

## 7. ГЕНЕРАТОРНЫЕ И ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

### 7.1. Генераторы электрических колебаний

**Электронный генератор** – это устройство, преобразующее с помощью усилительных элементов энергию источника питания постоянного тока в энергию электрических колебаний требуемой амплитуды, частоты, формы и мощности.

По форме генерируемых колебаний различают генераторы **гармонических** (синусоидальных) **колебаний** и **импульсные** (релаксационные) генераторы. По принципу управления генераторы подразделяются на генераторы с самовозбуждением (автогенераторы) и генераторы с внешним (независимым) возбуждением, режимом их работы управляют от внешнего источника переменного напряжения.

Генератором электрических колебаний может быть любой усилитель, охваченный положительной обратной связью (ПОС), если выполняется ряд условий. *Генератором гармонических колебаний может быть такой избирательный усилитель, у которого ПОС выполняется для единственной частоты.* По виду избирательной цепи различают *LC*- и *RC*-генераторы.

#### 7.1.1. Условия самовозбуждения автогенераторов

**Автогенераторы** генерируют электрические колебания без какого-либо управляющего воздействия извне. Основным параметром автогенератора является частота генерируемых колебаний. *Избирательный усилитель, охваченный ПОС, самовозбуждается*, так как коэффициент усиления на определенных частотах достигает бесконечно большой величины. Звено ПОС содержит *LC*-контур или *RC*-цепи. Так как в состав усилителя и звена ПОС входят реактивные элементы (*C*, *L*), то *K* и  $\beta$  являются комплексными величинами, зависящими от частоты. Для возникновения автоколебаний обратная связь должна быть положительной, а усиление цепи ОС должно быть больше единицы ( $K \cdot \beta > 1$ ). Колебания, возникающие на входе активного элемента, усиливаются и через цепь ОС вновь поступают на вход. Поскольку ОС положительна, сигналы на входе складываются, а выходной сигнал лавинообразно растет. Такой процесс называют **самовозбуждением** автогенератора. Процесс возникновения и нарастания колебаний происходит до тех пор, пока в автогенераторе не установятся стационарные значения тока и напряжения, обусловленные нелинейными свойствами усилительного элемента. Условие генерации установившихся колебаний в схеме имеет вид  $K \cdot \beta = 1$ . Процесс автогенерации можно представить в виде двух условий:

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi n; \quad (7.1)$$

$$K \cdot \beta = 1, \quad (7.2)$$

где  $\varphi_K$  – сдвиг фаз, вносимый усилительным каскадом;  $\varphi_\beta$  – сдвиг фазы, вносимый цепью ОС;  $\beta = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ОС}}$ .

Уравнение (7.1) называется условием **баланса фаз**, из которого следует, что сдвиг фаз в замкнутой цепи автоколебательной системы должен равняться  $2\pi n$ , где  $n = 0, 1, 2, \dots$ . Условие (7.2) называется условием **баланса амплитуд**. Из него следует, что для существования автоколебательного режима ослабление сигнала, вносимое звеном обратной связи, должно компенсироваться усилительной цепью.

Процесс установления колебаний в генераторе состоит из этапа возбуждения и этапа стационарного режима работы автогенератора (рис. 7.1).

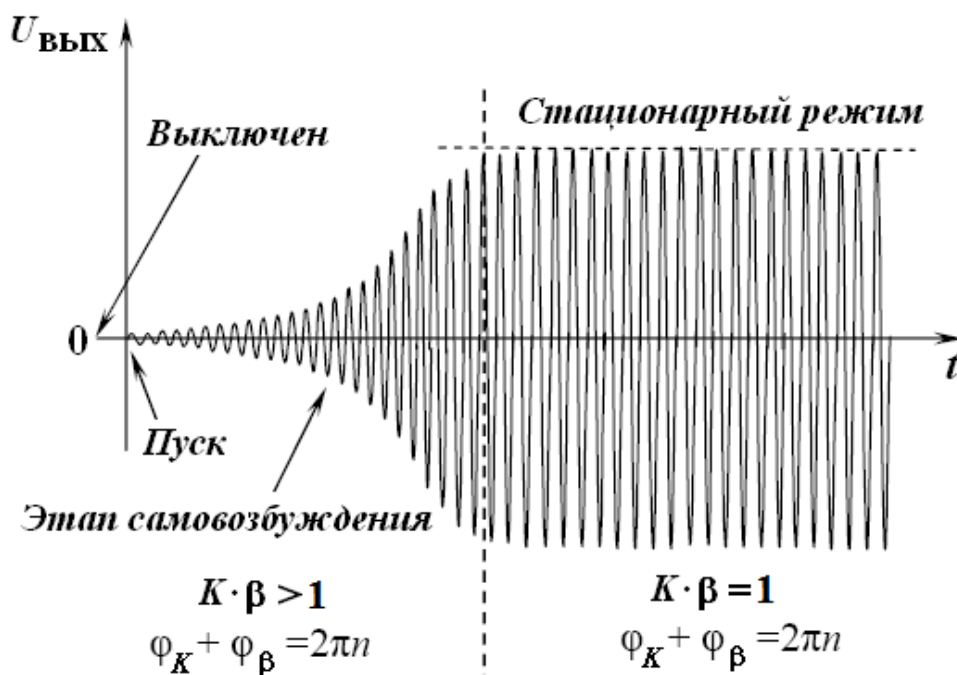


Рис. 7.1. Процесс установления колебаний в генераторе

До момента пуска (автогенератор выключен) ни одно из условий (или хотя бы одно из них) не выполнено и автогенератор не работает. Процесс генерации начинается с появлением в усилителе случайных колебаний малых амплитуд и продолжается до установления стационарной (постоянной) амплитуды выходного напряжения.

