 U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_1 + \omega_2)t.$$

Таким образом, в выходном спектре появляются составляющие с частотами $(\omega_1 - \omega_2)$ и $(\omega_1 + \omega_2)$ и одинаковыми амплитудами $a_2 U_{m1} U_{m2}$. Спектр АМ-колебаний представляется тремя частотами ω_n , $\omega_n + \Omega$, $\omega_n - \Omega$. Т.к. в спектре колебания тока присутствуют составляющие, с точностью до индексов соответствующие спектру АМ-колебаний, то можно сделать вывод о том, что для получения такого колебания достаточно обеспечить перемножение несущего и модулирующего колебаний. Перемножение колебаний с последующей фильтрацией позволяет осуществить так называемое *преобразование частоты или гетеродирование*. Гетеродированием называется процесс, в результате которого спектр модулированного сигнала с одной несущей частоты переносится на другую, как правило, более низкую несущую частоту. Если одно из исходных колебаний, например U_1 , является АМ, т.е. $U_1(t) = U_{m1} \cos \omega_1 t$, то любая из составляющих $\omega_1 + \omega_2$ или $\omega_1 - \omega_2$ тоже окажется АМ, и любую из них можно использовать в качестве новой несущей.

Нелинейный элемент, в котором осуществляется перемножение сигналов, называется смесителем, а высокочастотный генератор – гетеродином. Гетеродин и смеситель образуют собственно преобразователь частоты.

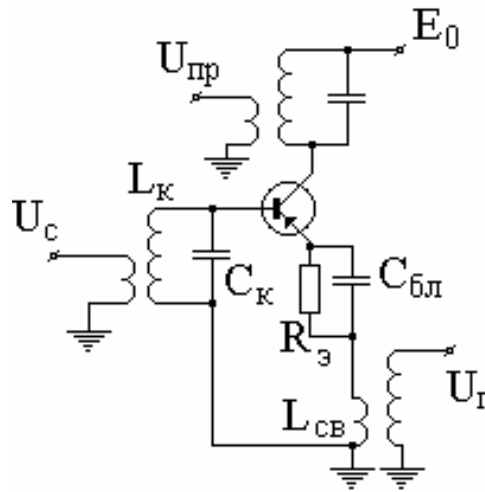


Рис. 102. Преобразователь частоты на основе гетеродина

Будем считать, что для схемы, показанной на рис. 102, $\omega_c > \omega_r$, а входная характеристика близка к квадратичной параболе. Режим работы транзистора по постоянному току определяется напряжением питания E_0 и сопротивлением $R_э$, включенным в цепь эмиттера. На нем за счет прохождения постоянной составляющей создается падение напряжения $U_{0э} = I_{0э}R_э$. Это напряжение оказывается приложенным между эмиттером и базой, т.к. по постоянному току эмиттер соединен с землей. Емкость $C_{бл}$ берется такой величины, чтобы ее сопротивление на частоте сигнала и на частоте гетеродина было много меньше (хотя бы на порядок) сопротивления $R_э$. Индуктивность $L_{св}$ рассчитывается так, чтобы ее сопротивление на ω_c было близко к нулю. Контур $L_кC_к$, настроенный на частоту f_c , на частоте f_2 имеет достаточно малое сопротивление индуктивного характера, так как $f_c > f_2$. В этих условиях напряжение с частотой сигнала и гетеродинное напряжение оказываются приложенными между базой и эмиттером. Контур в коллекторной цепи, выделяющий полезный сигнал со средней частотой, равной $f_c - f_2$, должен иметь полосу пропускания Δf не меньше, чем ширина спектра принимаемого сигнала, т.е. $\Delta f > 2f_M$. На рис. 103 пунктиром показана входная характеристика и сплошной линией – зависимость крутизны от напряжения на базе. Будем считать, что относительно точки $U_{об}$ приложено напряжение $U_2(t)$, амплитуда которого меньше $|U_{об}|$ и $|U_{отс} - U_{об}|$. Напряжение гетеродина меняет периодически мгновенное положение рабочей точки на входной характеристике

и, следовательно, периодически меняется крутизна характеристики. Т.к. зависимость тока коллектора от напряжения на базе принята квадратичной, то зависимость крутизны от напряжения на базе линейна и зависимость крутизны от времени полностью определяется временной зависимостью $U_2(t)$. Т.е.

