

УЗБЕКСКОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ И ИНФОРМАТИЗАЦИИ
ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ
ТЕХНОЛОГИЙ

Кафедра
Радиотехники
и радиосвязи

КОНСПЕКТ ЛЕКЦИЙ
ПО КУРСУ
УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ
ЧАСТЬ 1.

Составитель: ст. преподаватель, Ярмухамедов А.А.

Ташкент 2011

СОДЕРЖАНИЕ

1.	Лекция 1.	Введение. Основы теории генераторов.	3
		Баланс амплитуд и фаз.....	
2.	Лекция 2.	Стационарный режим автогенератора.....	9
3.	Лекция 3.	Мягкий и жесткий режимы самовозбуждения.....	10
4.	Лекция 4.	Метод фазовой плоскости.....	13
5.	Лекция 5.	Автогенераторы с внутренней обратной связью.....	17
6.	Лекция 6.	Автогенератор с линией задержки в цепи обратной связи.....	20
7.	Лекция 7.	Действие гармонической ЭДС на цепи с положительной обратной связью. Регенерация.....	27
8.	Лекция 8.	Угловая модуляция в автогенераторе.....	33
9.	Лекция 9.	Операционные усилители.....	39
		Литература.....	46

Лекция 1.

ВВЕДЕНИЕ. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ГЕНЕРАТОРОВ. БАЛАНС АМПЛИТУД И ФАЗ.

Генератором электрических колебаний называется устройство, преобразующее энергию источника постоянного тока в энергию переменного тока требуемой формы. В зависимости от формы выходного напряжения различают: генераторы гармонических колебаний и генераторы негармонических колебаний (импульсные и релаксационные генераторы).

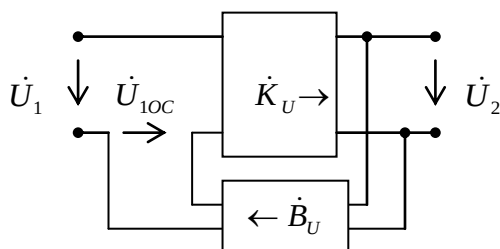
Независимо от формы выходного напряжения любой генератор может работать в одном из двух режимов: режим автоколебаний; режим запуска внешними импульсами.

Генератор, работающий в режиме автоколебаний, обычно называют *автогенератором*. Выходное переменное напряжение формируется на его выходе сразу после подключения напряжения питания и не требует для начала работы подачи внешнего управляющего воздействия.

Генераторы, работающие в режиме запуска внешними импульсами, после подключения источника питания могут сколь угодно долго находиться в устойчивом состоянии, не формируя выходное переменное напряжение. При подаче управляющего сигнала на вход такого генератора, на его выходе формируется выходной сигнал, параметры которого полностью определяются собственными характеристиками устройства. Такой режим работы часто называют *ждушим* или *заторможенным*. Большое распространение получили заторможенные мультивибраторы – *одновибраторы*.

В соответствии со сказанным, автогенераторный режим работы применяется в устройствах, используемых в основном в качестве задающих генераторов, а ждущий – в устройствах, преобразующих форму импульсов к требуемому виду.

Условия самовозбуждения автогенератора.



$$\varphi K(\omega) + \varphi B(\omega) = 2\pi k, \quad (1.1)$$

где $k = 0, 1, 2, \dots$ - целое число.

$$|K_U(\omega_1)B_U(\omega_1)| = 1 \quad (1.2)$$

Условие (1.1) и (1.2) являются условиями самовозбуждения генератора. Выражение (1.1) известно как *условие баланса фаз*, а (1.2) – как *условие баланса амплитуд*.

Если условия (1.1) и (1.2) выполняются только для одной частоты, то на выходе схемы присутствуют колебания только этой единственной частоты и устройство является автогенератором гармонических колебаний. Если указанные условия выполняются для нескольких частот, то выходное напряжение имеет негармонический характер.

Различают следующие основные типы автогенераторов: низкочастотные (до 100 КГц); высокочастотные (от 100 кГц до 10 МГц); ультравысокочастотные (свыше 10 МГц).

Основными функциональными элементами автогенератора являются активный элемент, выполненный в виде усилительного устройства для обеспечения баланса амплитуд, и фазосдвигающая цепь, обеспечивающая баланс фаз. Простейший автогенератор гармонических колебаний может быть реализован на однокаскадном усилителе, снабженном цепью ПОС. Как известно, фаза выходного сигнала в транзисторном каскаде, выполненном по схеме включения с общим эмиттером, оказывается сдвинутой относительно входного на угол, равный π . В то же время баланс фаз (1.1) требует сдвига фаз $\Delta\psi = 2\pi n_r$ ($n_r = 0, 1, 2 \dots$). Поэтому автогенератор на однокаскадном усилителе можно получить, если за счет внешней фазосдвигающей цепи обеспечить дополнительный сдвиг фазы выходного сигнала на угол, равный π .

В реальных автогенераторах такой фазовый сдвиг в каналах обратной связи осуществляют двумя способами: посредством магнитной (трансформаторной) связи, реализующей так называемые LC-схемы, и с помощью резистивно-емкостной связи в RC-схемах. При трансформаторной связи внешняя цепь строится либо с использованием гальванически не связанных обмоток трансформатора (рис. 1.1, а), либо со встречным включением обмоток в последовательной схеме (рис. 1.1, б).

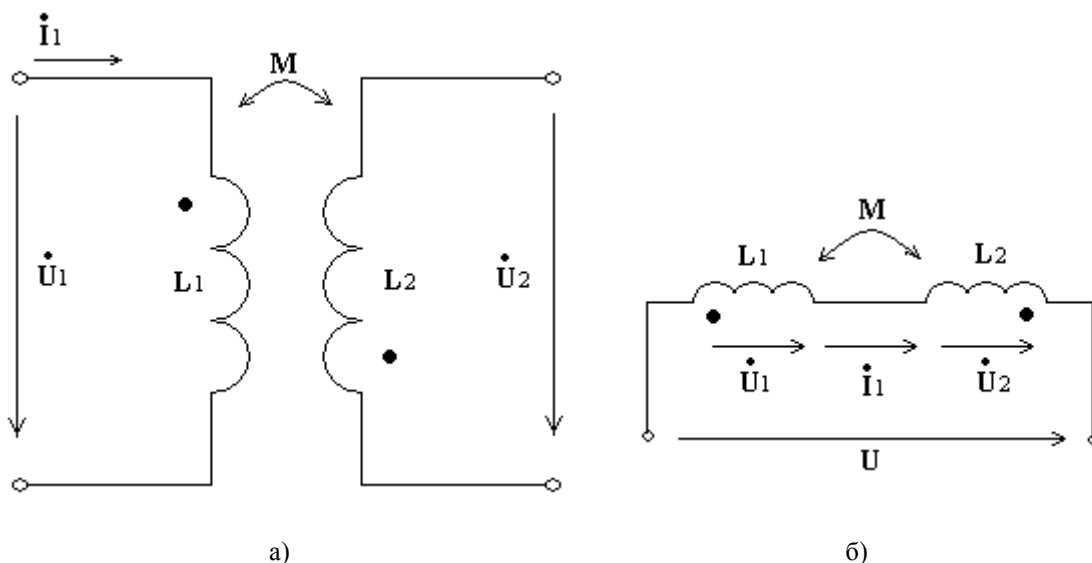


Рис. 1.1. Схема цепи трансформаторной ПОС с использованием отдельных обмоток (а) и встречным включением обмоток трансформатора (б).

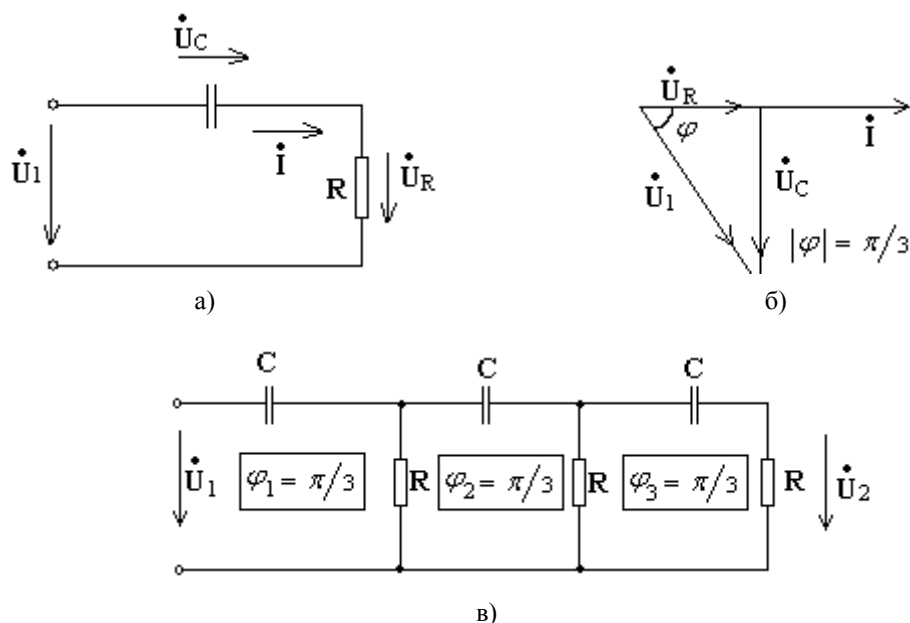


Рис. 1.2. Резистивно-емкостная цепь (а), ее векторная диаграмма (б) и схема трехзвенной цепи ПОС (в)

Однако в обоих случаях входное $\dot{U}_1$ и выходное $\dot{U}_2$ напряжения направлены навстречу друг другу, а потому сдвиг фаз $\psi = \psi_2 - \psi_1 = \pi$.

Для детализации резистивно-емкостной связи в цепь ПОС можно включить RC-контур (Г-образную ячейку) (рис. 1.2, а). Ранее было показано, что для такой цепи фазовый сдвиг $\Delta\varphi = \pi$ достигается только при $\omega \rightarrow \infty$. Поэтому для получения $\Delta\varphi = \pi$ на некоторой, отличной от бесконечности, частоте необходимо каскадно включать как минимум две таких цепи. Полагая, например, $\dot{U}_R = \dot{U}_2$ и выбирая значение $X_C = 1/\omega C = \sqrt{3}R$, получаем сдвиг фаз (рис. 1.2, б) $|\varphi| = \arctg X_C / R = \arctg \sqrt{3} = \pi/3$. Поэтому для обеспечения требуемого $\varphi = \pi$ используют трехзвенную комбинацию Г-образных ячеек.

Роль колебательного контура.

Пусть имеем реальный RLC-контур с предварительно заряженным до напряжения U_0 конденсатором C (рис. 1.3, а).

Любой автогенератор представляет собой нелинейное устройство, преобразующее энергию питания в энергию колебаний. Независимо от схемы и назначения автогенератор должен иметь источник питания, усилитель и цепь обратной связи. Из этого следует, что связь должна быть положительной.

Автогенератор, находящийся в стационарном режиме, представляет собой обычный нелинейный усилитель, для возбуждения которого используются колебания, вырабатываемые в самом генераторе; колебания с выхода усилителя подаются на его вход по цепи обратной связи. Однако

генератор с самовозбуждением имеет существенные особенности. Частота и амплитуда *автоколебания* в стационарном режиме определяются только параметрами самого генератора, между тем как в генераторе с внешним возбуждением частота и амплитуда колебаний навязываются возбудителем. Кроме того, в случае самовозбуждения большое значение имеет механизм возникновения колебаний при запуске автогенератора.

В момент запуска в колебательной цепи автогенератора возникают свободные колебания, обусловленные включением источников питания, замыканием цепей, электрическими флуктуациями и т.д. благодаря положительной обратной связи эти первоначальные колебания усиливаются, причем

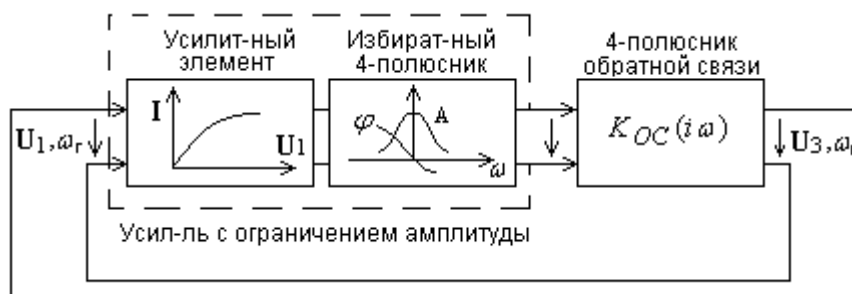


Рис. 1.3 Структурная схема автогенератора

на первом этапе, пока амплитуда мала, усиление практически линейно и цепь можно рассматривать как линейную. Энергетически процесс нарастания амплитуд объясняется тем, что за один период колебания усилитель передает в нагрузку энергию, большую той, которая расходуется в ней за это время. С ростом амплитуд начинает проявляться нелинейность устройства (кривизна вольтамперной характеристики усилительного элемента) и усиление уменьшается. Нарастание амплитуд прекращается, когда усиление уменьшается до уровня, при котором только компенсируется затухание колебаний в нагрузке. При этом энергия, отдаваемая усилителем за один период, оказывается равной энергии, расходуемой за это время в нагрузке.

Таким образом, на последнем этапе установления колебаний основную роль играет нелинейность цепи, без учета которой нельзя определить параметры стационарного режима автогенератора.

Любой автогенератор высокочастотных колебаний в стационарном режиме можно представить в виде схемы, показанной на рис. 1.2 (ω_A обозначает частоту генерации). На этой схеме автогенератор изображен в виде сочетания трех четырехполюсников: одного нелинейного, безинерционного, и двух линейных. Нелинейный четырехполюсник соответствует усилительному элементу (транзистор, туннельный диод и т.д.), первый из линейных четырехполюсников – колебательной цепи автогенератора, а второй – цепи обратной связи. Подобное представление автогенератора справедливо для систем с *внешней обратной связью*.

Усилительный элемент совместно с избирательным четырехполюсником, обеспечивающим фильтрацию (подавление) высших

гармоник, представляет собой обычный нелинейный усилитель, развивающий на выходе гармоническое напряжение. В общем случае усиление зависит как от частоты $\omega_{\bar{A}}$ (из-за избирательности четырехполосника), так и от амплитуды U_1 (из-за нелинейности усилительного элемента). Коэффициент усиления этого устройства обозначим через $K_Y(i\omega_{\bar{A}}, U_1)$. Очевидно что

$$K_Y(i\omega_{\bar{A}}, U_1) = U_2 / U_1. \quad (1.3)$$

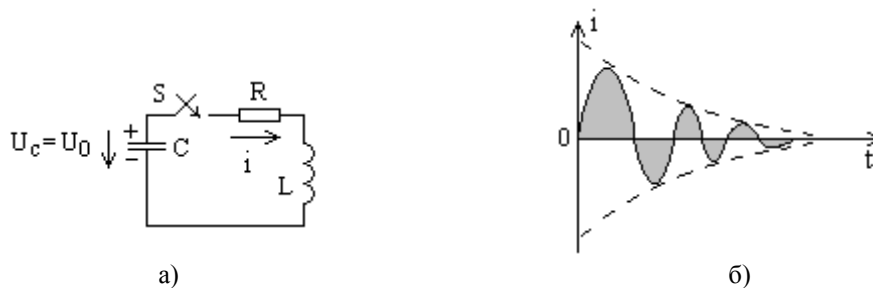
При фиксированной частоте $\omega_{\bar{A}}$ K_Y является функцией только амплитуды U_1 .