Если условие (7.2) выполняется только на частоте  $f_0$ , колебания имеют синусоидальную форму. Из рассматриваемых соотношений (7.1) и (7.2) следует: чтобы генерация происходила на одной частоте, *цепь ПОС (либо сам усилитель) либо они совместно должны обладать частотно-избирательными свойствами*. Поэтому генераторы гармонических колебаний классифицируют по виду используемых частотно-избирательных цепей. В области высоких частот применяются LC-автогенераторы. В диапазоне низких частот используются генераторы RC-типа.

### 7.1.2. LC-автогенераторы

В LC-генераторе в качестве нагрузки используется параллельный колебательный контур. Условия для генерации синусоидальных колебаний здесь создаются для частоты настройки  $f_0$  колебательного контура, когда его сопротивление является чисто активным. Максимум частотной характеристики усилителя с резонансной нагрузкой соответствует резонансной частоте контура, поэтому условие баланса амплитуд будет выполняться только на этой частоте, что и определяет частоту генерируемых колебаний.

Схема LC-автогенератора с трансформаторной обратной связью показана на рис. 7.2. Генератор состоит из избирательного усилителя и цепи ПОС. Усилительный каскад выполнен на транзисторе с ОЭ. Назначение элементов усилителя аналогично схеме на рис. 3.12. Элементами усилителя являются:  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $VT$ ,  $R_3$ ,  $C_3$ ,  $L_k$ .

$L_6$  является элементом ПОС. Генератор дает сдвиг фаз на  $180^\circ$ . Выходной сигнал снимается с коллектора транзистора. Параметрами параллельного колебательного контура являются емкость конденсатора  $C_k$  и индуктивность  $L_k$  первичной обмотки  $\omega_1$  трансформатора.

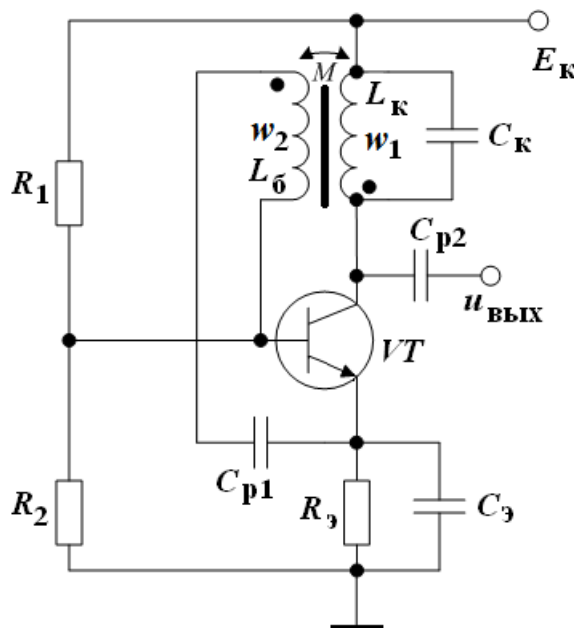


Рис. 7.2. Схема LC-автогенератора

В момент включения питания в коллекторной цепи транзистора  $VT$  появляется коллекторный ток, заряжающий емкость  $C_k$  контура  $L_k C_k$ . В следующий момент времени заряженный конденсатор разряжается на катушку индуктивности. Сигнал ОС снимается со вторичной обмотки  $\omega_2$ , индуктивно связанной с обмоткой  $\omega_1$ , и через разделительный конденсатор  $C_{p1}$  подается на вход транзистора. Поскольку напряжение ОС меньше выходного напряжения, отношение числа витков первичной и вторичной

обмоток должно быть  $\omega_1/\omega_2 > 1$ . Если принять индуктивную связь обмоток ( $\omega_1, \omega_2$ ) идеальной, то для обеспечения условия баланса амплитуд необходимо, чтобы

$$h_{21Э} \geq \sqrt{\frac{L_k}{L_6}} = \frac{\omega_1}{\omega_2}, \quad (7.3)$$

где  $h_{21Э}$  – коэффициент передачи тока транзистора в точке покоя.

Частота колебаний будет близка к резонансной частоте колебательного контура и определяется по формуле:

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}}. \quad (7.4)$$

### 7.1.3. RC-генератор на биполярном транзисторе

Для генерирования гармонических колебаний в области низких частот применение LC-автогенераторов затруднительно из-за громоздкости контуров. Для получения гармонических колебаний низкой частоты используются RC-автогенераторы, которые содержат усилитель и звено ПОС (частотно-зависимую RC-цепь). Условием самовозбуждения для RC-генераторов также является выполнение соотношений (7.1) и (7.2). По принципу построения RC-генераторы подразделяются на две основные группы: генераторы с поворотом фазы сигнала в цепи ПОС на  $\pm 180^\circ$  и генераторы, у которых фазовый сдвиг сигнала в цепи ПОС на определенной частоте равен нулю.