$$S(t) = S_0 + S_{m1} \cos \omega t.$$

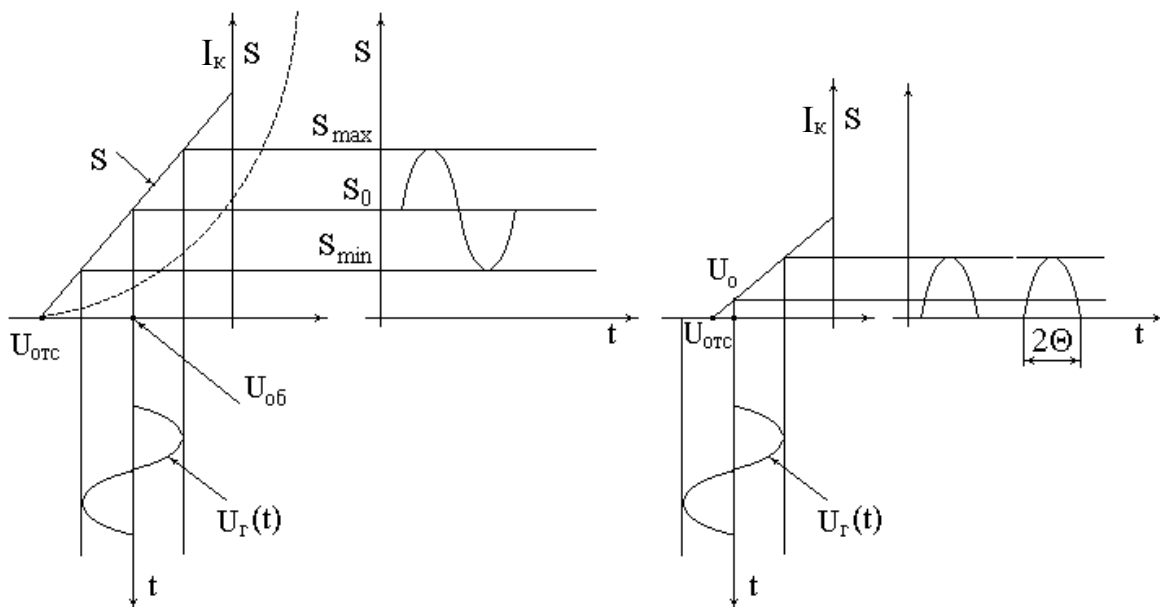


Рис. 103. Зависимость крутизны от напряжения на базе транзистора гетеродина при разных режимах по постоянному току

Так как в схеме одновременно действует и напряжение сигнала

$$U_c(t) = U_{mc}(t) \cos \omega_c t,$$

то ток коллектора определяется

$$I_k(t) = S(t)U_c(t) = (S_0 + S_{m1} \cos \omega_2 t)U_{cm}(t) \cos \omega_c t.$$

Чаще всего на вход преобразователя поступает сигнал с очень малой амплитудой (единицы μV или mV). Поэтому любой участок вольт-амперной характеристики оказывается для сигнала линейным, а это значит, что в спектре тока коллектора не появится гармоник сигнала, в этих условиях последнее выражение можно переписать:

$$I_c(t) = S_0 U_{mc}(t) \cos \omega_c t + 0,5 S_{m1} U_{mc}(t) \cos(\omega_2 - \omega_c)t + 0,5 U_{mc}(t) S_{m1} \cos(\omega_2 + \omega_c)t,$$

т.е. достигается требуемый эффект – спектр сигнала переносится на новые несущие частоты $\omega_c - \omega_r$ и $\omega_c + \omega_r$.

Преобразование частот может происходить в любом случае, если $\omega_c > \omega_r$ или $\omega_c < \omega_r$. Если $\omega_c > \omega_r$, происходит простое смещение спектра по оси частот, а при $\omega_c < \omega_r$ происходит дополнительное «обращение» спектра относительно новой несущей. Т.е. более высокой частоте спектра исходного сигнала будет соответствовать более низкая частота спектра на новой несущей.