Коэффициент передачи линейного четырехполосника обратной связи, который в дальнейшем будем называть просто коэффициентом обратной связи, можно выразить через амплитуды U_3 и U_2 :

$$K_{OC}(i\omega) = U_3 / U_2$$

Но напряжение U_3 , снимаемое с выхода четырехполосника обратной связи, есть одновременно напряжение U_1 , действующее на входе усилителя. Следовательно,

$$K_{OC}(i\omega) = U_1 / U_2 \quad (1.3')$$



Сравнивая это выражение с (9.1), приходим к выводу, что в стационарном режиме автогенератора (когда только и можно пользоваться методом комплексных амплитуд) коэффициенты $K_Y(i\omega_{\bar{A}}, U_1)$ и $K_{OC}(i\omega)$ являются взаимно обратными величинами:

$$K_Y(i\omega_{\bar{A}}, U_1) K_{OC}(i\omega) = 1.$$

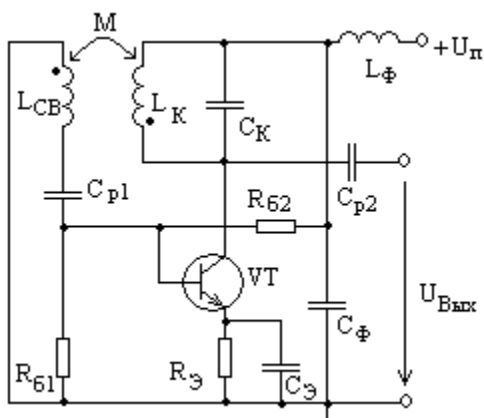


Рис. 1.6. Схема автоколебательного LC-генератора

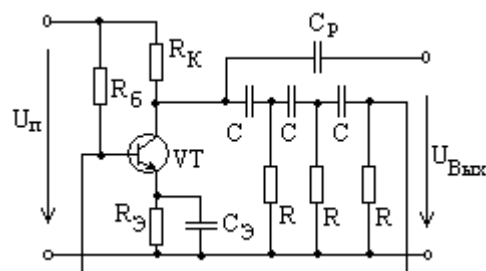


Рис. 1.7. Схема автоколебательного RC-генератора

Включая колебательный контур в цепь ОС транзисторного усилительного каскада и обеспечивая в системе баланс амплитуд и фаз, получаем автогенератор синусоидальных колебаний. На рис 1.5 схема простейшего автогенератора с колебательным $L_K C_K$ -контуром и взаимоиндуктивной обратной связью. В колебательном контуре, включенном в коллекторную цепь транзистора VT, под действием напряжения питания возникают затухающие синусоидальные колебания. Взаимоиндуктивная связь дросселей L_{CB} и L_K обеспечивает передачу сигнала обратной связи с дополнительным сдвигом фаз (входного и выходного сигналов) на угол $\varphi = \pi$, что позволяет обеспечить в схеме баланс фаз. Если параметры транзисторного каскада выбрать с учетом выражения (1.2), то в данной схеме будет выполнено и условие баланса амплитуд, что приведет к установлению устойчивых синусоидальных колебаний выходного напряжения.

Элементы $L_Ф$ и $C_Ф$, включенные в цепь питания транзистора VT, обеспечивают протекание переменной составляющей коллекторного тока VT, минуя источник питания $U_П$.

Рассмотренные выше LC-генераторы оказываются малоэффективными при низких частотах из-за необходимости применения в колебательном контуре катушки индуктивности и конденсатора с большими номиналами L и C . Поэтому при низких частотах более предпочтительны автогенераторы RC-типа.

На рис. 1.6 приведена простейшая схема автогенератора RC-типа. Как было показано ранее, трехзвенная RC-цепь в контуре ОС, обеспечивает в схеме баланс фаз, способствующий генерации в выходной цепи транзистора VT гармонических колебаний.

Лекция 2.

СТАЦИОНАРНЫЙ РЕЖИМ АВТОГЕНЕРАТОРА.

Выяснив условия возникновения колебаний, определим амплитуду и частоту автоколебания в стационарном режиме. Для определения амплитуды можно воспользоваться соотношением (1.3), пригодным для любого автогенератора.

Более наглядно определение стационарной амплитуды, основанное на методе *колебательной характеристики* $I_{\text{кнт}}(E_{\text{вх}})$, где $I_{\text{кнт}}$ - амплитуда тока в колебательном контуре усилителя, получающегося из автогенератора при устранении обратной связи.

Задавая на входе усилителя амплитуду $E_{\text{вх}}$ высокочастотного колебания с частотой $\omega = \omega_p = 1/\sqrt{L_K C_K}$, находят (расчетом или экспериментально) амплитуду тока в контуре $I_{\text{кнт}}$. Типичный вид колебательной характеристики показан на рис. 2.1 (кривая 1). При малых амплитудах $E_{\text{вх}}$ эта характеристика линейна, так как рабочая точка по условию расположена на линейном участке вольтамперной характеристики. Ограничение колебательной характеристики усилителя при больших амплитудах $E_{\text{вх}}$ обусловлено ростом напряжения смещения.

Для определения амплитуды тока, которая установилась бы в автогенераторе (после введения обратной связи), необходимо найти зависимость между $I_{\text{кнт}}$ и напряжением $U_{\text{ос}}$. Так как $U_{\text{ос}} = I_{\text{кнт}} X_{\text{св}}$, где $X_{\text{св}}$ – сопротивление связи, то $I_{\text{кнт}} = U_{\text{ос}} / X_{\text{св}}$. Эта зависимость, определяемая линейной цепью автогенератора, показана на рис. 2.1 в виде линии II, наклоненной к оси абсцисс под углом $\gamma = \arctg(1/X_{\text{св}})$. Эта линия называется *линией обратной связи*.

Ордината точки пересечения линий I и II определяет стационарную амплитуду тока $I_{\text{кнт ст}}$, а абсцисса – стационарную амплитуду напряжения $U_{\text{ос ст}}$. Действительно, в точке пересечения значение тока $I_{\text{кнт}}$ в контуре усилительного прибора (линия I) как раз совпадает со значением тока (линия II), необходимым для создания исходного напряжения $U_{\text{ос}}$.

С увеличением связи наклон линии II уменьшается и стационарная амплитуда тока растет. При очень сильной обратной связи $I_{\text{кнт ст}}$ может даже уменьшиться из-за спада колебательной характеристики усилителя, связанного с заходом в область насыщения вольтамперной характеристики усилительного прибора. Такой режим получается при связи, соответствующей линии ОА (рис 2.1).

Нетрудно показать, что точка С пересечения линий I и II является *устойчивой*. Это означает, что при случайных отклонениях амплитуды тока от стационарного значения автогенератор возвращается в исходное состояние.

Определим частоту автоколебаний. В первом приближении эта частота совпадает с резонансной частотой контура $L_K C_K$, шунтированного внутренним сопротивлением электронного прибора и резистором R . При линейном рассмотрении (на начальном этапе нарастания амплитуды) влияние указанных факторов учитывалось параметром $\alpha_{\bar{y}\bar{e}}$, входящим в

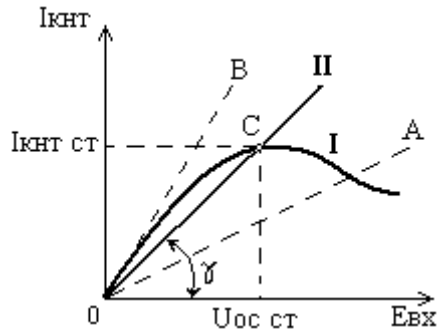


Рис. 2.1 Колебательная характеристика нелинейного усилителя с автоматическим смещением

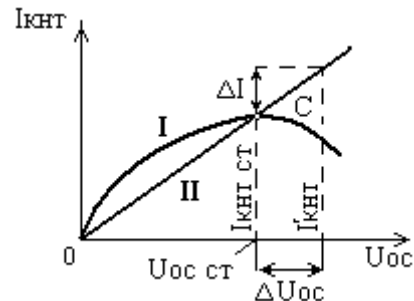


Рис. 2.2. К доказательству устойчивости стационарного режима автогенератора

формулу $\omega_{\bar{N}\bar{A}} = \sqrt{1/LC - \alpha_{\bar{y}\bar{e}}^2}$

В стационарном режиме, когда внутреннее сопротивление электронного прибора R_i' , приведенное к току первой гармоники, зависит от угла отсечки, частота генерации несколько отличается от ω_p . Эту поправку к частоте приходится учитывать при оценке неустойчивости частоты, обусловленной влиянием непостоянства режима работы усилительного прибора. Однако при выполнении расчетов частоту автоколебаний обычно считают совпадающей с резонансной частотой колебательного контура.

Лекция 3.

МЯГКИЙ И ЖЕСТКИЙ РЕЖИМЫ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ.

Вернемся к рис. 2.1 и выясним поведение автогенератора при изменении коэффициента обратной связи. При ослаблении связи наклон линии II растет. Линия связи соответствующая критической обратной связи, занимает положение ОВ.

Если в автогенераторе с индуктивной обратной связью и колебательной характеристикой, показанной на рис. 2.1, плавно увеличивать M , то начиная с критического значения $M_{кр}$ амплитуда стационарного колебания будет плавно возрастать, как показано на рис. 3.1. Такой режим самовозбуждения называется мягким. Для получения мягкого режима необходимо, чтобы колебательная характеристика выходила из нулевой точки и имела достаточно большой наклон в области малых амплитуд. Все эти требования выполняются при использовании автоматического смещения.

При использовании принудительного (внешнего) смещения колебательная характеристика принимает вид, показанный на рис. 3.2.

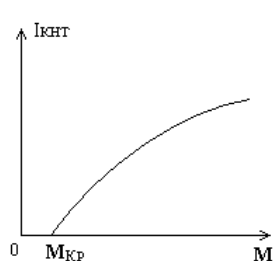


Рис. 3.1 Зависимость стационарной амплитуды от обратной связи при мягком режиме.

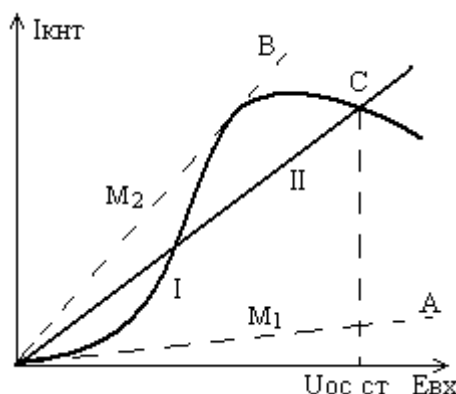


Рис. 3.2. Колебательная характеристика, соответствующая жесткому режиму.

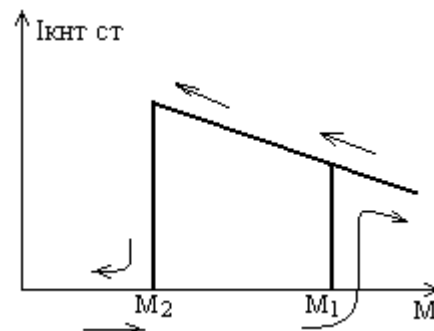


Рис. 3.3. Зависимость стационарной амплитуды от обратной связи при жестком режиме.

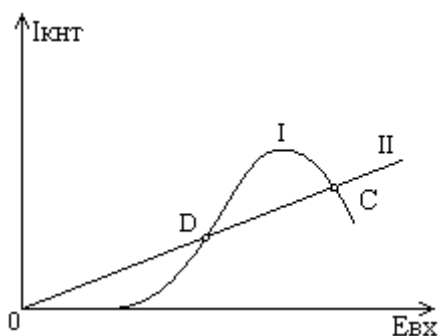


Рис. 3.4. К вопросу об устойчивости генерации при жестком режиме.

Для возникновения колебаний в данном случае требуется очень сильная обратная связь (линия ОА, взаимоиндукция M_1). После того как колебания установились, связь можно ослабить до значения M_2 , при котором линия связи занимает положение ОВ. При дальнейшем ослаблении связи колебания срываются. Для восстановления колебаний M нужно увеличить до значения M_1 , соответствующего линии связи ОА. Такой

режим самовозбуждения называется жестким.

Зависимость стационарной амплитуды $I_{кнт ст}$ от M при жестком режиме показана на рис 3.3, причем стрелками обозначено направление изменения M .

Если принудительное напряжение смещения настолько велико, что колебательная характеристика начинается не с нуля (рис. 3.4), то никакое увеличение обратной связи не способно вызвать автоколебания. Если же вызвать колебания с помощью внешнего воздействия, то при достаточно сильной обратной связи колебания могут существовать и после прекращения воздействия. Из двух точек пересечения линий I и II точка C является устойчивой, а точка D — неустойчивой (имеется в виду динамическая устойчивость, т.е. устойчивость генерации). Это означает, что при небольших случайных отклонениях амплитуды тока в контуре около точки C система возвращается в исходное состояние, сколь же угодно малое отклонение амплитуды в районе точки D прогрессивно возрастает и переводит амплитуду $I_{кнт}$ либо в устойчивую точку C, либо в точку 0 (соответствующую статической устойчивости).

Примеры схем автогенераторов.

Существуют три разновидности схем одноконтурных автогенераторов, различающихся лишь цепями обратной связи. Схема с индуктивной (трансформаторной) обратной связью (рис. 3.5), схема с индуктивной (трансформаторной) обратной связью (рис. 3.6) и схема с емкостной обратной связью (рис. 3.7).

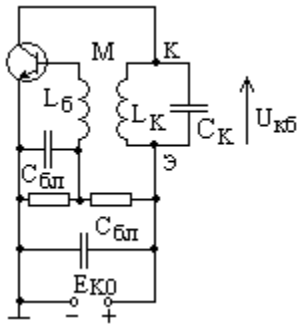


Рис. 3.5. Автогенератор с трансформаторной обратной связью

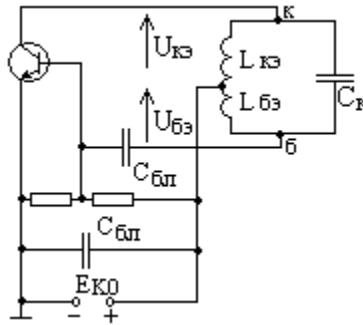


Рис. 3.6. Автогенератор с автотрансформаторной обратной связью

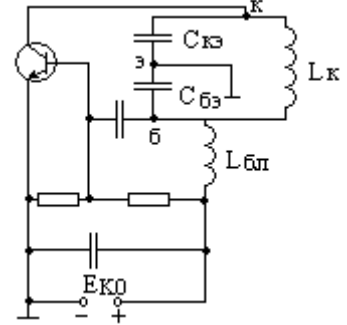


Рис. 3.7. Автогенератор с емкостной обратной связью

Одноконтурный резонансный усилитель поворачивает фазу усиливаемого колебания на 180° , следовательно, для поддержания автоколебания напряжение, подаваемое по цепи обратной связи с выхода на вход, должно получить дополнительный сдвиг на 180° .

В схеме с трансформаторной обратной связью (рис. 3.5) сдвиг фазы на 180° получается при правильном подключении катушки $L_Б$ к зажимам база-эмиттер. Модуль коэффициента обратной связи

$$K_{OC} = M / L_K. \quad (3.1)$$

В автотрансформаторной схеме (рис. 3.6) требуемая фазировка достигается съемом напряжения обратной связи с катушки индуктивности $L_{БЭ}$, входящей в емкостную ветвь контура. При резонансе токи в индуктивной и емкостной ветвях контура равны по амплитуде и противоположны по направлению. Следовательно, индуктивности $L_{БЭ}$ и $L_{КЭ}$ обтекаются одним и тем же контурным током и образуют делитель напряжений. По отношению к эмиттеру, подключенному к промежуточной точке контура, напряжения, снимаемые с катушек $L_{БЭ}$ и $L_{КЭ}$, находятся в противофазе.