Для фазирующих RC-цепей частота, кратная  $\pi n$ , где  $n = 0, 1$ , называется **квазирезонансной**. На квазирезонансной частоте  $\omega_0$  фазовый сдвиг  $\varphi_\beta$  для RC-цепи равен  $180^\circ$ , а коэффициент передачи напряжения  $\beta = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$  имеет вещественный характер. Таким образом, фазосдвигающие RC-цепи должны обеспечивать на рабочей частоте поворот фазы выходного напряжения усилителя относительно входного на  $180^\circ$ . Фазовращающая цепь состоит из нескольких обратных Г-образных RC-звеньев. Изменение фазы зависит от числа звеньев  $n$  и равно  $\varphi = \frac{180^\circ}{n}$ . Для обеспечения суммарного

сдвига фаз всей фазовращающей цепью на величину  $\pi$  необходимо не менее трех звеньев ( $n = 3$ ). На рис. 7.3 изображены два варианта таких цепочек, получивших название соответственно R-параллель и C-параллель.

Для R-параллели на квазирезонансной частоте генерации  $f_0$  трехзвенная RC-цепь ПОС имеет вещественное значение коэффициента передачи этого звена  $\beta = 1/29$  и вносит фазовый сдвиг  $\varphi_\beta = \pi$ . Поэтому для обеспечения в автогенераторе баланса амплитуд необходимо выбирать коэффициент усиления усилителя  $|K| > 29$ . Квазирезонансная частота генерации при  $R_1 = R_2 = R_3 = R$  и  $C_1 = C_2 = C_3 = C$  определяется формулой:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} = \frac{0,065}{RC}. \quad (7.5)$$

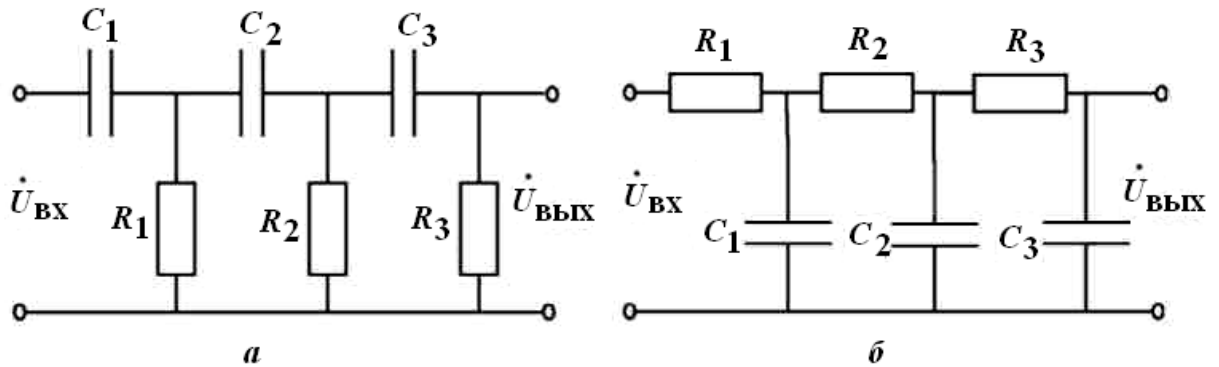


Рис. 7.3. Фазовращающие цепи: *а* – *R*-параллель; *б* – *C*-параллель

Т.е. частота генерации зависит только от параметров цепи ОС: *R* и *C*. Для *C*-параллели квазирезонансная частота будет определяться соотношением:

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = \frac{0,39}{RC}. \quad (7.6)$$

**RC-генераторы на БТ.** На рис. 7.4 приведена схема *RC*-генератора с цепью обратной связи в виде трехзвенной *RC*-цепи. Генератор состоит из транзисторного усилителя (схема ОЭ) и цепи ПОС ( $C_1, C_2, C_3, R_1'', R_2, R_3$ ). Резисторы  $R_1'$  и  $R_1''$  включены как делители напряжения для создания необходимого режима работы транзистора по постоянному току. Температурная стабилизация рабочей точки осуществляется с помощью  $R_3$  и  $C_3, C_4$  – разделительный конденсатор.