Если изменить режим работы смесителя, то спектр сигнала может быть существенно обогащен. Из рис. 103 видно, что крутизна изменяется уже не по гармоническому закону. Если эту зависимость разложить в ряд Фурье и найти выражение для тока коллектора, то окажется, что новые (промежуточные) частоты получаются не только в результате взаимодействия сигнала и первой гармоники напряжения гетеродина, но и в результате взаимодействия сигнала и любой n -й гармоники гетеродинного напряжения. Для получения максимального значения тока промежуточной частоты необходимо, чтобы при прочих равных условиях было максимально значение амплитуды требуемой гармоники. Амплитуды гармоник зависят от угла отсечки Θ . Максимум для амплитуды первой гармоники обеспечивается при $\Theta = 120^\circ$, 2-й при $\Theta = 60^\circ$, 3-й при $\Theta = 40^\circ$.

7.5. Детекторы АМ-колебаний

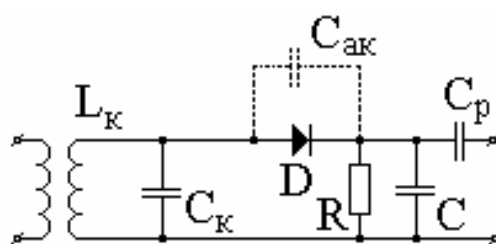


Рис. 104. Схема детектора АМ-колебаний

Детектированием называется процесс преобразования модулированного колебания, в результате которого формируется напряжение (или ток), изменяющиеся по закону модулирующей функции. Устройство, в котором реализуется этот процесс, называется детектором. Детектирование сопровождается трансформацией частотного спектра и может быть осуществлено с помощью нелинейных элементов (наиболее часто используется

диод). На рис. 104 показана схема простейшего детектора АМ-колебаний. Исходные АМ колебания выделяются на контуре $L_k C_k$, являющемся обычно нагрузкой каскада, предшествующего детектору. Для правильной работы схемы величины R и C должны удовлетворять условиям:

$$\frac{1}{\omega C} \ll R \quad C_{ak} \ll C \quad \frac{1}{\Omega C} \gg R,$$

где ω и Ω – частоты несущего и модулирующего колебаний, соответственно; C_{ak} – междуэлектродная емкость диода.

Т.к. $\omega \gg \Omega$, условия достаточно легко выполняются совместно. Таким образом, на несущей частоте сопротивление нагрузки детектора определяется емкостью C и значительно меньше сопротивлением емкости C_{ak} диода. При этом в детекторе входное высокочастотное напряжение с контура $L_k C_k$ практически без потерь подводится к нелинейному элементу – диоду (диод и контур на несущей частоте включены параллельно). Чтобы

выполнялось условие $\frac{1}{\Omega C} \gg R$, сопротивление нагрузки

детектора для токов частоты модуляции, создающих полезный сигнал на выходе, будет достаточно большим, активным и практически равным R . В данной схеме диод D , нагрузка R , и C включены последовательно с источником входного сигнала (контуром $L_k C_k$). Поэтому детектор, собранный по такой схеме, называется последовательным. Особенности работы детектора и его параметры зависят от того, какие сигналы, сильные или слабые, поступают на его вход. Рассмотрим работу детектора при сильном сигнале (сильным принято считать сигнал, амплитуда которого больше 0,7–1 В).

При подключении на вход детектора АМ-колебаний

$$U_{вх} = U_{mн} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t$$

напряжение на нагрузке детектора U_k будет с некоторыми отклонениями повторять огибающую входного сигнала. Если пренебречь незначительными высокочастотными (с частотой ω) колебаниями U_c и учесть, что на выходе схемы после разделительной емкости C_p будет отсутствовать постоянная составляющая, то напряжение $U_{вых}$ будет иметь вид, показанный на рис. 105.