Модуль коэффициента обратной связи

$$K_{OC} = L_{БЭ} / L_{КЭ} \quad (3.2)$$

Резонансная частота колебательного контура в автогенераторе с кондуктивной трехточечной схемой

$$\omega D = 1 / \sqrt{(L_{\hat{E}\hat{Y}} + L_{\hat{A}\hat{Y}}) C_K} \quad (3.3)$$

наконец, для схемы с емкостной обратной связью (рис 9.14)

$$K_{OC} = C_{КЭ} / C_{БЭ} \quad (3.4)$$

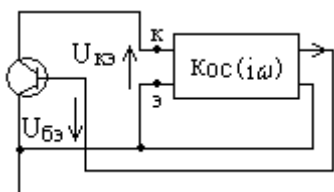


Рис. 3.8 Схема замещения
одноконтурного автогенератора.

А резонансная частота контура

$$\omega_P = 1 / \sqrt{L_K C_{\hat{Y}K}} \quad (3.5)$$

где

$$\tilde{N}_{\hat{Y}\hat{E}} = \tilde{N}_{\hat{E}\hat{Y}} \tilde{N}_{\hat{A}\hat{Y}} / (\tilde{N}_{\hat{E}\hat{Y}} + \tilde{N}_{\hat{A}\hat{Y}}) \quad (3.6)$$

При рассмотрении всех перечисленных схем не учитывались паразитные параметры – межэлектронные емкости, индуктивности вводов, фазовый сдвиг коллекторного тока из-за влияния инерции электронов и т.д. поэтому коэффициент обратной связи в одноконтурных автогенераторах оказался независимым от частоты.

Лекция 4.

МЕТОД ФАЗОВОЙ ПЛОСКОСТИ.

Под фазовой плоскостью подразумевается плоскость, каждая точка которой однозначно определяет состояние (фазу) системы. Так как плоскость обладает двумя измерениями, то ясно, что метод фазовой плоскости применим к анализу систем, описываемых дифференциальным уравнением второго порядка. Состояние механической системы полностью определяется заданием координаты (перемещение) и скорости движения. Для электрической системы должны быть заданы две аналогичные переменные, например заряд емкости (или напряжение) и ток. Основным достоинством метода фазовой плоскости является пригодность его для анализа как линейных, так и нелинейных систем. Некоторые важные свойства нелинейных систем, которые невозможно или затруднительно исследовать аналитически, поддаются истолкованию и качественному исследованию с помощью графоаналитического построения на фазовой плоскости.

Суть этого метода проще всего объяснить на примере линейной системы (обычного колебательного контура), описываемой уравнением

$$\ddot{x} + 2\alpha\dot{x} + \omega_0^2 x = 0 \quad (4.1)$$

в которой под x можно подразумевать, например, заряд конденсатора.

Уравнение (4.1) может быть записано в виде системы двух уравнений первого порядка

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = y, \quad \ddot{x} = \frac{dx}{dt} = -(2\alpha y + \omega_0^2 x) \quad (4.2)$$

таким образом, если x – заряд, то y – ток в контуре.

Разделив второе из этих уравнений на первое, получим уравнение не содержащее в явной форме время t :

$$\frac{dx}{dt} = -\frac{2\alpha y + \omega_0^2 x}{y} \quad (4.3)$$

Входящие в уравнение (4.3) две переменные x и $y = \dot{x}$ можно рассматривать как координаты *изображающей* (или *представляющей*) точки на плоскости x, y . Тогда уравнение (4.3) является дифференциальным уравнением движения изображающей точки на фазовой плоскости x, y . Если найти решение уравнения (4.3) $y = f(x, A)$, где A – произвольная постоянная, определяемая начальными условиями x_0, y_0 , то получим семейство кривых, являющихся интегральными по отношению к исходному уравнению (4.1). Функцию $y = f(x, A)$ иногда называют первым интегралом уравнения (4.1) так как $y = \dot{x}$.

На фазовой плоскости решение $y = f(x, A)$ образует семейство *фазовых траекторий* изображающей точки, соответствующих различным фиксированным значениям A , т.е. различным начальным условиям x_0, y_0 . Так как при заданных начальных условиях уравнение (4.1), и соответственно (4.3) имеют единственное решение, то каждой паре координат x, y отвечает одна, и только одна, интегральная кривая. Иными словами, вся фазовая плоскость покрыта семейством непересекающихся интегральных кривых (фазовых траекторий). Исключение из этого правила составляют точки, соответствующие состоянию равновесия системы – устойчивого или неустойчивого. В случае линейного уравнения фазовая траектория легко определяется с помощью уравнения типа (4.3) в более сложном случае нелинейного уравнения это построение выполняется с помощью *метода изоклин*. Термин «изоклина» эквивалентен понятию «кривая равного наклона». Изоклина представляет собой геометрическое место точек фазовой плоскости, в которых фазовые траектории имеют касательные с заданным (фиксированным) угловым коэффициентом k .

В частности, в уравнении (4.3) левая часть есть угловой коэффициент k . Приравнивая эту часть заданному значению k , получаем

$$k = -(2\alpha y + \omega_0^2 x) / y$$

откуда приходим к следующему уравнению изоклин:

$$y = -\frac{\omega_0^2}{2\alpha + k} x \quad (4.4)$$

При постоянных значениях k это уравнение определяет пучок прямых, проходящих через начало координат.

Можно отметить следующие свойства фазовых траекторий:

А) в верхней полуплоскости ($y > 0$) изображающая точка движется только вправо, а в нижней – только влево. Действительно, поскольку $y = dx/dt$, а время t только возрастает, то положительность y означает возрастание и абсциссы x . Соответственно, если $y < 0$ (нижняя полуплоскость), то изменение x должно быть отрицательным, т.е. изображающая точка движется влево (рис 4.1).

Б) интегральные кривые пересекают ось абсцисс ($y=0$) только под прямым углом. Действительно, из уравнения (4.3), представляющего собой уравнение углового коэффициента касательной к интегральной кривой в точке x, y , следует, что при $y=0$

$$\frac{dy}{dx} = \pm\infty \quad (+\infty \text{ при } x < 0 \text{ и } -\infty \text{ при } x > 0).$$

Основываясь на указанных свойствах фазовых траекторий, можно построить фазовые портреты системы, описываемой уравнением (9.45), при различных соотношениях между α и ω_0 .

Прямые, образующие «каркас» фазового портрета, в сочетании с условиями непересекаемости фазовых траекторий полностью определяют структуру фазового портрета, изображенного на рис. 4.2. Главной особенностью этого портрета является то, что при любых начальных условиях изображающая точка движется к началу координат. Таким образом, в рассматриваемом случае ($\alpha/\omega_0 > 1$) точка $x = 0, y = 0$ является точкой устойчивого равновесия системы. Эта точка называется особой точкой типа *устойчивого узла*.

Обратимся к случаю $0 < \alpha/\omega_0 < 1$ (колебательная система с затуханием). Этому случаю соответствует фазовый портрет, представляющий собой скручивающуюся к началу координат спираль, (рис. 4.3). Из любого начального положения изображающая точка с течением времени приближается к началу координат, являющемуся точкой устойчивого равновесия. Эта точка называется особой точкой типа *устойчивого фокуса*.

Рассмотрим случай $-1 < \alpha/\omega_0 < 0$ (колебательная система с инкрементом). Фазовый портрет отличается от показанного на рис 4.3 лишь тем, что спираль раскручивается и изображающая точка удаляется от начала

координат. Точка $x=0, y=0$ является особой точкой типа *неустойчивого фокуса*.

Случай $\alpha = 0$, когда уравнение (4.1) вырождается в уравнение гармонического колебания

$$\ddot{x} + \omega_0^2 x = 0, \quad (4.5)$$

решение которого, как известно, имеет вид

$$x = Q \sin(\omega_0 t + \varphi), \quad y = \dot{x} = \omega_0 Q \cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (4.6)$$

Здесь Q – амплитуда заряда конденсатора контура.

Уравнение фазовой траектории (4.3) при $\alpha = 0$

$\frac{dy}{dx} = -\omega_0^2 \frac{x}{y}$ – уравнение с разделяющимися переменными, которое легко интегрируется:

$$y dy + \omega_0^2 x dx = 0, \quad y^2 + \omega_0^2 x^2 = \text{const} = C \quad (4.7)$$

подставляя вместо x и y выражения (9.52) получаем

$$\omega_0^2 Q^2 \cos^2(\omega_0 t + \varphi) + \omega_0^2 Q^2 \sin^2(\omega_0 t + \varphi) = \omega_0^2 Q^2 = C.$$

разделив обе части уравнения (4.8) на C , приходим к выражению

$$\frac{y^2}{\omega_0^2 Q^2} + \frac{x^2}{Q^2} = 1 \quad (4.8)$$

представляющему собой уравнение эллипса с горизонтальной полуосью Q и вертикальной полуосью $\omega_0 Q$ (рис 4.4)

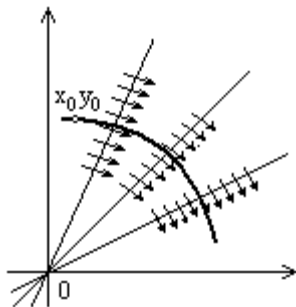


Рис. 4.1. К построению фазового портрета по методу изоклин.

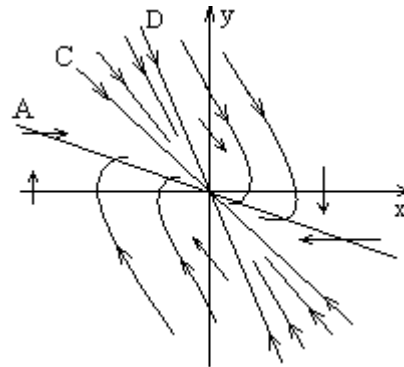


Рис. 4.2. Фазовый портрет аperiodической системы при $\alpha / \omega_0 > 1$

Итак, при $\alpha = 0$ фазовые траектории представляют собой семейство эллипсов с общим центром в начале координат, причем размеры осей эллипса определяются амплитудой гармонического колебания, т.е. в конечном счете энергией, запасенной в системе. Эта энергия может быть выражена в виде $0,5CQ^2$ (максимальная энергия в емкости) или в виде $(L/2)(\omega_0 Q)^2$ (в индуктивности).

Лекция 5.

АВТОГЕНЕРАТОРЫ С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

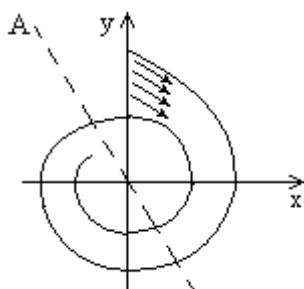


Рис. 4.3. Фазовый портрет системы с затуханием при $0 < \alpha / \omega_0 < 1$

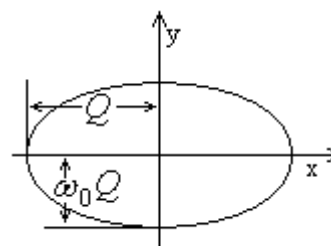


Рис. 4.4. Фазовый портрет системы, описываемой уравнением (9.54) при $\alpha = 0$

При рассмотрении механизма возникновения колебаний в автогенераторе мы встретились с понятием отрицательного сопротивления, вносимого в колебательный контур при надлежащем выборе фазы обратной связи. При этом в соответствии с обобщенной схемой автоколебательной системы имела в виду внешняя обратная связь.

Существуют, однако, некоторые электронные приборы, которые позволяют получить отрицательное сопротивление за счет падающих участков вольтамперной характеристики без введения в схему специальных элементов обратной связи. К таким приборам относятся, например, туннельный диод и обычные тетроды и пентоды при соответствующем подборе напряжений на электродах.

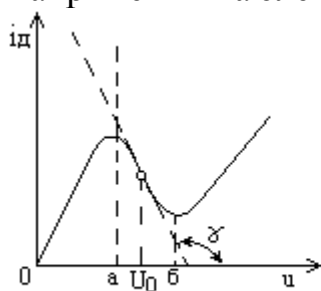


Рис. 5.1

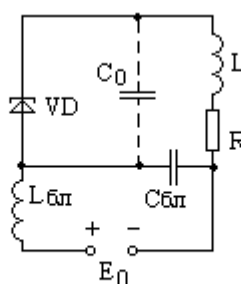


Рис 5.2

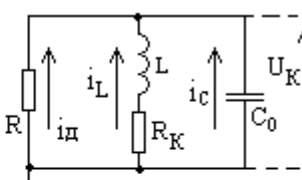


Рис. 5.3

На рис. 5.1 показана вольтамперная характеристика туннельного диода, представляющая зависимость прямого тока диода от положительного

напряжения смещения. На падающем участке *a-b* дифференциальное сопротивление диода отрицательно:

$$R_{\sim} = \frac{du}{di_D} = \operatorname{ctg} \gamma,$$

где γ - угол наклона касательной к кривой $i_D = f(u)$ в рабочей точке U_0 .

При подключении электронного прибора с подобной вольтамперной характеристикой к колебательной цепи можно осуществить генерацию высокочастотных колебаний. При этом получается автогенератор с *внутренней обратной связью*.

На рис. 5.2 изображена схема генератора на туннельном диоде. В качестве емкости контура в генераторах СВЧ обычно используется собственная емкость диода C_0 . Блокировочные дроссель $L_{\text{бл}}$ и конденсатор $C_{\text{бл}}$ ($C_{\text{бл}} \gg C_0$) защищают цепь постоянного тока от тока высокой частоты; r_K – сопротивление потерь в кристалле и в элементах контура.

Схема замещения контура, шунтированного отрицательным сопротивлением $R_{\sim}$, изображена на рис. 5.3. По отношению к этому сопротивлению напряжение u_K , действующее на колебательном контуре, рассматривается как ЭДС, так что ток через диод $i_D = u_K / R_{\sim}$.

Колебательное напряжение на контуре u_K и токи i_L, i_C, i_D связаны между собой соотношениями

$$i_D = i_L + i_C, i_C = C \frac{du_K}{dt}, u_K = r_K + L \frac{di_L}{dt} \quad (5.1)$$

В качестве искомой функции выберем, например, ток i_L в индуктивной ветви контура. Исключая из первого уравнения (5.1) $i_C(t)$ с помощью второго и третьего уравнений получаем

$$i_D = i_L + r_K C \frac{di_L}{dt} + LC \frac{d^2 i_L}{dt^2}.$$

Однако

$$i_D = -\frac{1}{R_{\sim}} u_K = -\frac{1}{R_{\sim}} \left(r_K i_L + L \frac{di_L}{dt} \right).$$

Приравняв правые части приведенных выражений, после группировки слагаемых получаем следующее дифференциальное уравнение:

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \left(\frac{r_K}{L} + \frac{1}{CR_{\sim}} \right) \frac{di_L}{dt} + \frac{1+r_K R_{\sim}}{L} i_L = 0.$$

Для того, чтобы амплитуда колебаний нарастала, коэффициент при первой производной должен быть отрицательным. Отсюда получается условие возникновения колебаний

$$\frac{r_K}{L} - \frac{1}{C} \left| \frac{1}{R_{\sim}} \right| < 0$$

или

$$|R_{\sim}| < \frac{L}{r_K C} = Z_{\text{экв}} = \rho Q = \frac{Q}{\omega_p C} \quad (5.2)$$

где $|R_-|$ - абсолютная величина отрицательного сопротивления; $Z_{экp}$ - эквивалентное резонансное сопротивление контура; Q - добротность; $\rho = \sqrt{L/C}$ - характеристическое сопротивление контура.