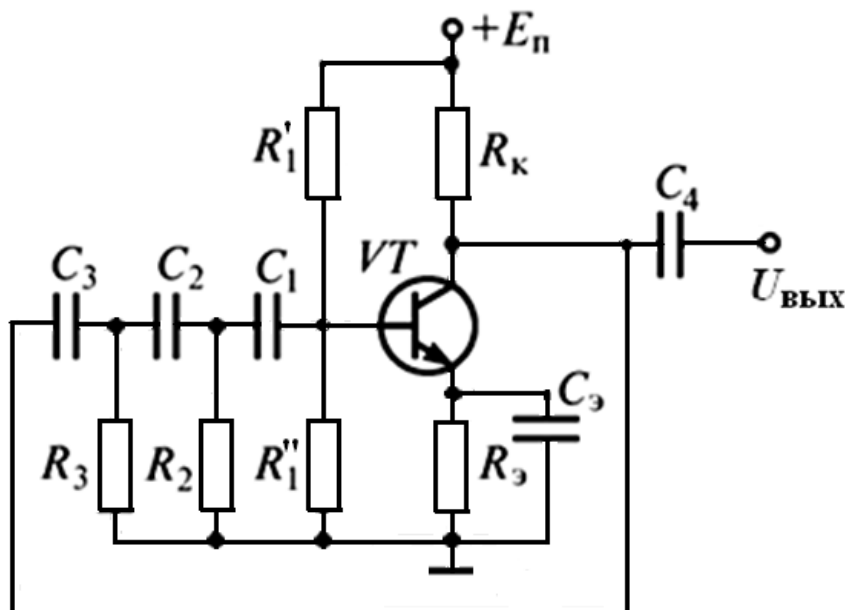


Рис. 7.4. Схема транзисторного *RC*-генератора

Резисторы  $R_1''$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  образуют трехзвенную цепь ПОС. Три цепочки создают сдвиг фаз, равный  $180^\circ$  между напряжениями на коллекторе и базе. Коэффициент передачи напряжения фазосдвигающими цепочками равен  $1/29$ . Для того чтобы схема вырабатывала синусоидальные колебания, ПОС должна обеспечиваться только для одной частоты.

Для выполнения условия баланса амплитуд коэффициент усиления усилителя должен быть больше ослабления, вносимого фазовращающей цепью. Для схемы, приведенной на рис. 7.4, это ослабление равно 29. Сдвиг фаз сигнала на выходе цепи относительно сигнала на входе равен  $\pi$ .

#### 7.1.4. RC-генераторы на ОУ

Рассмотрим схему RC-генератора синусоидальных колебаний с фазовым сдвигом в цепи ПОС, выполненную на ОУ (рис. 7.5).

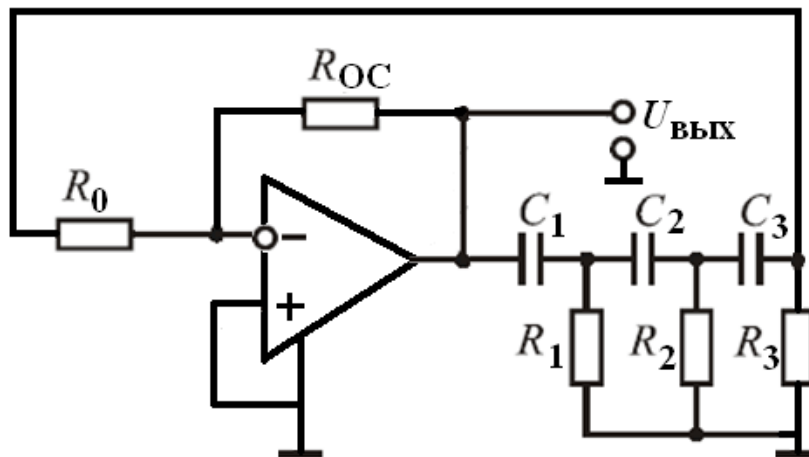


Рис. 7.5. Схема генератора синусоидальных колебаний на ОУ с трехзвенной RC-цепью

Схема содержит инвертирующий усилитель ( $R_0$ ,  $R_{OC}$ , ОУ), фаза выходного напряжения которого отличается от фазы входного на  $180^\circ$ . Условие баланса фаз может быть выполнено, если частотно-зависимая цепь ПОС также обеспечивает поворот фазы напряжения на  $180^\circ$  на нужной частоте генерации. В качестве фазирующей цепи используется трехзвенная Г-образная RC-цепь, включенная между выходом и инвертирующим входом ОУ ( $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ).

## 7.2. Импульсные устройства

**Импульсными** называются устройства, предназначенные для генерирования, формирования, преобразования и передачи импульсных сигналов.

**Электрический импульс** – кратковременный всплеск электрического напряжения или силы тока в определённом временном промежутке. Различают **видеоимпульсы** (единичные колебания какой-либо формы) и **радиоимпульсы** (всплески высокочастотных колебаний, огибающая которых повторяет форму видеоимпульса). В импульсной технике применяются импульсы различной формы: прямоугольного, пилообразного, экспоненциального вида, а также однополярные (положительной и отрицательной полярности) и двухполярные импульсы.

Основные параметры периодических импульсов:  $T$  – период повторения импульсов (равен сумме длительности импульса и длительности паузы  $T = t_{и} + t_{п}$ ;  $f = 1/T$  – частота повторения импульсов;  $Q = T/t_{и}$  – скважность импульса;  $K_з = 1/Q = t_{и}/T$  – коэффициент заполнения.

На рис. 7.6 показаны трапецеидальные видеоимпульсы. Они характеризуются следующими основными параметрами: амплитудой (высотой) импульса  $U_m$ , его длительностью  $t_{и}$ , длительностью паузы между импульсами  $t_{п}$ , временем нарастания фронта импульса  $t_{фр}^+$  (временем нарастания импульса от  $0,1$  до  $0,9U_m$ ); временем спада фронта импульса  $t_{фр}^-$ ; периодом  $T$ ; спадом вершины импульса  $\Delta U$ .