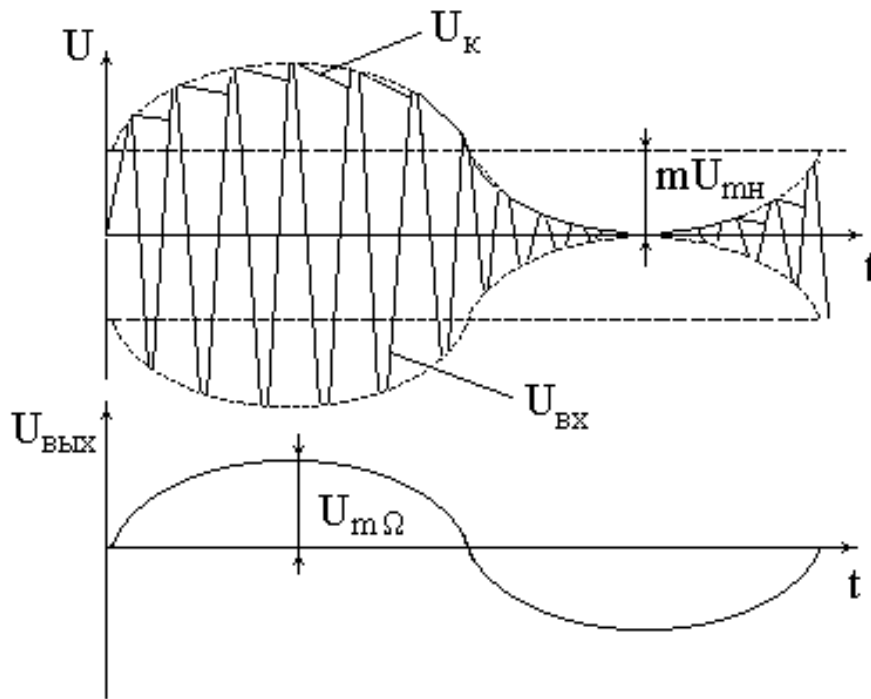


Рис. 105. Формирование выходного сигнала в амплитудном детекторе

Под коэффициентом передачи детектора $K_{d\Omega}$ в режиме детектирования АМ колебаний понимают отношение амплитуды входного сигнала $U_{m\Omega}$ к амплитуде огибающей выходного сигнала $mU_{мн}$:

$$K_{d\Omega} = U_{m\Omega} / mU_{мн}.$$

Т.о. амплитуда выходного сигнала АМ-детектора пропорциональна амплитуде огибающей входного сигнала. Поэтому амплитудный детектор, работающий в режиме больших сигналов, называют линейным. При малых уровнях сигналов вольт-амперную характеристику диода можно аппроксимировать квадратичной параболой. В этом случае под действием входного сигнала постоянная составляющая тока получит приращение $\Delta I_0 \approx 0,5a_2U_m^2$, что следует из разложения в ряд:

$$I(t) = (a_0 + 0,5a_2U_m^2) + a_1U_m \cos \omega t + 0,5a_2U_m^2 \cos 2\omega t + \dots$$

Следовательно, и выходное напряжение детектора будет также пропорционально квадрату амплитуды входного сигнала. Поэтому амплитудный детектор, работающий при малых входных сигналах, называют квадратичным. При квадратичном детектировании АМ-колебаний возникают большие нелинейные искажения полезного сигнала (при 100% модуляции до 25%),

поэтому такое детектирование используется в тех случаях, когда требуется получить выходное напряжение, пропорциональное мощности входного сигнала (например, в измерительной технике).

7.6. Детекторы ЧМ-колебаний

В схеме детекторов ЧМ-колебаний, как и в схемах детекторов АМ-колебаний, используются нелинейные элементы. Однако нелинейный элемент не реагирует непосредственно на изменение мгновенной частоты сигнала. Поэтому частотное детектирование проводится обычно в два этапа. Сначала с помощью линейной цепи с наклонным участком амплитудно-частотной характеристики преобразуют исходные ЧМ-колебания в колебания, у которых по закону модулирующей функции изменяется не только мгновенная частота, но и амплитуда, т.е. преобразуют ЧМ-сигнал в АМ-ЧМ-сигнал. Затем этот сигнал подвергают амплитудному детектированию. В качестве линейной цепи с наклонным участком АЧХ наиболее часто используют колебательные контуры.