Когда сопротивление $|R_-|$, зависящее от амплитуды колебания (при переходе на нелинейную часть характеристики), увеличится до

$$|R_-(U_K)| = Z_{экp},$$

в автогенераторе установится стационарная амплитуда колебаний. Режим устойчив, если в точке пересечения горизонтали $Z_{экp}$ кривая $|R_-(U_K)|$ имеет положительный наклон (рис. 5.4). Все, что в предыдущих параграфах было сказано о характере нелинейной зависимости средней крутизны от амплитуды управляющего напряжения, в данном случае можно распространить на характер зависимости величины, обратной $|R_-|$, от напряжения U_K .

Преимуществом туннельного диода является весьма малое по абсолютной величине отрицательное сопротивление ($\sim 10-100 \text{ Ом}$). Несмотря на относительно большую собственную емкость диода (несколько десятков пикофарад), условие самовозбуждения (9.57) выполняется в весьма широком диапазоне частот, вплоть до СВЧ. Так, при добротности контура $Q = 50$, собственной емкости диода $C_0 = 50 \text{ пФ}$ и $|R_-| = 50 \text{ Ом}$ предельная частота генерации $f_{\max} \approx Q/2\pi|R_-|C_0 \approx 3000 \text{ МГц}$.

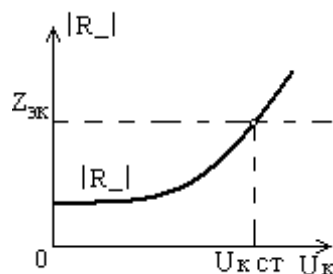


Рис. 5.4

Лекция 6.

АВТОГЕНЕРАТОР С ЛИНИЕЙ ЗАДЕРЖКИ В ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

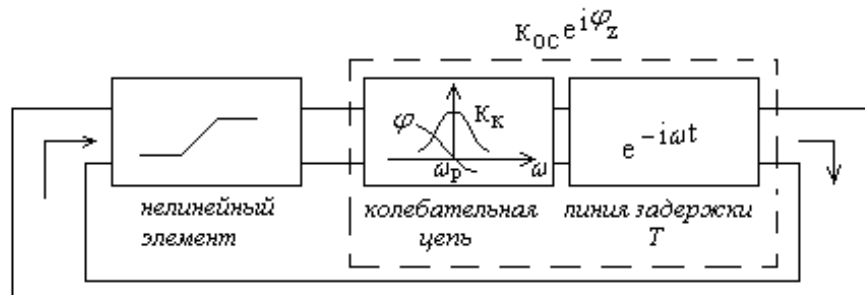


Рис. 6.1

Пусть имеется автогенератор с избирательной нагрузкой и линией задержки в кольце обратной связи. Подобный генератор можно представить в виде обобщенной схемы (рис. 6.1). Рассматривая линию задержки как идеальные четырехполюсник с передаточной функцией $-i\omega T$

$$K_{oc} |i(\omega - \omega_p)|$$

где K_k - модуль передаточной функции колебательного контура с резонансной частотой ω_T ; φ_k - ФЧХ контура. В полосе прозрачности контура можно считать, что $\varphi_k = -(\omega - \omega_p)T_k$, где T_k - постоянная времени контура.

Введение в схему линии задержки не изменяет модуля передаточной функции, но существенно

влияет на результирующую ФЧХ

$$\varphi_{\Sigma} = -(\omega - \omega_p)T_k - \omega T.$$

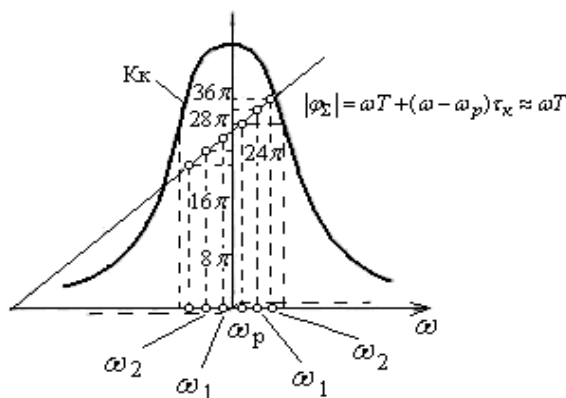


Рис. 9.31. Расположение возможных частот генерации при введении задержки в цепь обратной связи.

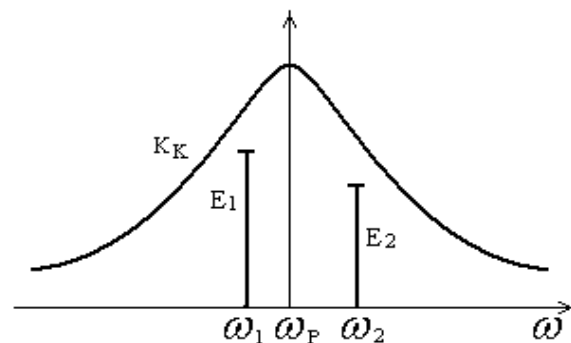


Рис. 6.3 К вопросу о подавлении слабого колебания в автогенераторе с задержкой в цепи обратной связи.

При достаточно большой задержке T наклон результирующей ФЧХ определяется в основном слагаемым ωT , причем может оказаться, что в полосе прозрачности колебательной цепи изменение φ_{Σ} достигает большого значения, превышающего несколько полных оборотов 2π . Подобный случай изображен на рис. 6.2, на котором $\omega_{-2}, \omega_{-1}, \omega_1, \omega_2, \dots$ - частоты, лежащие в

полосе прозрачности контура, при которых ординаты ФЧХ φ_{Σ} равны $n2\pi$, где n - целое число. Так как при указанных частотах выполняется баланс фаз и амплитуд, каждая из них может являться частотой автогенерации. Введение в кольцо обратной связи достаточно большой задержки придает системе *многоступенчатый характер*. Роль колебательного контура при этом сводится лишь к ограничению числа частот, на которых обеспечивается усиление, необходимое для автогенерации.

Рассмотрим сначала случай, когда в полосе прозрачности одиночного колебательного контура имеется всего лишь две частоты, на которых возможна генерация: ω_1 и ω_2 . Это означает, что в полосе $2\Delta\omega_0 - 2/\tau_k$ (τ_k - постоянная времени контура) набег фазы в линии задержки T близок к 2π , т.е. $2\Delta\omega_0 T \approx 2\pi$ или $T \approx \pi/\Delta\omega_0 \approx \pi\tau_k$.

Примерное расположение ω_1 и ω_2 на оси частот показано на рис. 6.3. Через E_1 и E_2 обозначены амплитуды колебаний с указанными частотами в какой-то момент времени после запуска генератора с мягким режимом возбуждения. При циклическом обходе замкнутого кольца обратной связи при каждом прохождении через нелинейный элемент соотношение между амплитудами E_1 и E_2 будет изменяться в пользу E_1 .

В итоге колебание с частотой ω_2 полностью подавляется и в системе остается всего лишь одно колебание с частотой ω_1 , для которого начальные условия при запуске более благоприятны.

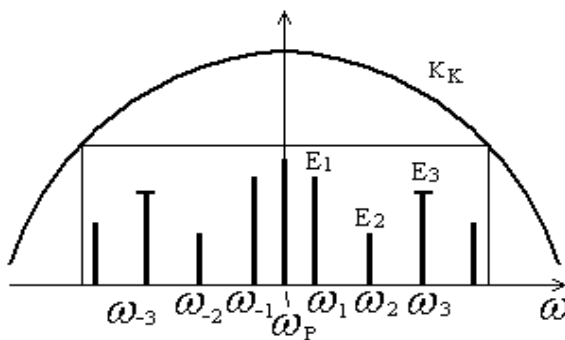


Рис. 6.4 Форма АЧХ избирательной цепи, неблагоприятная для одновременного генерирования нескольких частот.

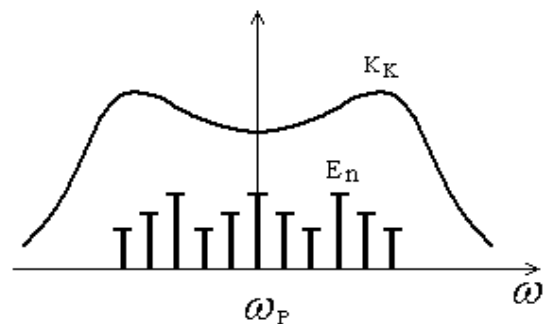


Рис. 6.5 Форма АЧХ избирательной цепи, допускающей устойчивую генерацию нескольких частот одновременно

Иначе обстоит дело в автогенераторе с жестким режимом самовозбуждения, когда при запуске для установления автоколебаний требуется внешний источник колебаний. В зависимости от выбора запускающей частоты в генераторе может быть установлен стационарный режим на любой из частот ω_1 или ω_2 . Отсюда видно, что «жесткий» автогенератор с запаздывающей обратной связью можно использовать как устройство, запоминающее одну из нескольких частот, подаваемых в момент запуска.

Для устойчивой генерации спектра частот АЧХ колебательной системы должна иметь неравномерность типа седловины. (рис. 6.5).

Генератор с запаздывающей обратной связью обладает некоторыми другими интересными свойствами, обусловленными большой крутизной ФЧХ, например повышенной стабильностью генерируемой частоты.

RC - Генераторы

Генераторы с колебательным LC-контуром эффективны для получения высокочастотных колебаний. Для генерирования же низких (звуковых частот) они неудобны из-за конструктивных недостатков (колебательный контур получается слишком громоздким и трудно перенастраиваемым). В связи с этим для получения гармонических колебаний в диапазоне от нескольких герц до нескольких десятков килогерц широко распространены, особенно в измерительной технике, RC-генераторы.

Один из возможных вариантов схемы RC-генератора представлен на рис. 6.6. Отличие RC-генератора от LC-генератора заключается в том, что вместо усилителя с колебательным контуром здесь применен резистивный усилитель, а обратная связь осуществляется при помощи специального четырехполюсника, составленного из резисторов и конденсаторов.

Эта схема соответствует усилителю с фазовым сдвигом напряжения U_2 на 180° относительно U_1 (например, однокаскадному транзисторному усилителю с ОЭ). Для генерации на заданной частоте необходимо, чтобы сумма фазовых сдвигов при обходе замкнутого кольца обратной связи равнялась 2π и, кроме того, чтобы коэффициент усиления K_y являлся величиной, обратной $K_{ос}$. Следовательно, обведенный на схеме штриховой линией четырехполюсник обратной связи должен обеспечивать дополнительный фазовый сдвиг на 180° .

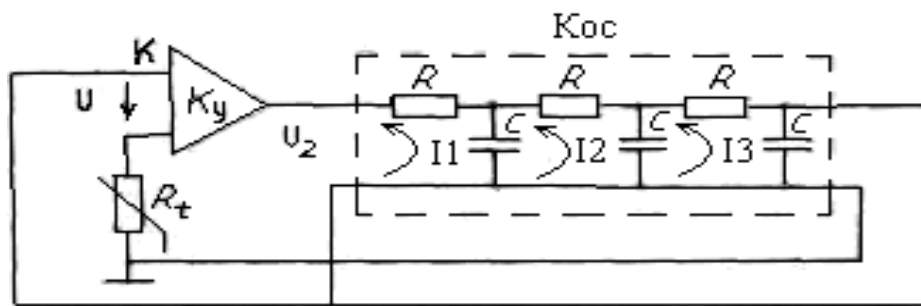


Рис. 6.6 Однокаскадный вариант RC-генератора

Нетрудно выявить требования, предъявляемые к элементам этого четырехполюсника. Придерживаясь обозначений составляем систему уравнений

$$\begin{aligned}(R + 1/j\omega C)I_1 - (1/j\omega C) \cdot I_2 &= U_2; \\ -(1/j\omega C)I_1 + (R + 2/j\omega C)I_2 - (1/j\omega C)I_3 &= 0; \\ -(1/j\omega C)I_2 + (R + 2/j\omega C)I_3 &= 0.\end{aligned}$$

Решая эту систему, находим $I_3 = \frac{-U_2 j\omega C}{\left| 5(\omega RC)^2 - 1 + i[(\omega RC)^3 - 6\omega RC] \right|}$

Так как напряжение на выходе четырехполюсника обратной связи (отсчитываемое по направлению тока I_3) равно $I_3 / j\omega C$, то коэффициент обратной связи $K_{oc}(i\omega) = \frac{I_3 / i\omega C}{U_2} = -\frac{1}{\left| 5(\omega RC)^2 - 1 + i[(\omega RC)^3 - 6\omega RC] \right|} = K_{oc} e^{i\varphi_{oc}(\omega)}$

(6.1)

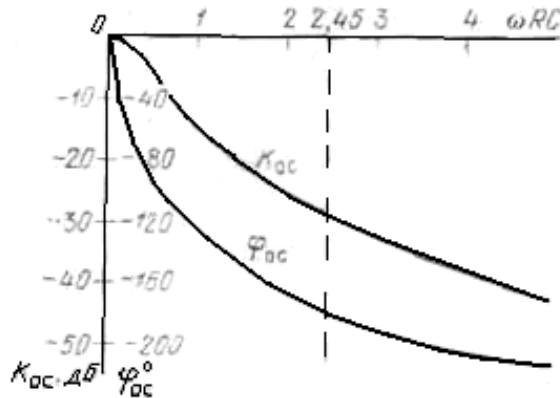


Рис. 6.7 Амплитудно- и фазочастотная характеристики четырехполюсника обратной связи в схеме на рис. 6.6

Аргумент и модуль функции $K_{oc}(i\omega)$ представлены на рис. 6.7.

Из выражения (6.1) следует, что фазовый сдвиг 180° получается при частоте, отвечающей условию

$$\omega RC |(\omega RC)^2 - 6| = 0.$$

Следовательно, генерация возможна на частоте

$$\omega_{\Gamma} = \sqrt{6} / RC.$$

Между модулем и аргументом передаточной функции рассматриваемого четырехполюсника существует однозначная связь. Подставляя найденное значение ω_{Γ} в выражение (9.58), находим модуль

$$K_{oc}(\omega_{\Gamma}) = \frac{1}{\left| 5(\omega_{\Gamma} RC)^2 - 1 \right|} = \frac{1}{29}.$$

Итак, произведение RC определяет частоту генерации и одновременно коэффициент обратной связи. Это означает, что показанный на рис. 9.35 усилитель должен обеспечивать усиление

$$K_y \geq 1 / K_{oc} = 29.$$

Ступенчатое изменение частоты генератора в широком диапазоне осуществляется с помощью набора переключаемых резисторов и конденсаторов, а плавная настройка в каждом из поддиапазонов – с помощью конденсаторов переменной емкости.

На рис. 6.8 изображена схема иного варианта RC-генератора, в котором необходимый для генерации баланс фаз обеспечивается в самом усилителе, например, применением двух каскадов, каждый из которых поворачивает фазу на 180° . Назначение же вспомогательной цепи r_1 ; C_1 ; r_2 ; C_2 заключается в том, чтобы по возможности сузить полосу частот, в которой обеспечивается баланс фаз.