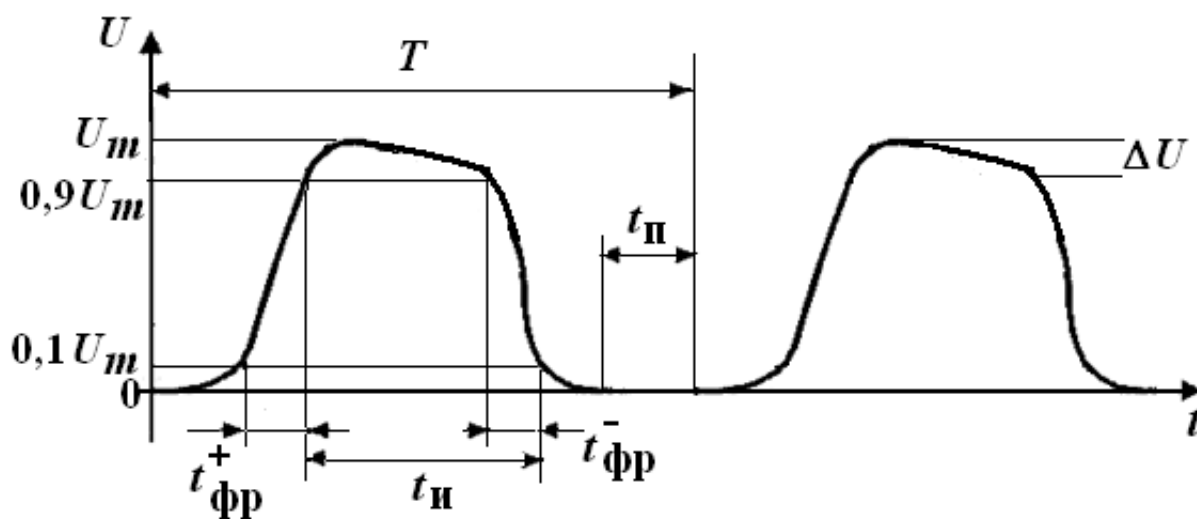


Рис. 7.6. Характерные параметры импульса

В схемах импульсной техники для обработки и преобразования информации широко применяют цифровые методы, в которых используются сигналы прямоугольной формы, имеющие два фиксированных уровня напряжения.

В цифровой технике уровню высокого напряжения приписывают символ «1», а уровню низкого напряжения – символ «0» при положительной логике.

### 7.3. Импульсный режим работы ОУ. Компаратор

В импульсном режиме ОУ работает на горизонтальных участках амплитудной характеристики (рис. 3.21). Выходное напряжение ОУ в импульсном режиме равно его максимально возможной величине и определяется либо напряжением  $U_{\text{ВЫХ МАХ}}^+$ , либо  $U_{\text{ВЫХ МАХ}}^-$ .

Работу ОУ в импульсном режиме рассмотрим на примере **компаратора** – схемы, осуществляющей сравнение измеряемого входного напряжения ( $U_{\text{ВХ}}$ ) с опорным напряжением ( $U_{\text{ОП}}$ ). Опорное напряжение представляет собой неизменное по величине напряжение положительной или отрицательной полярности, а входное напряжение изменяется во времени. При достижении входным напряжением уровня  $U_{\text{ОП}}$  происходит изменение полярности напряжения на выходе ОУ, например с  $U_{\text{ВЫХ МАХ}}^+$  на  $U_{\text{ВЫХ МАХ}}^-$ . При  $U_{\text{ОП}} = 0$  компаратор осуществляет фиксацию момента перехода входного напряжения через нуль.

Простейшая схема компаратора и его передаточная характеристика показаны на рис. 7.7. Как видно из рис. 7.7, а, в компараторе не используется цепь обратной связи между выходом и входом, т.е. коэффициент усиления входного сигнала будет определяться коэффициентом усиления самого ОУ (мы помним, он очень велик). Именно поэтому напряжение на выходе достигает своих максимальных значений  $U_{\text{ВЫХ МАХ}}^+$  или  $U_{\text{ВЫХ МАХ}}^-$  даже при самой минимальной разнице напряжений на входах компаратора.

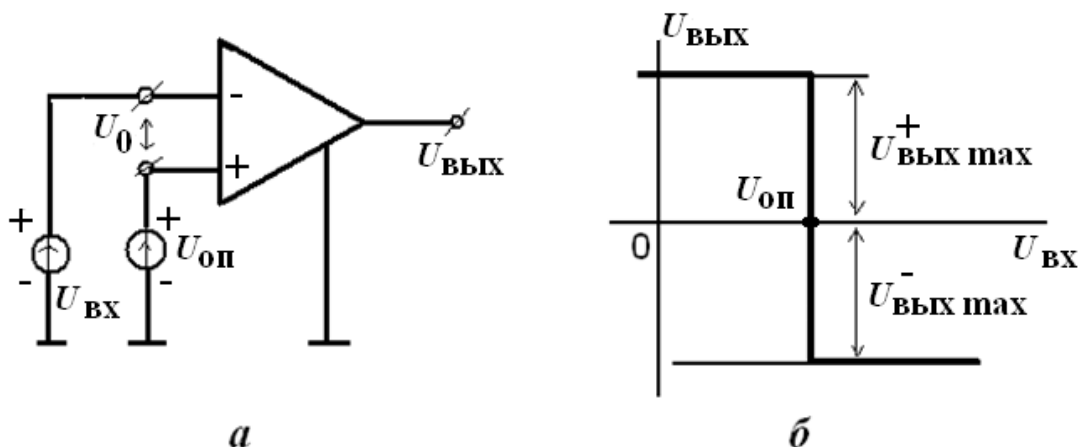


Рис. 7.7. Компаратор на ОУ: а – принципиальная схема; б – передаточная характеристика

Входное напряжение компаратора равно  $U_0 = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ОП}}$ , если  $U_{\text{ВХ}} < U_{\text{ОП}}$ ,  $U_0 < 0$ , то  $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ МАХ}}^+$ . При  $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ОП}}$  и  $U_0 > 0$ ,  $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ МАХ}}^-$ . Компаратор переключается в момент равенства  $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ОП}}$ . Выходное напряжение имеет прямоугольную форму.