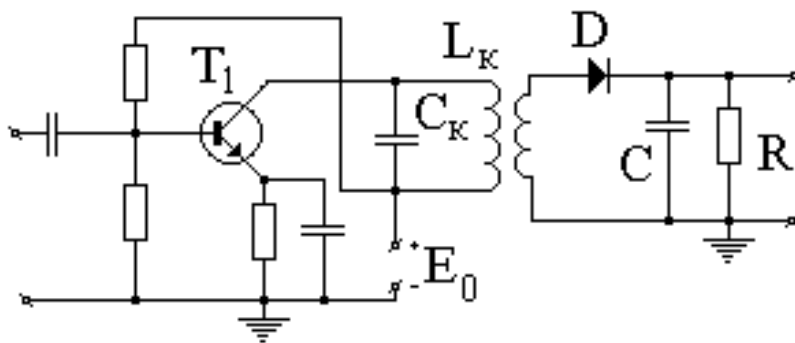


Рис. 106. Схема детектора ЧМ колебаний

На транзисторе T_1 (рис. 106) собран резонансный усилитель, контур которого расстроен относительно несущей частоты сигнала, т.е. резонансная частота контура $L_k C_k$ выбирается такой, чтобы область изменения частоты входного сигнала приходилась на скат резонансной характеристики контура. На рис. 107 показано изменение во времени амплитуды $U_{\text{конт}}$ и изменение мгновенного напряжения $U_{\text{конт}}$ на $L_k C_k$ контуре.

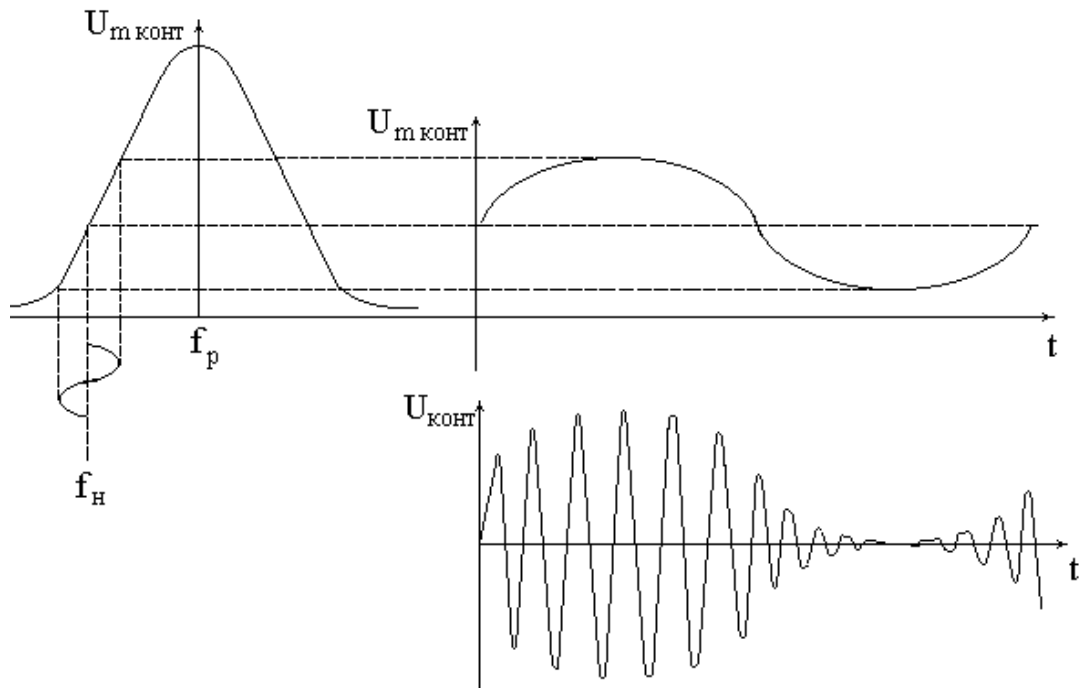


Рис. 107. Изменение во времени амплитуды и мгновенного напряжения на контуре детектора

Напряжение $U_{\text{конт}}$ имеет, наряду с частотной модуляцией, и амплитудную, причем $U_{\text{мконт}}$ меняется по закону изменения частоты входного сигнала. Далее сигнал поступает на амплитудный детектор, собранный на диоде D . На нагрузке детектора выделяется напряжение, величина которого изменяется соответственно частоте входного сигнала. Зависимость выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от частоты входного сигнала называется детекторной характеристикой (рис. 108).