Для определения соотношений между r_1 ; C_1 ; r_2 ; C_2 исходим из передаточной функции четырехполюсника обратной связи:

$$K_{oc}(i\omega) = \frac{\frac{r_2/i\omega C_2}{r_2 + 1/i\omega C_2}}{(r_1 + 1/i\omega C_1) + \frac{r_2/i\omega C_2}{r_2 + 1/i\omega C_2}} = \frac{1}{1 + r_1/r_2 + C_2/C_1 + i(\omega C_2 r_1 - 1/\omega C_1 r_2)} \quad (6.2)$$

В данном случае частота, на которой возможна генерация, определяется условием

$$\omega_\Gamma C_2 r_1 - 1/\omega_\Gamma C_1 r_2 = 0,$$

откуда

$$\omega_\Gamma = 1/\sqrt{r_1 C_1 r_2 C_2} = 1/\sqrt{\tau_1 \tau_2},$$

где τ_1 и τ_2 - постоянные времени цепей соответственно $r_1 C_1$ и $r_2 C_2$.

Обычно применяются одинаковые резисторы ($r_1 = r_2$) и конденсаторы ($C_1 = C_2$). При этом $\tau_1 = \tau_2 = \tau$, частота регенерации $\omega_\Gamma = 1/\tau$ и выражение (9.59) принимает вид

$$K_{oc}(i\omega) = \frac{1}{3 + i(\omega/\omega_\Gamma - \omega_\Gamma/\omega)} = K_{oc}(\omega) e^{i\varphi_{oc}(\omega)},$$

где $K_{oc}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{9 + i(\omega/\omega_\Gamma - \omega_\Gamma/\omega)^2}}$; $\varphi_{oc}(\omega) = -\arctg(1/3)(\omega/\omega_\Gamma - \omega_\Gamma/\omega)$;

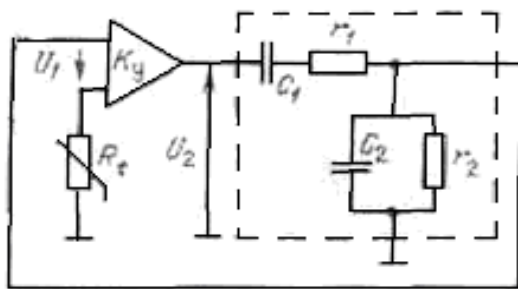


Рис. 6.8 Двухкаскадный вариант RC-генератора

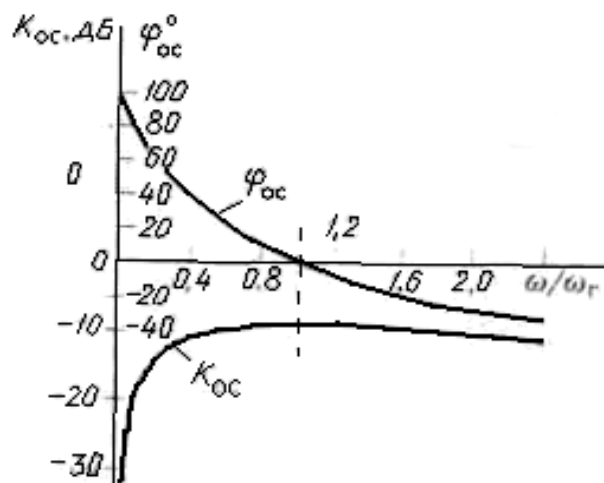


Рис. 6.9 Амплитудно- и фазочастотная характеристики четырехполосника обратной связи в схеме на рис. 6.8

Графики модуля и аргумента функции $K_{oc}(i\omega)$ при выбранных параметрах представлены на рис. 6.9. Существенно, что на любой частоте генерации $K_{oc}(\omega_G) = 1/3 = \text{const}$. Независимость K_{oc} от частоты ω_G , обеспечивающая неизменность режима работы генератора во всем частотном диапазоне, подтверждает целесообразность выбора $r_1 = r_2$, $C_1 = C_2$. При $C_1 = C_2$ упрощается, кроме того, конструкция спаренного конденсатора переменной емкости, используемого для плавной перестройки генератора.

К качеству конденсаторов и резисторов, входящих в четырехполосник обратной связи любого RC-генератора, необходимо предъявлять жесткие требования, так как нестабильность R или C при изменении температуры приводит к изменению частоты генератора. Конденсаторы должны иметь высокое сопротивление изоляции (малую утечку), так как в противном случае в области очень низких частот шунтирующее действие утечки будет влиять на фазовые соотношения в четырехполоснике.

Остановимся на некоторых особенностях механизма ограничения амплитуды автоколебания в RC-генераторе. Этот вопрос тесно связан с вопросом о форме генерируемых колебаний.

В рассмотренных ранее LC-автогенераторах ограничение обусловлено уменьшением крутизны S_{cp} при увеличении амплитуды колебаний; стационарный режим наступает, когда коэффициент усиления уменьшается до значения $K_y = 1/K_{oc}$. Однако в данном случае нельзя допускать установления значительной амплитуды, так как это неизбежно приведет к искажению формы генерируемых колебаний за счет появления гармоник тока. В отличие от генераторов с колебательным контуром в RC-генераторах отсутствует достаточно сильная фильтрация высших гармоник. Таким образом, получается противоречие между требованием надежного ограничения (большие амплитуды). Для устранения этого противоречия в RC-генераторы обычно вводят инерционную нелинейность в виде

терморезистора, сопротивление которого изменяется в зависимости от степени нагрева проходящим через него током. В качестве терморезистора может быть использована обыкновенная лампа накаливания.

Включение терморезистора показано на рис. 6.6 и 6.8. Подразумевается, что обратная связь, обусловленная введением в схему R_t , отрицательна. Например, в транзисторном усилителе с ОЭ резистор R_t включается в цепь эмиттера.

Отрицательная обратная связь (по току) частично компенсирует положительную обратную связь, осуществляемую с помощью четырехполюсника $K_{oc}(i\omega)$. Действительно, в рассматриваемом примере напряжение, создаваемое на R_t переменной составляющей коллекторного тока, направлено от эмиттера к заземленной шине, а напряжение положительной обратной связи – от базы к этой шине (см. рис. 6.6). Следовательно, результирующая разность потенциалов база-эмиттер является разностью между вторым и первым напряжениями. Коэффициент обратной связи K'_{oc} , понимаемый как отношение результирующего напряжения база-эмиттер к напряжению коллектор-эмиттер, зависит от R_t . При увеличении амплитуды колебания и соответственно тока через терморезистор его сопротивление R_t увеличивается и K'_{oc} уменьшается. При уменьшении амплитуды колебания, наоборот, R_t уменьшается и K'_{oc} увеличивается.

Таким образом, ограничение обусловлено не уменьшением средней крутизны S_{cp} и коэффициента усиления K_y при увеличении амплитуды колебания, а уменьшением K'_{oc} . Стационарный режим устанавливается, когда наступает равенство $K'_{oc} = 1/K_y$. Получается автоматическое регулирование амплитуды колебания на определенном уровне, зависящем в основном от нелинейности характеристики термосопротивления. Так как при изменении тока R_t из-за тепловой инерции изменяется относительно медленно, то в пределах одного периода генерируемых колебаний R_t практически постоянно. Это означает, что изменение R_t не вносит нелинейных искажений и не нарушает синусоидальной формы колебаний. Аналогично действие R_t в схеме, показанной на рис. 6.8.

RC-генератор является маломощным. Для получения значительной мощности RC-генератор обычно дополняют одной или двумя ступенями усиления.

Лекция 7.

ДЕЙСТВИЕ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭДС НА ЦЕПИ С ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ. РЕГЕНЕРАЦИЯ.

В радиотехнике под регенерацией подразумевается компенсация потерь в колебательной цепи с помощью положительной обратной связи. Явление регенерации можно использовать для усиления колебаний. Схема регенеративного усилителя, изображенная на рис. 7.1, не отличается от схемы автогенератора. Однако в регенеративном усилителе обратная связь не доводится до значения, соответствующего порогу генерации. При этом получается лишь частичная компенсация потерь в контуре и действие обратной связи сводится только к повышению добротности регенерированного контура.

В схеме на рис. 7.1 усиливаемое колебание с амплитудой E и частотой ω вводится в колебательный контур L, C, r , а обратная связь осуществляется с помощью катушки L_k , обтекаемой переменной составляющей коллекторного тока I_k и индуктивно связанной с катушкой контура L . Нетрудно выявить влияние параметров транзистора и обратной связи на эквивалентные параметры колебательного контура. Рассмотрим сначала более простой случай малых амплитуд, когда используется небольшой участок характеристики транзистора и средняя крутизна S_{cp} может быть приравнена крутизне S .

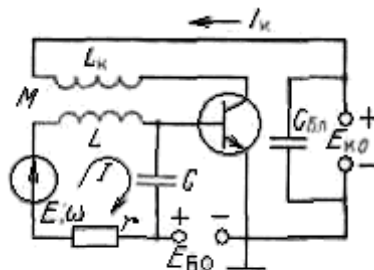


Рис. 7.1 Регенеративный усилитель

При гармонической ЭДС на входе с комплексной амплитудой E и частотой ω амплитуду тока в контуре (в стационарном режиме) можно определить с помощью следующего выражения:

$$I = (E + U_{oc}) / [r + i(\omega L - 1/\omega C)] \quad (7.1)$$

E – комплексная амплитуда напряжения

R – внутреннее сопротивление

U_{oc} - комплексная амплитуда напряжения обратной связи, вводимого в контур. Так как цепь предполагается линейной (при малых амплитудах), то это напряжение совпадает по частоте с ЭДС E и может отличаться от последней лишь фазой.

Очевидно, что

$$U_{oc} = i\omega M I_k$$

а амплитуда переменной составляющей коллекторного тока I_k , если пренебречь реакцией выходной цепи,

$$I_k = S U_c = S I / i\omega C,$$

где U_c - амплитуда напряжения на конденсаторе контура.

Таким образом, можно записать

$$U_{oc} = i\omega M S I / i\omega C = M S I / C.$$

Подставляя это выражение в уравнение (7.1) и решая его относительно I , получаем

$$I = \frac{E}{r - M S / C + i(\omega L - 1 / \omega C)} \quad (7.2)$$

Как и следовало ожидать влияние положительной обратной связи сводится к уменьшению сопротивления потерь в контуре на величину отрицательного сопротивления

$$r_{отр} = M S / C. \quad (7.3)$$

Таким образом, эквивалентное сопротивление регенерированного контура

$$r_{эк} = r - r_{отр} = r - M S / C,$$

а добротность

$$Q_{эк} = \frac{\rho}{r_{эк}} = \frac{\rho}{(r - M S / C)} = \frac{\rho / r}{1 - \frac{M S / C}{r}}$$

отношение

$$Q_{эк} / Q_0 = \frac{1}{1 - \frac{M S / C}{r}} = \frac{1}{1 - \frac{r_{отр}}{r}}.$$

Где $Q_0 = \rho / r$ - добротность нерегенерированного контура, можно рассматривать как усиление схемы на резонансной частоте $\omega = \omega_p$, когда $\omega L - 1 / \omega C = 0$.

Увеличением M можно добиться существенного увеличения $Q_{эк}$ и следовательно, повышения усиления. Следует, однако, иметь в виду, что увеличение $Q_{эк}$ при заданной и неизменной резонансной частоте контура ω_p приводит к сужению полосы пропускания контура. Кроме того, возникает проблема устойчивости цепи. При $\frac{r_{отр}}{r} = \frac{M S}{C r} \rightarrow 1$ цепь теряет устойчивость, а при $M S / C r > 1$ возникают автоколебания, т.е. усилитель превращается в генератор.

Иначе обстоит дело при больших амплитудах напряжения на входе усилителя. Увеличение амплитуды на зажимах база-эмиттер приводит к

уменьшению средней крутизны S_{cp} и $r_{отр}$ от амплитуды приводит к нелинейным искажениям усиливаемого сигнала.

Подставляя S_{cp} вместо S в выражение (9.61), получаем

$$I = \frac{E}{r - MS_{cp} / C + i(\omega L - 1/\omega C)} = \frac{E}{r_{эк} + i(\omega L - 1/\omega C)} \quad (7.2')$$

а при резонансе

$$I_{max} = E / r_{эк}, \quad (7.2'')$$

$$\text{где } r_{эк} = r - MS_{cp} / C \quad (7.4)$$

из выражения (7.2') следует, что при усилении АМ сигнала, когда $E = E(t)$, амплитуда тока $I(t)$ будет изменяться по закону, отличному от закона модуляции $E(t)$ из-за (зависимости S_{cp} от амплитуды колебания). Возникает нелинейное искажение усиливаемого сигнала, сопровождающееся образованием новых частот.

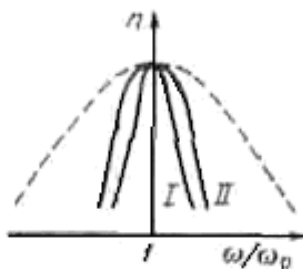


Рис. 7.2 Резонансные характеристики регенеративного контура:

I - при малых; II - при больших амплитудах, штриховая линия - в отсутствие регенерации

Нелинейный характер рассматриваемой цепи (при больших амплитудах E) влияет также и на форму резонансной характеристики регенерированного контура. Действительно, при отклонении частоты входного сигнала ω от резонансной частоты ω_p возрастает реактивное сопротивление $x = \omega L - 1/\omega C$ в (7.2'), что приводит к уменьшению амплитуды тока I . Но уменьшение I в свою очередь приводит к уменьшению и $r_{эк}$ из-за возрастания S_{cp} [см. (7.4)], что в некоторой степени компенсирует влияние возрастания x . В результате резонансная характеристика в верхней части уплощается, и тем сильнее, чем больше амплитуда внешней ЭДС, действующей на контур. При значительных расстройках преобладающее влияние на амплитуду оказывает реактивное сопротивление и резонансная характеристика быстро спадает почти до нуля (рис. 7.2).

Из всего сказанного

Следует, что регенерацию можно эффективно использовать только для усиления слабых сигналов.

С явлением регенерации часто приходится встречаться в радиотехнике. Иногда регенерация возникает в усилительных устройствах из-за наличия паразитных обратных связей, что может приводить к искажению сигналов.

Действие гармонической ЭДС на автогенератор. Захватывание частоты.

Поведение автогенератора, находящегося под действием внешней силы, существенно зависит от амплитуды и частоты этой силы.

Если амплитуда возбуждения очень мала по сравнению с амплитудой автоколебания и одновременно частота ω значительно отличается от частоты $\omega_r = \omega_p$ свободно автогенератора (ω_p – резонансная частота контура автогенератора), то действие внешней ЭДС сводится к эффекту модуляции, который проявляется в изменении фазы и амплитуды автоколебания по весьма сложному закону. С приближением частоты ω к ω_p картина меняется. Частота генерации ω_r «подтягивается» к частоте ω внешней ЭДС, и при некотором значении $\Delta\omega = \omega - \omega_p$, зависящем от соотношения амплитуд, автогенератор начинает работать точно на частоте $\omega_r = \omega$ без каких-либо признаков модуляции. Частота генератора оказывается «захваченной» частотой вынуждающей силы.

Явление захватывания частоты используется в ряде радиотехнических устройств, когда требуется осуществить принудительную синхронизацию автогенератора с помощью маломощного источника колебаний.

Рассмотрим механизм явления захватывания частоты в простейшем одноконтурном автогенераторе с трансформаторной обратной связью при последовательном включении внешнего источника ЭДС в цепь база-эмиттер (рис. 7.3).

Частоту генерации (в отсутствие внешней ЭДС) приравняем резонансной частоте контура $\omega_p = 1/\sqrt{LC}$.