Длительность прямоугольных импульсов зависит от соотношения амплитудного значения синусоиды  $U_m$  и  $U_{\text{ОП}}$ . Значит, компаратор можно



применять для преобразования синусоидального напряжения в прямоугольное. Временные диаграммы работы для положительного значения напряжения  $U_{оп}$  и периодического входного сигнала приведены на рис. 7.8. Компаратор – это элемент перехода от аналоговых к цифровым сигналам.

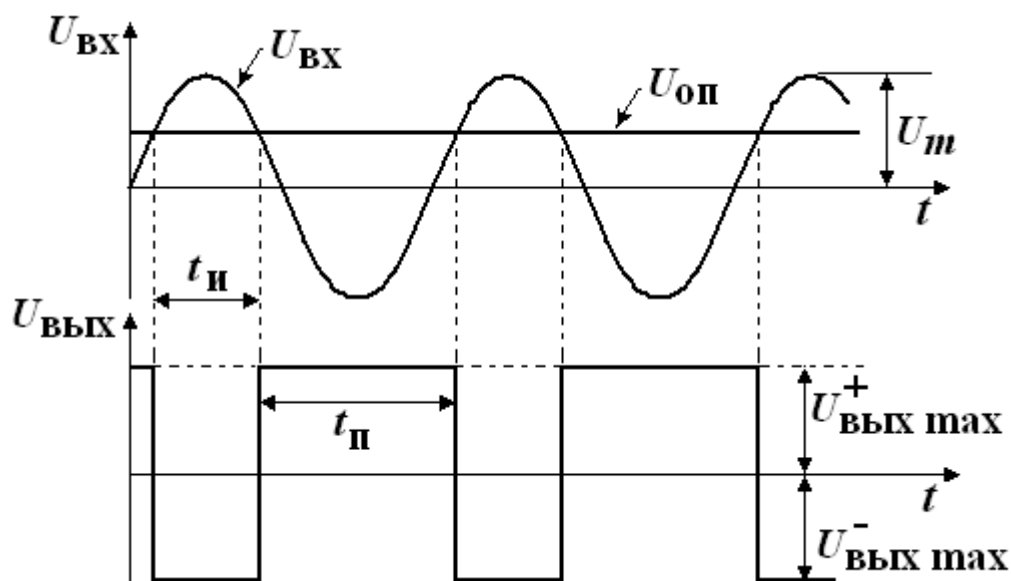


Рис. 7.8. Временные диаграммы компаратора для периодического входного сигнала

#### 7.4. Генераторы импульсных сигналов

**В автоколебательном режиме** генераторы непрерывно формируют импульсные сигналы без внешнего воздействия. В этом режиме у релаксационного генератора нет состояния устойчивого равновесия. Он непрерывно переходит из одного состояния квазиравновесия в другое без внешних воздействий. При этом генерируются импульсы, именно в таком режиме работает мультивибратор.

**В ждущем режиме** генератор имеет одно состояние устойчивого равновесия и одно – квазиравновесия. Генераторы формируют импульсный сигнал лишь по приходу внешнего сигнала. Переход из устойчивого равновесия в квазиравновесие происходит под действием внешнего запускающего импульса, а обратный переход – самопроизвольно.

**В режиме синхронизации** генераторы вырабатывают импульсы напряжения, частота которых равна или кратна частоте синхронизирующего сигнала. Режим синхронизации подобен автоколебательному режиму, но переход из одного квазиравновесного состояния в другое осуществляется под действием периодических синхронизирующих внешних импульсов.

### 7.4.1. Триггер Шмитта

**Триггером** называется устройство, имеющее два устойчивых состояния и способное под действием управляющих сигналов скачком переходить из одного устойчивого состояния в другое.

Основой релаксационных генераторов на ОУ обычно является триггер Шмитта (пороговое устройство). Триггер Шмитта представляет собой компаратор, охваченный ПОС. Его уровни включения и выключения не совпадают, как у обычного компаратора, а различаются на величину, называемую **гистерезисом переключения**  $\Delta U$ .

Схема триггера Шмитта на ОУ представлена на рис. 7.9, а. Схема имеет положительную обратную связь, выполненную в виде сопротивления  $R_1, R_2$ . Коэффициент ПОС  $\chi = R_1 / (R_1 + R_2)$ .