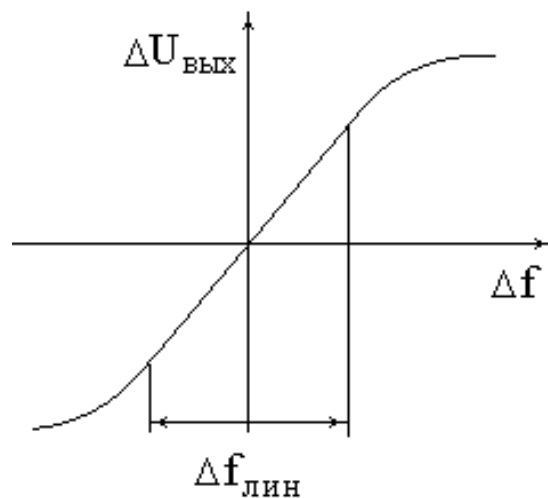


Рис. 108. Зависимость выходного напряжения детектора от частоты входного сигнала

Чаще всего ее строят как зависимость $\Delta U_{\text{вых}}$ от Δf . $\Delta U_{\text{вых}}$ – отклонение текущего значения выходного напряжения частотного детектора от значения $U_{\text{вых}}$ на несущей частоте, Δf – отклонение текущей частоты сигнала f от несущей частоты f_n . Детекторная характеристика данной схемы повторяет форму ската резонансной кривой контура. Необходимо отметить, что величина выходного напряжения в рассматриваемом детекторе зависит не только от частоты, но и от амплитуды сигнала. Входной сигнал может иметь паразитную амплитудную модуляцию, что вызывает дополнительные искажения. Для устранения этого явления транзистор используют в режиме амплитудного ограничителя. В этом случае амплитуда напряжения на контуре практически не зависит от амплитуды входного сигнала. Для снижения уровня нелинейных искажений при ЧМ детектировании (из-за нелинейности ската резонансной кривой) используют более сложные схемы (рис. 109).

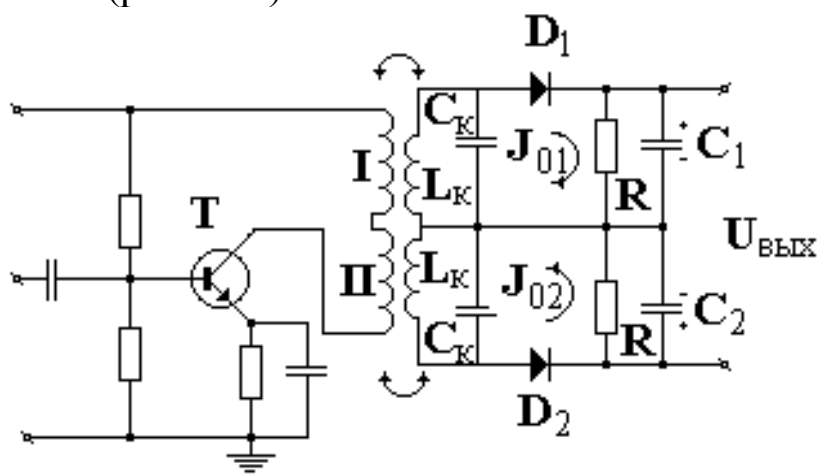


Рис. 109. Схема частотного детектора со сниженным уровнем нелинейных искажений

Данный частотный детектор состоит из резонансного усилителя, собранного на транзисторе T , нагрузкой которого служат два колебательных контура, расстроенных симметрично относительно несущей частоты. К контурам подсоединены амплитудные детекторы, собранные на диодах D_1 и D_2 . Направление протекания постоянных составляющих токов I_{01} и I_{02} противоположные, поэтому $U_{\text{вых}} = U_{c1} + U_{c2}$ (U_{c1} и U_{c2} – напряжения на каждом детекторе). У данного детектора примерно вдвое больший частотный диапазон, который определяется наличием двух контуров (рис. 110).