Рассмотрим сначала баланс фаз в автогенераторе, находящем под действием внешней ЭДС $e(t) = E \cos(\omega t + \Theta_0)$, в предположении, что имеет место стационарный режим захватывания, т.е. генерируемая частота ω_r равно частоте ω ; отличной от резонансной частоты контура ω_p . При этом амплитуду E будем считать настолько малой, что все основные параметры автоколебания – амплитуда первой гармоники коллекторного тока I_1 , амплитуда напряжения на контуре U_k и амплитуда напряжения обратной связи U_{oc} – останутся такими же, как и в отсутствие внешнего воздействия. Иными словами, влияние внешнего воздействия проявляется только в изменении фазовых соотношений в автогенераторе.

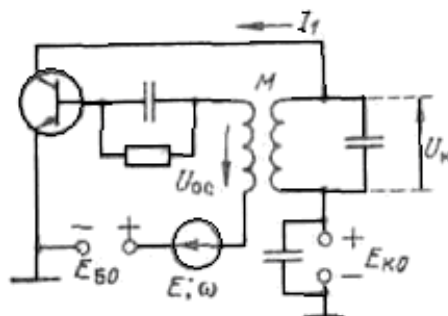


Рис. 7.3 Автогенератор с синхронизирующим источником ЭДС в цепи база-эмиттер

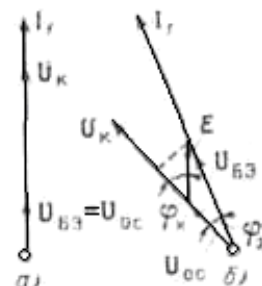


Рис. 7.4 Векторные диаграммы напряжений и тока в автогенераторе: а) без внешнего воздействия; б) в режиме захватывания частоты

До включения источника внешней ЭДС эти соотношения характеризуются векторной диаграммой, показанной на рис. 7.4, а. Ток I_1 – в фазе с напряжением $U_{бэ} = U_{oc}$ а напряжение U_k в фазе с током I_1 .

Исходная фаза тока I_1 выбрана произвольно, так как в автогенераторе фаза автоколебания зависит от начальных условий запуска. После включения внешней ЭДС $e(t) = E \cos \omega t$ (начальная фаза Θ_0 приравнена нулю) и установления стационарного режима диаграмма примет вид, показанный на рис. 7.4, б. При построении этой диаграммы учтены следующие условия:

А) между током I_1 и напряжением U_k имеется фазовый сдвиг φ_z , зависящий от расстройки контура по отношению к генерируемой частоте ω . Принимая для определенности, что $\omega < \omega_p$, приходим к выводу, что вектор U_k должен опережать вектор I_1 на угол

$$\varphi_z = \arctg \left[\frac{2|\omega - \omega_p|Q}{\omega_p} \right], \quad (7.5)$$

где Q – добротность контура;

Б) ток I_1 находится в фазе с результирующим напряжением $U_{бэ}$;

В) напряжение обратной связи U_{oc} , связанное с напряжением контура U_k соотношением $U_{oc} = MU_k/L$, не зависит от частоты. Поэтому направления векторов U_{oc} и U_k совпадают.

Из диаграммы видно, что нарушение фазового баланса автогенератора в коллекторной цепи на угол φ_2 (в сторону опережения) из-за расстройки колебательного контура (при $\omega < \omega_p$) компенсируется тем, что в цепи база-эмиттер результирующее напряжение $U_{бэ}$ сдвинуто на угол φ_z в сторону отставания относительно U_{oc} .

Когда $\omega > \omega_p$, фазовый сдвиг в коллекторной цепи является запаздывающим, а в цепи база-эмиттер – опережающим.

Из условий Б) и В), а также непосредственно из диаграммы на рис. 7.4, б вытекает следующее равенство:

$$\sin \varphi_z = E \sin \varphi_k / U_{бэ} \quad (7.6)$$

где φ_k – фазовый сдвиг между E и U_k .

Используя оговоренное условие малости E по сравнению с U_{oc} , можно считать $U_{бэ} \approx U_{oc}$.

$$\sin \varphi_z \approx \varphi_z \approx (E/U_{бэ}) \sin \varphi_k \approx (E/U_{oc}) \sin \varphi_k$$

Малость угла φ_z позволяет также и в выражении (7.6) заменить тангенс его аргументом:

$$\tg \varphi_z \approx \varphi_z = 2(\omega - \omega_p)Q/\omega_p.$$

Приравнивая правые части последних двух выражений, приходим к следующему соотношению:

$$2(\omega - \omega_p)/\omega_p = (E/U_{oc}) \sin \varphi_k (1/Q) \quad (7.7)$$

из этого соотношения следует, что при заданной разности частот ω и ω_p фазовый сдвиг напряжения U_k относительно синхронизирующего колебания.

$$\varphi_k = \arcsin \left[\frac{2(\omega - \omega_p)Q / \omega_p}{E / U_{oc}} \right] \quad (7.8)$$

Соотношения (7.7) и (7.8) имеют смысл при условии, что абсолютная величина расстройки $|\omega - \omega_p|$ не превышает некоторого предельного значения, при котором $|\sin \varphi_k| = 1$. Из физических соображений очевидно, что это предельное значение $|\omega - \omega_p|_{\max}$ соответствует границам полосы захватывания. Подставляя в уравнение (7.7) $\sin \varphi_k = \pm 1$, находим полную относительную ширину полосы захватывания

$$\frac{2\Delta\omega_{\max}}{\omega_p} = \frac{2|\omega - \omega_p|_{\max}}{\omega_p} \approx \left(\frac{E}{U_{oc}} \right) \left(\frac{1}{Q} \right) = \left(\frac{E}{U_{oc}} \right) d. \quad (7.9)$$

Итак, полоса захватывания пропорциональна отношению амплитуды внешней ЭДС к амплитуде колебаний свободного автогенератора и затуханию контура $d = 1/Q$.

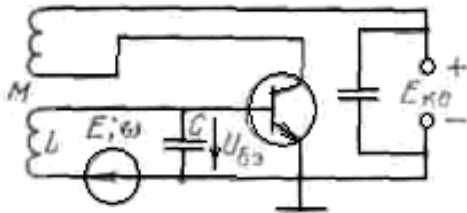


Рис. 7.5 Включение синхронизирующего источника ЭДС в колебательный контур автогенератора.

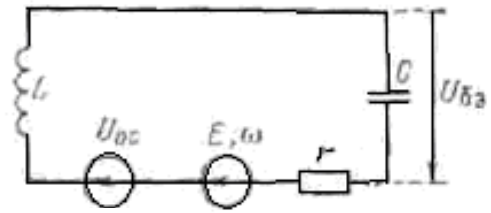


Рис. 7.6 Схема замещения контура к рис. 7.5

В тех случаях, когда внешняя ЭДС вводится непосредственно в колебательный контур автогенератора, выражению для полосы захватывания можно придать несколько иной вид. Рассмотрим в качестве примера схему генератора с контуром в цепи база-эмиттер (рис. 7.5). Схема эквивалентного изображена на рис. 7.6. В отсутствие постороннего воздействия амплитуда $U_{бэ}$ связана с U_{oc} соотношением $U_{бэ} = U_{oc}Q$.

Подставляя это соотношение в формулу (9.7.9), получаем

$$2\Delta\omega_{\max} / \omega_p \approx E / U_{бэ} \quad (7.10)$$

Аналогично можно показать, что при введении вынуждающей ЭДС в коллекторный колебательный контур получится соотношение

$$2\Delta\omega_{\max} / \omega_p \approx E / U_k \quad (7.11)$$

где U_k – амплитуда напряжения на контуре свободного автогенератора.

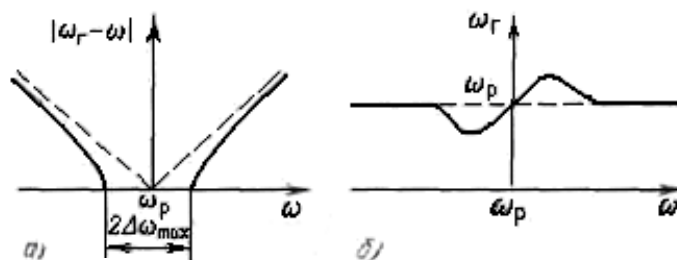


Рис. 7.7 Зависимости $|\omega_r - \omega|$ (а) и генерируемой частоты ω_r (б) от частоты синхронизирующего источника

Нетрудно заметить, что отсутствие в формулах (7.10) и (7.11) величины Q объясняется тем, что внешнее воздействие оценивается ЭДС, вводимой последовательно в контур, а режим свободного автогенератора – напряжением, действующим на реактивном элементе контура. Если же оба напряжения определять одинаково: либо на реактивном элементе, либо как ЭДС, вводимую в контур последовательно, то независимо от схемы полосы захватывания будут определяться выражением вида (7.9).

Связь между генерируемой частотой ω_r и частотой ω вынуждающей ЭДС иллюстрируется рис. 7.7. Штриховая линия на рис. 7.7, а соответствует свободному генератору, когда $\omega_r = \omega_p = \text{const}$. При введении в генератор источника внешней ЭДС частота ω_r «подтягивается» к частоте ω и сплошная линия $|\omega_r - \omega|$ отрывается от штриховой $|\omega_p - \omega|$. Отрезок оси абсцисс, на котором $|\omega_r - \omega| = 0$ и следовательно, частота генератора совпадает с частотой ω , и есть полоса захвата.

График зависимости генерируемой частоты ω_r от частоты ω вынуждающей ЭДС представлен на рис. 7.7 б.

Лекция 8.

УГЛОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ В АВТОГЕНЕРАТОРЕ.

В автогенераторах, работающих на частотах не выше нескольких десятков мегагерц, широко используются методы угловой модуляции, основанные на прямом изменении резонансной частоты колебательной цепи генератора изменением емкости или индуктивности контура. Так как резонансная частота колебательного контура непосредственно определяет частоту генерации, то под угловой модуляцией в автогенераторе будем подразумевать *частотную*.

Существует ряд способов управления резонансной частотой колебательной цепи: электронные, электромагнитные и др. выбор того или иного способа зависит от основных параметров модуляции: относительного изменения частоты $\Delta\omega/\omega_p$ и скорости изменения частоты. Последний параметр характеризуется спектром модулирующего сигнала. При медленной модуляции (низкие частоты) широко применяются такие способы, как изменение индуктивности катушки изменением тока, подмагничивающего сердечник катушки, и др. Если спектр сообщения содержит относительно высокие частоты, то приходится прибегать к безынерционным способам управления емкостью или индуктивностью контура.

Широко распространенным способом электронного управления резонансной частотой колебательного контура является подключение к контуру варикапа – полупроводникового диода (p - n переход), емкость которого зависит от напряжения, приложенного в направлении запирающего перехода. Разделительный конденсатор C_p преграждает путь в контур постоянному току от источника ЭДС E_0 , используя для установления

рабочей точки на вольт-фарадной характеристике варикапа. Конденсатор C_p необходим также для устранения короткого замыкания источника модулирующего сигнала $e_{\Omega}(t)$ на относительно небольшую индуктивность L_k контура. Блокировочный дроссель $L_{др}$ преграждает путь высокочастотному току от автогенератора в источнике ЭДС $e_{\Omega}(t)$.

На схеме замещения колебательной цепи автогенератора (рис. 7.7, б) C_0 обозначает среднюю емкость варикапа, а $\Delta C(t)$ - вариация емкости, пропорциональную напряжению $e_{\Omega}(t)$. Сопротивление перехода обозначено R , а объемное сопротивление толщии полупроводника g .

При заданных значениях средней частоты ω_0 и частотного отклонения $\Delta\omega$ требуемое изменение емкости ΔC нетрудно найти с помощью очевидных соотношений

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_k C_{k0}}, \quad \omega_0 + \Delta\omega = \frac{1}{\sqrt{L_k (C_{k0} + \Delta C)}} = \frac{1}{\sqrt{L_k C_{k0}} \sqrt{1 + \Delta C / C_{k0}}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \Delta C / C_{k0}}}$$

где $C_{k0} = C_k + C_0$ – средняя емкость контура.

Разделив последнее выражение на ω_0 , получим

$$1 + \Delta\omega / \omega_0 = 1 / \sqrt{1 + \Delta C / C_{k0}}$$

откуда

$$\left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) \sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C_{k0}}} = 1$$

возведем в квадрат обе стороны

$$\left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 \left(1 + \frac{\Delta C}{C_{k0}}\right) = 1$$

умножаем на скобку

$$\begin{aligned} \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 \frac{\Delta C}{C_{k0}} &= 1 \\ \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 \frac{\Delta C}{C_{k0}} &= 1 - \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 \\ \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 \frac{\Delta C}{C_{k0}} &= 1 - \left(1 + 2\frac{\Delta\omega}{\omega_0} + \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2\right) \\ \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 \frac{\Delta C}{C_{k0}} &= 1 - 1 - 2\frac{\Delta\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 \\ \frac{\Delta C}{C_{k0}} &= -\frac{2\frac{\Delta\omega}{\omega_0} + \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}{\left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2} \end{aligned}$$

Поскольку $R_6/R_k = h_{21э}/q$, где q – степень насыщения транзистора (обычно $q = 1,5 \dots 2$), то длительность фронта коллекторного напряжения,

равная длительности интервала подготовки схемы к следующему переключению, всегда меньше длительности импульса выходного напряжения.

В рассматриваемом случае выходное напряжение автоколебательного мультивибратора близко к прямоугольному, причем длительности импульса $t_{и}$ и паузы $t_{п}$ выходного напряжения равны между собой ($t_2 - t_0 = t_4 - t_2$).

Если симметрия схемы нарушена, то на выходах формируется напряжение, для которого $t_{и} <> t_{п}$. При проектировании таких схем необходимо заботиться о том, чтобы во всех режимах работы время подготовки схемы к следующему переключению было меньше или равно времени нахождения схемы в квазиустойчивом состоянии.

Частота выходного напряжения симметрично автоколебательного мультивибратора не зависит от напряжения питания и полностью определяется параметрами его элементов

$$f_{ком} \approx 0,715 / R_5 C \quad (8.1)$$

Для перевода рассмотренной схемы в режим ждущего мультивибратора необходимо, чтобы одно из его квазиустойчивых состояний равновесия стало устойчивым. Этого можно добиться, если, например, хотя бы одну связь между схемами коммутации по переменному току заменить связью по постоянному току. Схема такого устройства приведена на рис. 8.1, а.

Устойчивым является состояние, при котором транзистор VT1 насыщен током, протекающим через резистор $R_{б1}$. При этом конденсатор C2 заряжен практически до напряжения питания $U_{C2} = U_{п} - I_{к02} R_{к2} - U_{бэ1} \approx U_{п}$, а конденсатор C1 разряжен. Транзистор VT2 заперт, что обеспечивается подачей на его эмиттерный переход через резистор $R_{см}$ напряжения смещения ($-U_{см}$). Очевидно, что это состояние может сохраняться сколь угодно долго, так как при этом токи и напряжения всех элементов схемы неизменны во времени.