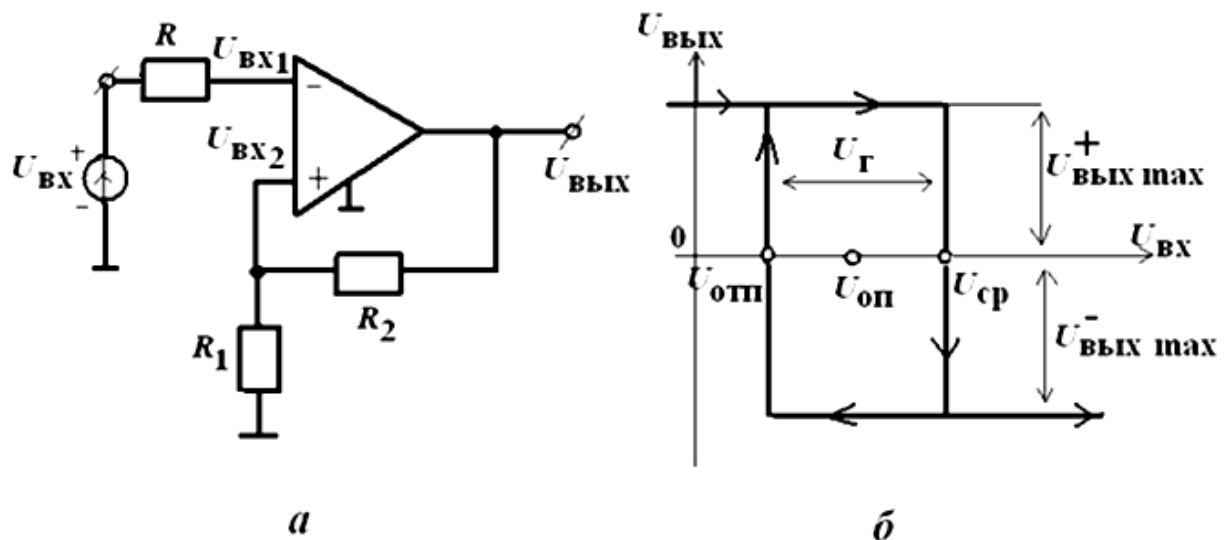


Рис. 7.9. Триггер Шмитта: а – принципиальная схема; б – передаточная характеристика

Для нормальной работы схемы должно быть выполнено условие  $K_{д} \cdot \chi > 1$ . Рассмотрим работу схемы. Пусть входное отрицательное напряжение, подаваемое на инверсный вход, превышает напряжение на неинвертирующем входе. Этому соответствует выходное напряжение  $U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ\ max}^+$ . Тогда на неинвертирующем входе будет  $U_{ВХ2} = U_{ВЫХ\ max}^+ \cdot \chi$  - это значение соответствует  $U_{ВЫКЛ}$ . Если изменить полярность сигнала  $U_{ВХ1}$  на инвертирующем входе и увеличить его значение до  $U_{ВХ2}$ , то выходное напряжение  $U_{ВЫХ\ max}^+$  за счет действия ПОС изменится скачком до значения  $U_{ВЫХ\ max}^-$ . При этом напряжение на неинвертирующем входе изменится до величины  $U_{ВХ2} = U_{ВЫХ\ max}^- \cdot \chi$  соответствующей  $U_{ВКЛ}$ . Таким образом, переключение схемы в состояние  $U_{ВЫХ\ max}^-$  происходит при достижении  $U_{ВХ}$  **напряжения (порога) срабатывания**  $U_{ср}$ , а возвращение в исходное

состояние  $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ max}}^+$  – при снижении  $U_{\text{ВХ}}$  до **напряжения** (порога) **отпуска**  $U_{\text{отп}}$ .

Чтобы произошло новое переключение, необходимо снова создать отрицательную полярность  $U_{\text{ВХ1}}$  с величиной  $U_{\text{ВХ1}} > U_{\text{ВХ2}}$ . Триггер Шмитта обладает передаточной характеристикой с гистерезисом (рис. 7.11, б). Разность между пороговыми значениями напряжения переключения определяет ширину петли гистерезиса:  $\Delta U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ср}} - U_{\text{отп}}$ .

Так как  $\chi = R_1 / (R_1 + R_2)$ , то легко изменять ширину петли гистерезиса. В таких схемах могут быть самые различные источники опорного напряжения.

Рис. 7.10 иллюстрирует применение триггера Шмитта для преобразования входного напряжения произвольной формы в прямоугольное напряжение с заданным временем установления, не зависящим от формы входного напряжения.

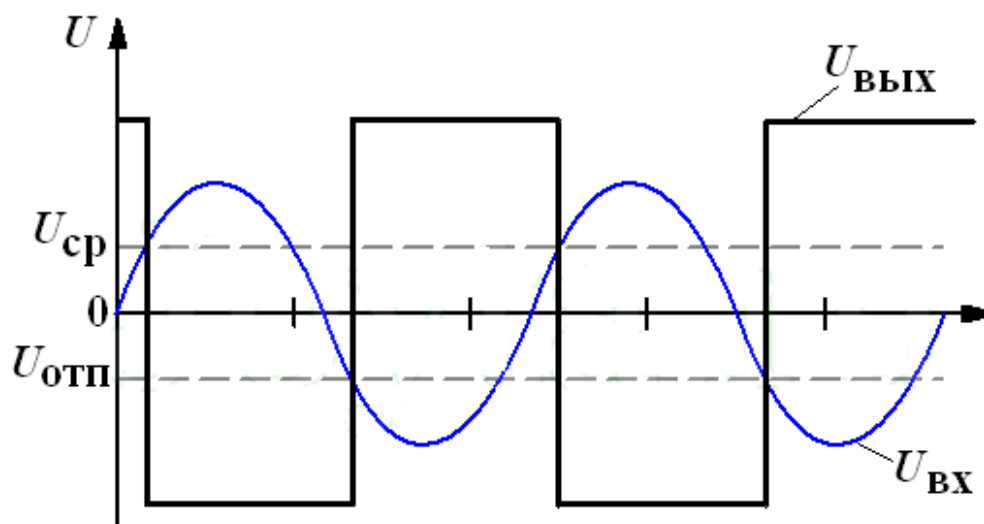


Рис. 7.10. Временные диаграммы работы триггера Шмитта

### 7.4.2. Мультивибратор

Мультивибратор – электронное устройство, предназначенное для генерирования периодически повторяющихся прямоугольных импульсов напряжения. Мультивибратор относится к релаксационным генераторам, работающим в **режиме автоколебаний**.