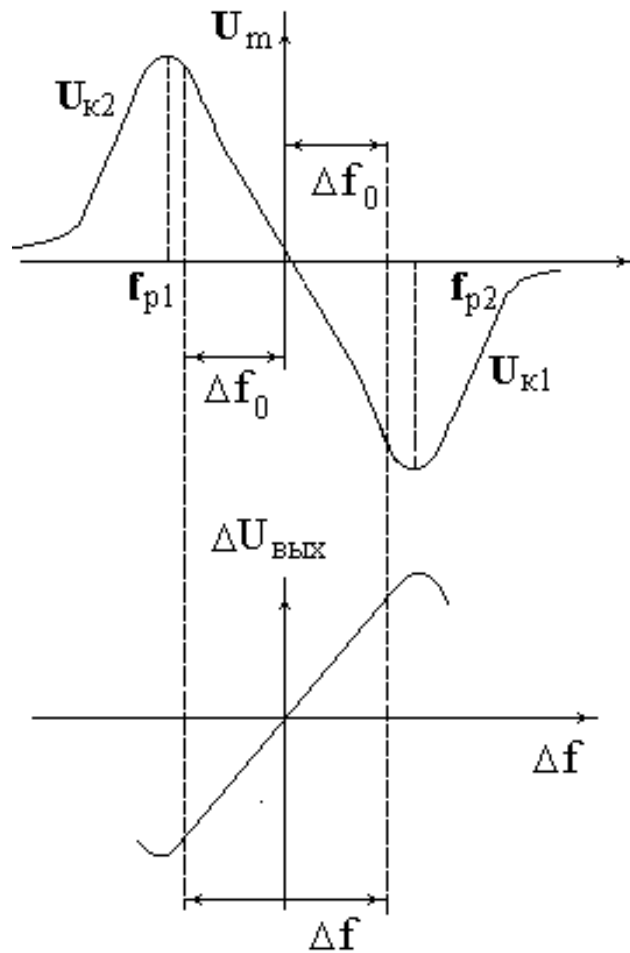


Рис. 110. Зависимость выходного напряжения детектора от частоты входного сигнала

Это обеспечивает меньший уровень нелинейных искажений. Основными параметрами частотных детекторов являются полоса рабочих частот Δf детектора и крутизна детекторной характеристики $S_{\text{чд}}$. Принимают

$$\Delta f \approx f_{p1} - f_{p2} \text{ и } S_{\text{чд}} = \left. \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial f} \right|_{f=f_n}.$$

Библиографический список

1. Гусев, В.Г. Электроника и микропроцессорная техника: учеб. для вузов / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – М.: Высш. шк., 2004. – 788 с.
2. Нефедов, В.И. Основы радиоэлектроники / В.И. Нефедов. – М.: Высш. шк., 2000. – 400 с.
3. Наундорф, У. Аналоговая электроника. Основы, расчет, моделирование / У. Наундорф. – М.: Техносфера, 2008. – 472 с.
4. Крерафт, Д. Аналоговая электроника. Схемы, системы, обработка сигнала / Д. Крерафт. – М.: Техносфера, 2005. – 359 с.
5. Гальперин, М.В. Электронная техника / М.В. Гальперин. – М.: ФОРУМ – ИНФРА, 2004. – 304 с.
6. Каплан, Д. Практические основы аналоговых и цифровых схем / Д. Каплан, К. Уайт. – М.: Техносфера, 2006. – 176 с.
7. Хоровиц, П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл. – М.: Мир, 1998. – 704 с.
8. Соклоф С. Аналоговые интегральные схмы / С. Соклоф. – М.: Мир, 1988. – 583 с.
9. Достал, И. Операционные усилители / И. Достал. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
10. Волович, Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Г.И. Волович. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2011. – 528 с.
11. Павлов, В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств / В.Н Павлов, В.Н. Ногин. – М.: Горячая линия – телеком, 2001. – 320 с.
12. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника. Т. I / У. Титце, К. Шенк. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 832 с.
13. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника. Т. II / У. Титце, К. Шенк. – М.: ДМК Пресс, 2007. – 942 с.
14. Догадин, Н.Б. Основы радиотехники: учеб. пособие / Н.Б. Догадин. – СПб.: Лань, 2007. – 272 с.
15. Манаев, Е.И. Основы радиоэлектроники / Е.И. Манаев. – М.: Радио и связь, 1990. – 512 с.
16. Лаврентьев, Б.Ф. Схемотехника электронных средств: учеб. пособие для вузов / Б.Ф. Лаврентьев. – М.: Академия, 2010. – 336 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. Радиоэлектронные сигналы	3
1.1. Классификация сигналов	3
1.2. Параметры импульсов	5
1.3. Спектральный состав импульсов	6
1.4. Амплитудная модуляция	11
1.5. Частотная и фазовая модуляция	14
2. Линейные цепи	17
2.1. Переходные процессы в линейных цепях	17
2.2. Действие импульсного напряжения на RC-цепь	20
2.3. Паразитные явления в межэлементных соединениях	23
2.3.1. Модель линии связи на низких частотах	24
2.3.2. Модель линии связи на высоких частотах	27
2.4. Переходные процессы в колебательном контуре	29
2.5. Электрические фильтры	31
2.5.1. Фильтры нижних частот	31
2.5.2. Фильтры верхних частот	34
2.5.3. Полосовые и заградительные фильтры	36
3. Нелинейные цепи	38
3.1. Понятие рабочей точки	38
3.2. Схемы смещения по постоянному току биполярных транзисторов	40
4. Источники питания радиоэлектронной аппаратуры	43
4.1. Выпрямительные устройства	43
4.2. Сглаживающие фильтры источников питания	47
4.2.1. Пассивные фильтры	47
4.2.2. Активные фильтры	49
4.3. Стабилизация напряжения питания	51
4.3.1. Параметрические стабилизаторы	53
4.3.2. Транзисторные компенсационные стабилизаторы напряжения	55
5. Электронные усилители	60
5.1. Характеристики и параметры усилителей	60
5.2. Режимы работы усилителей	63
5.3. Обратные связи в усилителях	65
5.4. Широкополосные (апериодические) усилители напряжения	68
5.4.1. Усилители с резисторно-емкостной связью	68
5.4.2. Усилители с непосредственной связью	72