Запуск ждущего мультивибратора осуществляется подачей на эмиттерный переход транзистора VT2 через резистор $R_{вх}$ импульса положительной полярности. Параметры этого импульса (амплитуда и длительность) выбираются из условия кратковременного приоткрывания транзистора VT2. Возникающее при этом уменьшение напряжения $u_{кэ2} = u_{вых2}$ приводит к появлению на базе транзистора VT1 отрицательного смещения ($u_{бэ1} = u_{вых2} - u_{с2}$) и вследствие действия механизма ПОС, его форсированному запирающему. Увеличение напряжения $u_{кэ1} = u_{вых1}$ переводит транзистор VT2 в режим насыщения. При этом его базовый ток по мере заряда конденсатора C1 падает от $I_{б2и} \approx U_{п} / R_{к1}$ до установившегося значения $I_{б2н} \approx U_{п} / R_{к1} + R_{б2}$. Новое состояние схемы является квазиустойчивым, так как оно поддерживается лишь до тех пор, пока на базе VT1 присутствует запирающее напряжение, т.е. пока на разрядится конденсатор C2. Поэтому для длительности выходного импульса по аналогии с (8.1) можно записать

$$t_{\text{и}} = t_1 - t_0 = 0,7R_{61}C_2. \quad (8.2)$$

как следует из схемы мультивибратора (рис. 8.1, а), скорость изменения напряжения $u_{\text{вых1}}$ при запираании VT1 определяется процессом заряда конденсатора C1 (рис. 8.1, б). Поэтому

$$t_{\phi} \approx 2,3R_{62}R_{K1}C_1/(R_{62}+R_{K1}). \quad (8.3)$$

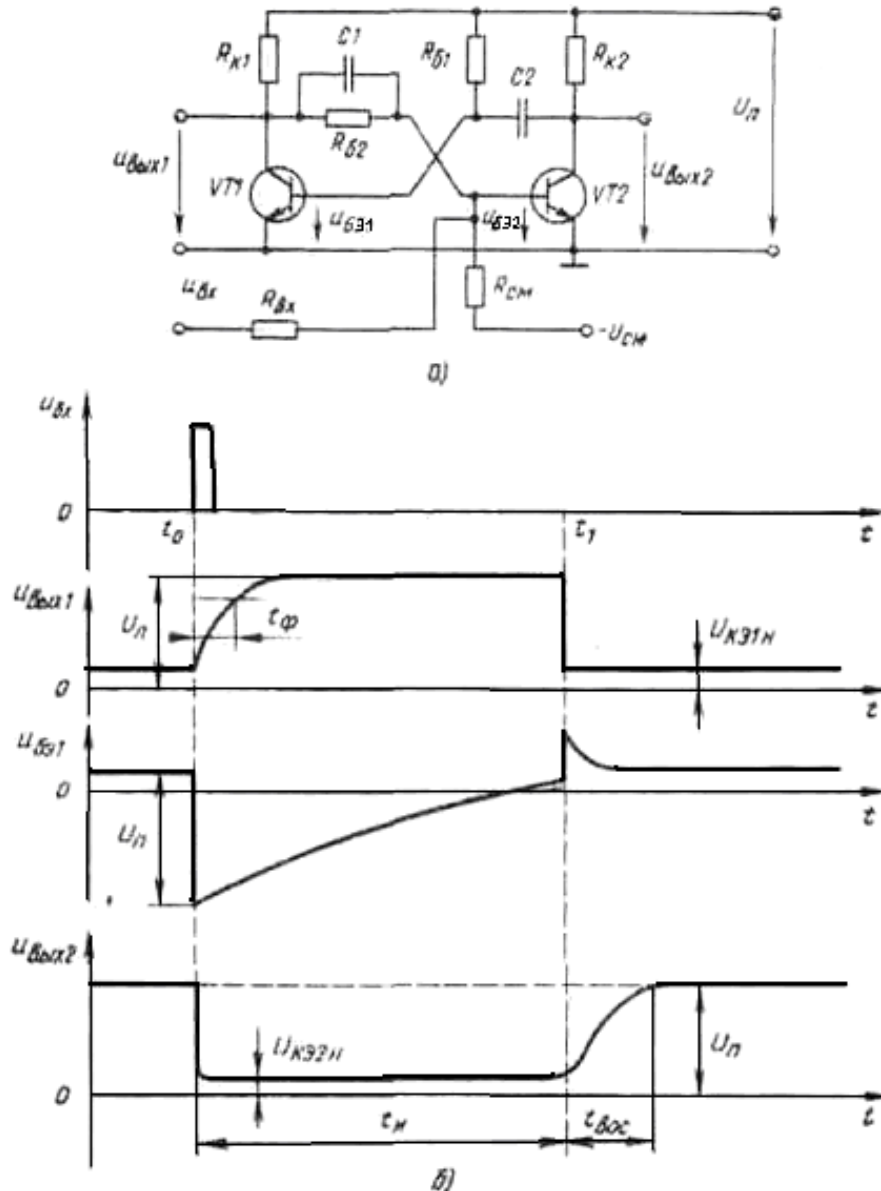


Рис. 8.1 Схема ждущего мультивибратора (а) и временные диаграммы, поясняющие его работу (б).

После насыщения транзистора VT1 и формирования среза импульса $u_{\text{вых1}}$ процессы в схеме не завершаются. Это объясняется тем, что токи и напряжения ее элементов не соответствуют устойчивому состоянию равновесия. Поэтому для возвращения схемы в исходное состояние необходимо некоторое время, называемое временем восстановления $t_{\text{вос}}$. Это время определяется процессом заряда конденсатора C2 до напряжения питания и определяется выражением

$$t_{\text{вос}} \approx 4R_{K2}C_2 \quad (8.4)$$

Если следующий запускающий импульс появится на входе схемы раньше, чем закончится интервал восстановления, на выходе мультивибратора будет сформирован импульс длительностью, меньшей чем $t_{и}$, определенной в соответствии с (8.2).

Проведенный анализ показывает, что в ждущем мультивибраторе конденсатор $C2$, как и в автогенераторной схеме, выполняет роль времязадающего конденсатора, определяющего длительность выходного импульса всего устройства. Конденсатор $C1$ является форсирующим. Он, как и конденсаторы в триггере, лишь ускоряет процесс переключения транзисторов схемы.

Генератор на операционном усилителе

В частности, в качестве усилителя можно использовать и операционный усилитель (ОУ). Схема генератора на ОУ приведена на рис. 8.2, а. В данном случае ОУ охвачен двумя цепями ОС: положительной с коэффициентом передачи $b_{пос} = R_{пос2}/(R_{пос1}+R_{пос2})$ и отрицательной с $b_{оос} = 1/(R_{оос}C_{оос}p+1)$. Рассмотрим процессы, происходящие в схеме при условии $U_{выхм} = |-U_{выхм}|$. Для этого воспользуемся передаточной характеристикой усилителя относительно его инвертирующего входа (рис. 8.2, б). Очевидно, что в этом случае ОУ выполняет функции инвертирующего компаратора напряжения.

Предположим, что в момент t_0 на схему подано напряжение питания. Так как усилитель охвачен цепью безынерционной ПОС, а напряжение на его инвертирующем входе $U_{вхн} = U_{с_{оос}} = 0$, на выходе ОУ равновероятно может установиться любое из его максимально возможных напряжения.

Допустим, что $u_{вых1} = U_{выхм}$. Тогда входное напряжение ОУ примет значение $U_{вх0у} = U_{вхн} - U_{вхн} = -b_{пос} U_{выхм} < 0$, что подтвердит положительную полярность его выходного напряжения.

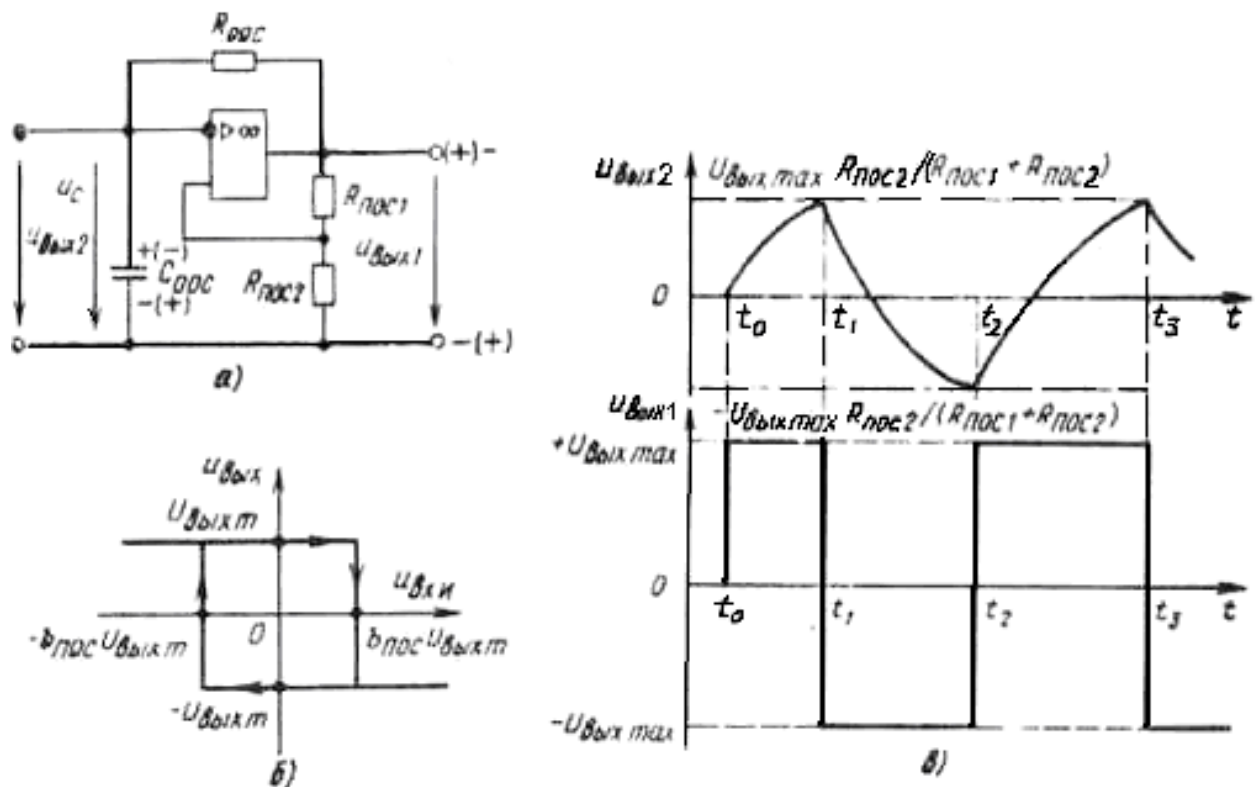


Рис. 8.2 . Схема генератора на ОУ (а), передаточная характеристика инвертирующего компаратора (б) и временные диаграммы выходных напряжений схемы (в)

Согласно характеристике рис. 8.2, б, это состояние схемы можно было бы считать устойчивым состоянием равновесия. Однако после появления на выходе ОУ напряжения положительной полярности $U_{\text{выхм}}$ начинается процесс заряда конденсатора $C_{\text{оос}}$. Напряжение на инвертирующем входе усилителя начнет повышаться. Этот процесс идет с постоянной времени заряда $\tau_3 = R_{\text{оос}} C_{\text{оос}}$ и сопровождается увеличением входного напряжения ОУ. Следовательно, состояние схемы будет квазиустойчивым.

В момент, когда напряжение на инвертирующем входе ОУ достигнет значения $U_{\text{вхи}} = b_{\text{пос}} U_{\text{выхм}}$ (при этом $U_{\text{вхоу}} = 0$), выходное напряжение усилителя изменит свою полярность, уменьшившись до $U_{\text{вых1}} = -U_{\text{выхм}}$. Напряжение на неинвертирующем входе уменьшится до $U_{\text{вхн}} = -b_{\text{пос}} U_{\text{выхм}}$, а входное напряжение усилителя увеличится до $U_{\text{вхн}} = -b_{\text{пос}} U_{\text{выхм}}$, а входное напряжение усилителя увеличится до $U_{\text{вхоу}} = 2b_{\text{пос}} U_{\text{выхм}} > 0$.

Новое состояние схемы также будет квазиустойчивым. Изменение полярности выходного напряжения ОУ вызовет перезаряд конденсатора $C_{\text{оос}}$. В результате этого с течением времени входное напряжение усилителя $U_{\text{вхоу}}$ будет уменьшаться, и в момент, когда $U_{\text{вхоу}} = 0$ ($U_{\text{вхи}} = -b_{\text{пос}} U_{\text{выхм}}$), произойдет очередное переключение схемы и процесс повторится.

Таким образом, на выходе ОУ будет формироваться переменное напряжение $U_{\text{вых1}}$ прямоугольной формы (рис.8.2, в). Форма напряжения на конденсаторе $u_{\text{вых2}}$, составленная из начальных участков экспоненциальных процессов его перезарядки, будет приближаться к треугольной.

Из сказанного можно сделать два вывода:

относительно выходного напряжения ОУ ($u_{\text{вых1}}$) схему можно рассматривать как мультивибратор, работающий в режиме автоколебаний;

относительно напряжения на конденсаторе $C_{\text{оос}}$ ($u_{\text{вых2}}$) схема является генератором пилообразного напряжения.

Лекция 9.

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Операционный усилитель (ОУ) – унифицированный многокаскадный усилитель постоянного тока, удовлетворяющий следующим требованиям к электрическим параметрам:

коэффициент усиления по напряжению стремится к бесконечности ($K_U \rightarrow \infty$);

входное сопротивление стремится к бесконечности ($R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$);

выходное сопротивление стремится к нулю ($R_{\text{вых}} \rightarrow 0$);

если входное напряжение равно нулю, то и выходное напряжение равно нулю;

бесконечная полоса усиливаемых частот ($f_B \rightarrow \infty$).

Структурная схема операционного усилителя

Операционный усилитель – это аналоговая интегральная схема, снабженная, как минимум, пятью выводами. Ее условное графическое обозначение приведено на рис. 9.1. Два вывода ОУ используются в качестве входных, один вывод является выходным, два оставшихся вывода используются для подключения источника питания ОУ. С учетом фазовых соотношений входного и выходного сигналов один из входных выводов (вход 1) называется неинвертирующим, а другой (вход 2) – инвертирующим. Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ связано с входными напряжениями $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$ соотношением

$$U_{\text{вых}} = K_{U0}(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) \quad (9.1)$$

где K_{U0} – собственный коэффициент усиления ОУ по напряжению.

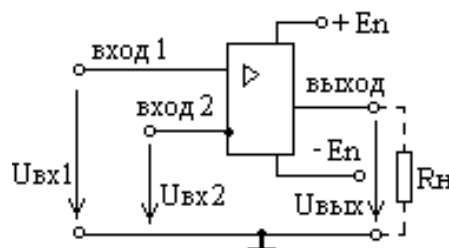


Рис. 9.1 Условное графическое изображение ОУ

Из приведенного выражения следует, что ОУ воспринимает только разность входных напряжений, называемую дифференциальным входным сигналом, и нечувствителен к любой составляющей входного напряжения, воздействующей одновременно на оба его входа (синфазный входной сигнал).

Как было отмечено ранее, K_{U0} в ОУ должен стремиться к бесконечности, однако на практике он ограничивается значением $10^5 \dots 10^6$ или 100 ... 120 дБ.

В качестве источника питания ОУ используют двухполярный источник напряжения ($+E_n$, $-E_n$). Средний вывод этого источника, как правило, является общей шиной для входных и выходных сигналов и в большинстве случаев не подключается к ОУ. В реальных ОУ напряжение питания лежит в диапазоне $\pm 3В \dots \pm 18В$. Использование источника питания со средней точкой предполагает возможность изменения не только уровня, но и полярности как входного, так и выходного напряжений ОУ.

Реальные ОУ обычно снабжаются большим числом выводов, которые используются для подключения внешних цепей частотной коррекции, формирующих требуемый вид ЛАЧХ усилителя.