5.5. Узкополосные усилители.....	73
5.5.1. Усилители напряжения с одиночным LC-контуром	73
5.5.2. Резонансный усилитель по схеме с общим эмиттером	75
5.6. Каскодные усилители напряжения.....	77
5.7. Усилители мощности	79
5.7.1. Однотактные усилители мощности	80
5.7.2. Двухтактные усилители мощности с трансформаторным входом и выходом	81
5.7.3. Двухтактные усилители мощности с бестрансформаторным выходом	83
5.7.4. Бестрансформаторные усилители мощности	85
5.8. Дифференциальные усилители.....	88
5.9. Операционные усилители	92
5.10. Шумы в электронных усилителях.....	99
5.10.1. Джонсоновский шум.....	100
5.10.2. Дробовой шум	101
5.10.3. Шум 1/f (фликкер-шум).....	102
6. Генерирование гармонических колебаний	103
6.1. LC-генераторы	103
6.1.1. Режимы работы генератора	105
6.1.2. Автогенератор с индуктивной связью	111
6.1.3. Умножение частоты	114
6.2. RC-генераторы	115
6.2.1. Автогенератор с трехзвенной RC-цепью.....	116
6.2.2. Автогенератор с мостом Вина.....	117
6.3. Стабилизация частоты генераторов	118
6.4. Генераторы линейно изменяющегося напряжения.....	123
7. Элементы радиотехнических устройств	128
7.1. Активные фильтры	128
7.1.1. Пассивные RC-фильтры.....	129
7.1.2. Реализация активных фильтров	130
7.1.3. Регуляторы тембра и эквалайзеры	131
7.2. Амплитудные модуляторы.....	133
7.3. Частотные модуляторы	136
7.4. Гетеродины, преобразователи частоты.....	137
7.5. Детекторы АМ-колебаний	142
7.6. Детекторы ЧМ-колебаний.....	145
Библиографический список	149
Оглавление	150

Учебное издание

Холодков Игорь Владимирович

СХЕМОТЕХНИКА

Учебное пособие
В двух частях

Часть 1
АНАЛОГОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА

Редактор О.А. Соловьева

Подписано в печать 21.05.2013. Формат 60x84 ¹/₁₆. Бумага писчая.

Усл. печ. л. 8,84. Уч.-изд. л. 9,80 . Тираж 50 экз. Заказ

ФГБОУ ВПО «Ивановский государственный химико-технологический
университет»,

Отпечатано на полиграфическом оборудовании кафедры экономики и
финансов ФГБОУ ВПО «ИГХТУ»

153000, г. Иваново, Шереметевский пр., 7.