Реализация перечисленных выше требований к электрическим параметрам ОУ невозможна на основе схемы однокаскадного усилителя. Поэтому реальные ОУ строятся на основе двух- или трех- каскадных усилителей постоянного тока.

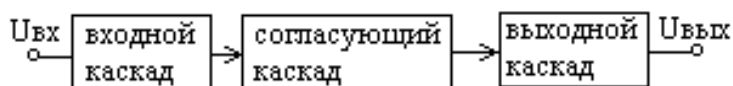


Рис 9.2 Структурная схема трехкаскадного ОУ

Функциональная схемы трехкаскадного ОУ приведена на рис. 9.2. Она включает в себя входной, согласующий и выходной каскады усиления. Анализ электрических параметров ОУ показывает, что из практическая реализация предполагает использование в качестве входного каскада ОУ дифференциального усилительного каскада, что позволяет максимально уменьшить величину дрейфа усилителя, получить достаточно высокое усиление, обеспечить получение максимально высокого входного сопротивления и максимально подавить действующие на входе синфазные составляющие, обусловленные изменением температуры окружающей среды, изменением напряжения питания, старением элементов и т.п.

Согласующий каскад служит для согласования выходного сигнала дифференциального усилителя с выходным каскадом ОУ, обеспечивая необходимое усиление сигнала по току и напряжению, а также согласование фаз сигналов.

Выходной каскад, который, как правило, выполняется по двухтактной схеме, обеспечивает требуемое усиление сигнала по мощности.

Как уже отмечалось, применение двух источников питания при подключении нагрузки к их общей точке позволяет формировать на выходе двухполярное напряжение. Следовательно, передаточная характеристика усилителя расположена в двух квадрантах. На рис. 9.3, а, б приведены передаточные характеристики ОУ соответственно для неинвертирующего и инвертирующего входов. Из этих характеристик следует, что максимальное выходное напряжение ОУ ($U_{\text{вых max}}$) всегда меньше напряжения питания. Как было показано, это является следствием использования в двухтактном усилителе мощности транзисторов, включенных по схеме с общим коллектором.

Более простой является схема двухкаскадного ОУ, из которой исключен согласующий каскад, поэтому необходимый K_{U0} обеспечивается как входными дифференциальным, так и выходным каскадами. Практическая реализация такого решения наталкивается на трудности, связанные с тем, что входное сопротивление дифференциального каскада обратно пропорционально суммарному эмиттерному току его транзисторов, в то время как значение K_{U0} прямо пропорционально этому току. Поэтому попытка повысить усиление дифференциального каскада приводит к снижению входного сопротивления усилителя.

Разрешению этого противоречия способствует использование в первом каскаде схемы активной нагрузки.

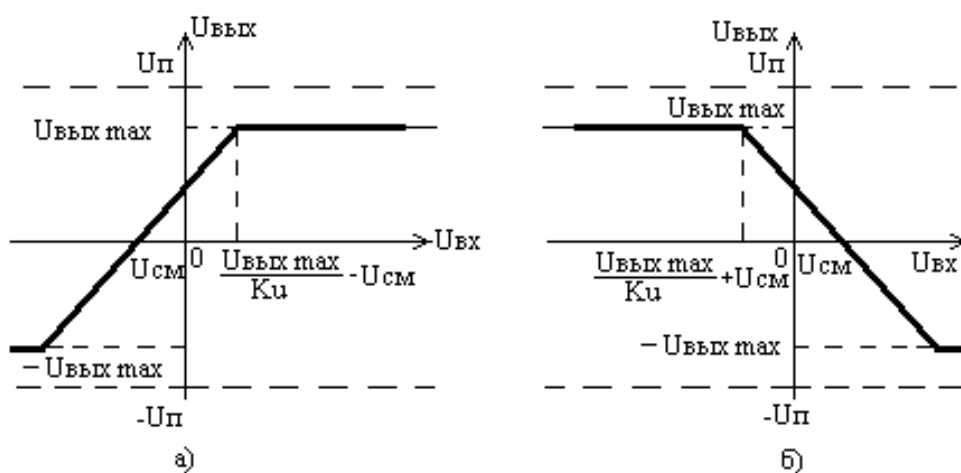


Рис. 9.3 Передаточные характеристики ОУ по неинвертирующему (а) и инвертирующему (б) входам

Основные параметры операционного усилителя

Операционный усилитель является сложным электронным устройством, правильное применение которого зависит от понимания особенностей его работы и знания основных требований, которые он предъявляет к схемам

разрабатываемого ЭС. Ниже приводятся основные параметры ОУ, характеризующие его работу.

Входное напряжение смещения – это напряжение, которое обусловлено, в основном, неидентичностью напряжений эмиттерных переходов транзисторов входного дифференциального усилителя. Наличие этого напряжения приводит к нарушению условия, согласно которому $U_{\text{вых}}=0$ при $U_{\text{вх}}=0$ (см. рис. 9.3). Численно входное напряжение смещения определяется как напряжение, которое необходимо приложить ко входу усилителя для того, чтобы его выходное напряжение было равно нулю. Иногда это напряжение называют напряжением сдвига нуля ($U_{\text{см}}$). Типовое значение этого напряжения единицы-десятки милливольт.

Входной ток $I_{\text{вх}}$ (входной ток смещения) – ток, протекающий во входных выводах ОУ и необходимый для обеспечения требуемого режима работы его транзисторов по постоянному току. Типовое значение этого тока единицы микроампер - сотни наноампер.

Разность входных токов $\Delta I_{\text{вх}}$ (ток сдвига). Природа этого тока кроется, в основном, в неодинаковости коэффициентов передачи тока $h_{21Э}$ транзисторов входного каскада ОУ. Численно он равен модулю разности входных токов усилителя.

$$\Delta I_{\text{вх}} = |I_{\text{вх}1} - I_{\text{вх}2}| \quad (9.2)$$

типовое значение параметра – от единиц микроампер до единиц и десятых долей наноампера.

Входное сопротивление $R_{\text{вх}}$. Различают дифференциальное входное сопротивление $R_{\text{вх.диф}}$ и синфазное входное сопротивление $R_{\text{вх.син}}$.

$R_{\text{вх.диф}}$ определяется как сопротивление между входами усилителя, а $R_{\text{вх.син}}$ – как сопротивление между объединенными входными выводами и нулевой шиной.

Типовое значение входного сопротивления – сотни килоом.

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ – это сопротивление усилителя, рассматриваемого как эквивалентный генератор. Типовое значение выходного сопротивления – сотни ом.

Коэффициент подавления синфазного сигнала $K_{\text{н.сф}}$ определяет степень подавления (ослабления) синфазной составляющей входного сигнала. Его типовое значение – 50 ... 70 дБ.

Максимальная скорость изменения выходного напряжения (V) характеризует частотные свойства усилителя при его работе в импульсных схемах; измеряется при подаче на вход ОУ напряжения ступенчатой формы. Типовое значение скорости изменения выходного напряжения – единицы вольт/микросекунд.

Частота единичного усиления F_{max} - это частота, на которой модуль коэффициента усиления ОУ равен единице. Обычно эта частота не превышает нескольких мегагерц.

Кроме перечисленных обычно задаются и предельно допустимые значения основных эксплуатационных параметров:

- максимально допустимое напряжение питания;

- максимально допустимый выходной ток;
- диапазон рабочих температур;
- максимально допустимая рассеиваемая мощность;
- максимально допустимое входное синфазное напряжение;
- максимально допустимое входное дифференциальное напряжение и др.

Большинство перечисленных параметров сильно зависит от условий эксплуатации. Эти зависимости обычно задаются графически.

Частотные свойства операционного усилителя

Частотные свойства ОУ в зависимости от условий его применения характеризуются двумя группами параметров. К первой группе относятся параметры, используемые при построении аналоговых схем. К ним в первую очередь относятся передаточная функция усилителя и соответствующие ей ЛАЧХ и ФЧХ.

Вторая группа параметров, а именно максимальная скорость изменения выходного сигнала (скорость отклика усилителя), характеризующегося временем установления выходного напряжения и временем восстановления после перегрузки, применяется для характеристики работы ОУ в импульсных схемах.

При рассмотрении частотных свойств ОУ необходимо принимать во внимание следующее: ОУ может как содержать, так и не содержать собственные (внутренние) цепи коррекции; ОУ является многокаскадным усилителем, поэтому его амплитудная и фазочастотная характеристики могут быть получены простым суммированием соответствующих характеристик входящих в него каскадов.

Следует отметить, что на частотные свойства ОУ кроме применяемых полупроводниковых приборов и внутренних цепей коррекции сильное влияние оказывают паразитные емкости самой ИС. Однако в дальнейшем для простоты рассмотрения влиянием этих паразитных емкостей будем пренебрегать.

Сделанные допущения позволяют предположить, что передаточная функция каждого каскада ОУ без учета элементов цепей внутренней коррекции в первом приближении может быть описана выражением

$$W_i = K_{iоос} / (T_i p + 1),$$

где $T_i = \tau_{\beta} / (1 + b_{iоос} K_{0i})$ - постоянная времени каскада.

Вполне очевидно, что в различных каскадах из-за неодинаковых свойств приборов и разной глубины местной ООС постоянные времени T_i будут различны. Различными будут и соответствующие им частоты среза. Следовательно, результирующие ЛАЧХ и ФЧХ можно настроить суммированием ЛАЧХ и ФЧХ отдельных каскадов. На рис. 9.5 приведена построенная таким образом ЛАЧХ трехкаскадного ОУ.

Таким образом, в любом случае типовая логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ОУ во всем диапазоне частот имеет постоянный наклон -20дБ/дек и его передаточная функция описывается выражением

$$W_{OY} = \frac{K_{OY}}{(T_{OY} p + 1)} \quad (9.3)$$

где K_{OY} – собственный коэффициент усиления ОУ, равный K_{U0} ; T_{OY} – постоянная времени ОУ.

Для коррекции частотных свойств двухкаскадного ОУ (см. рис. 7.5) используется конденсатор $C_{кор}$. Постоянная времени выходного каскада определяется его емкостью $T_2 = C_{кор}(1 + K_U)R_{вых.дк}$, где $K_U \gg 1$ – коэффициент усиления каскада с ОЭ по постоянному току, $R_{вых.дк}$ – выходное сопротивление дифференциального каскада.

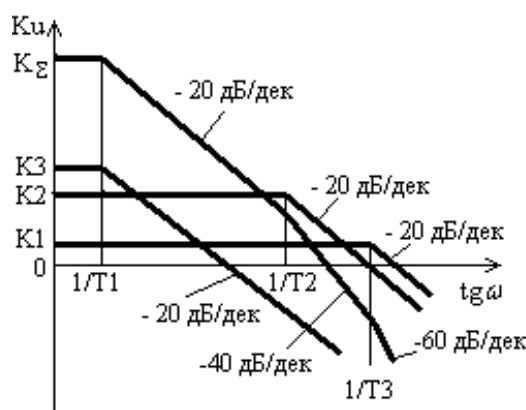


Рис. 9.5 ЛАЧХ трехкаскадного ОУ

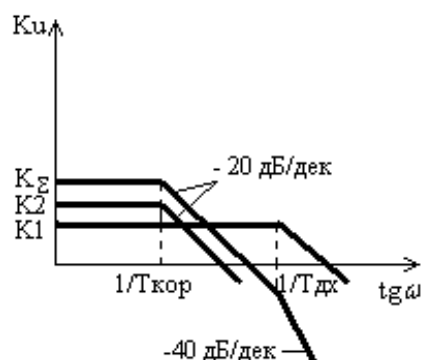


Рис. 9.6 ЛАЧХ двухкаскадного ОУ

Быстродействующие широкополосные операционные усилители используются для преобразования быстроизменяющихся сигналов. Они характеризуются высокой скоростью нарастания выходного сигнала, малым временем установления, высокой частотой единичного усиления, а по остальным параметрам уступают операционным усилителям общего применения. К сожалению, для них не нормируется время восстановления после перегрузки.

Их основные параметры: скорость нарастания $K_{увых.мах} \geq 30 \text{ В/мкс}$; время установления $t_{уст} \leq 1 \text{ мкс}$; частота единичного усиления $f_1 \geq 10 \text{ МГц}$.

Прецизионные (высокоточные) операционные усилители используются для усиления малых электрических сигналов, сопровождаемых высоким уровнем помех, и характеризуются малым значением напряжения смещения и его температурным дрейфом, большими коэффициентами усиления и подавления синфазного сигнала, большим входным сопротивлением и низким уровнем шумов. Как правило, имеют невысокое быстродействие.

Их основные параметры: напряжение смещения $U_{см} \leq 250 \text{ мкВ}$; температурный дрейф $\Delta U_{см} / \Delta T \leq 5 \text{ мкВ/}^\circ\text{C}$; коэффициент усиления $K_{U0} \geq 150$ тыс.

Операционные усилители общего применения используются для построения узлов аппаратуры, имеющих суммарную приведенную погрешность на уровне 1%. Характеризуются относительно малой стоимостью и средним уровнем параметров (напряжение смещения $U_{см}$ – единицы милливольт, температурный дрейф $\Delta U_{см}/\Delta T$ – десятки микровольт/ $^{\circ}\text{C}$, коэффициент усиления K_{U0} – десятки тысяч, скорость нарастания V_{umax} – от десятых долей до единиц вольт/микросекунд).

Операционные усилители с малым входным током – усилители с входным каскадом, построенным на полевых транзисторах. Входной ток $I_{вх} \leq 100$ пА.

Многоканальные операционные усилители имеют параметры аналогичные усилителям общего применения или микромощным усилителям с добавлением такого параметра, как коэффициент разделения каналов. Они служат для улучшения массогабаритных показателей и снижения энергопотребления аппаратуры. Западные фирмы выпускают сдвоенные прецизионные и быстродействующие усилители.

Мощные и высоковольтные операционные усилители – усилители с выходными каскадами, построенными на мощных высоковольтных элементах. Выходной ток $I_{вых} \geq 100$ мА; выходное напряжение $U_{вых} \geq 15\text{В}$.

Микромощные операционные усилители необходимы в случаях, когда потребляемая мощность жестко лимитирована (переносные приборы с автономным питанием, приборы, работающие в ждущем режиме). Ток потребления $I_{пот. max} \leq 1\text{мА}$.

Литература

1. Теория электрической связи. Под ред. Д.Д. Кловского, – М: Радио и связь, 1999.
2. Васюков В.Н. Тоерия электрической связи. Новосибирск, НГТУ, 2006.
3. Скляр Б. Цифровая связь. –М: Вилямсь, 2003.
4. Прокс Дж. Цифровая связь. –М: Радио и связь, 2000.
5. Информационные технологии в радиотехнических системах. Под ред. И.Б. Федорова, - М; МГТУ имени Н.Э. Баумана, 2004.
6. Френкс Л. Теория сигналов. –М: Сов. Радио, 1974.
7. Феер К. Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектры. –М: Радиои связь, 2000.
8. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. Учеб. Пособие для вузов М.Радио и связь, 1982.
9. Баскаков С.И. Радиотехничесие цепи и сигналы. Учебник для вузов – М.: Высшая школа, 2000.
10. Каганов В.И. Радиотехнические цепи и сигналы (компьютеризованный курс). – М.: Высшее образование, 2005.
11. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов М. Высшая школа 2002.
12. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. М. Радио и связь, 1989.
13. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов. Учебник для вузов. М. Радио и связь, 1986.
14. Кловский Д.Д., Шилкин В.А. Теория электрической связи. Сборник задач и упражнений. М. Радио и связь, 1990.