Мультивибраторы делятся на симметричные и несимметричные. В симметричных мультивибраторах длительность импульса  $t_{\text{и}}$  и паузы между ними  $t_{\text{п}}$  совпадают, а в несимметричных  $t_{\text{и}}$  и  $t_{\text{п}}$  различны.

Рассмотрим схему симметричного мультивибратора на операционном усилителе (рис. 7.11). ОУ выполняет в схеме роль компаратора. Для переключения мультивибратора из одного состояния квазиравновесия в другое с выхода на неинвертирующий вход ОУ подается ПОС с помощью

цепи  $R_2R_3$ . Для нормальной работы устройства необходимо выполнение условия  $K_d \cdot \chi > 1$ , где  $\chi$  коэффициент передачи цепи ПОС. Автоколебательный режим задается интегрирующей цепью  $C_1R_1$ , подключенной к инвертирующему входу.

Предположим, что конденсатор  $C_1$  был разряжен ( $U_C = 0$ ), а при включении напряжения питания по цепи выхода ОС выходное напряжения стало положительным. В таком случае вследствие действия ПОС инвертирующий вход будет находиться под положительным потенциалом. ПОС не дает возможность иметь выходное напряжение, отличное от максимальных значений.

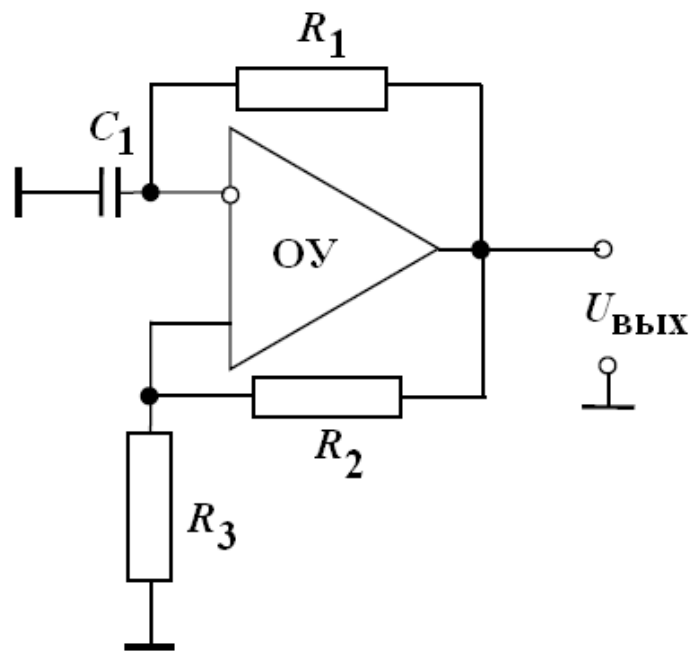


Рис. 7.11. Схема симметричного мультивибратора на ОУ

При промежуточных значениях  $U_{\text{ВЫХ}}$  за счет ПОС сразу увеличивается до  $U_{\text{ВЫХ макс}}^+$  или  $U_{\text{ВЫХ макс}}^-$ . За счет напряжения  $U_{\text{ВЫХ макс}}^+$  начинает происходить заряд конденсатора током, протекающим через резистор  $R_1$ . При этом на входе  $U_{\text{ВХ2}}$  напряжение будет равно

$$U_{\text{ВХ2}} = U_{\text{ВЫХ макс}}^+ \cdot \chi, \quad (7.7)$$

где  $\chi = R_2 / (R_2 + R_3)$ .

Напряжение  $U_C$  увеличивается и при достижении напряжения  $U_{\text{ВХ2}} = U_C$  произойдет обратный скачок. Тогда за счет ПОС на выходе установится напряжение  $U_{\text{ВЫХ макс}}^-$ . На неинвертирующем входе будет напряжение  $U_{\text{ВХ2}} = U_{\text{ВЫХ макс}}^- \cdot \chi$ , конденсатор начинает перезаряжаться, и напряжение на нем будет стремиться к напряжению  $U_{\text{ВЫХ макс}}^-$ . При

достижении нового значения  $U_{\text{вх}2}$  происходит очередной перебор схемы. Таким образом, в схеме устанавливаются колебания.

Рассмотрим временные диаграммы мультивибратора (рис. 7.12).

В момент времени  $t_1$  напряжение  $U_{\text{оп}} = U_{\text{вх}1}$  достигает величины опорного напряжения ОУ, срабатывает как компаратор, и выходное  $U_{\text{вых}}$ , и опорное  $U_{\text{оп}} = U_{\text{вх}2}$  напряжения изменяются на противоположные. С момента времени  $t_1$  устанавливается одно из двух возможных квазиустойчивых состояний мультивибратора, и начинается перезарядка конденсатора  $C$  от источника питания  $+E_{\text{п}}$  через резистор обратной связи  $R_1$ . Напряжение  $U_C$  на конденсаторе стремится к напряжению  $U_{\text{вых max}}^-$ .

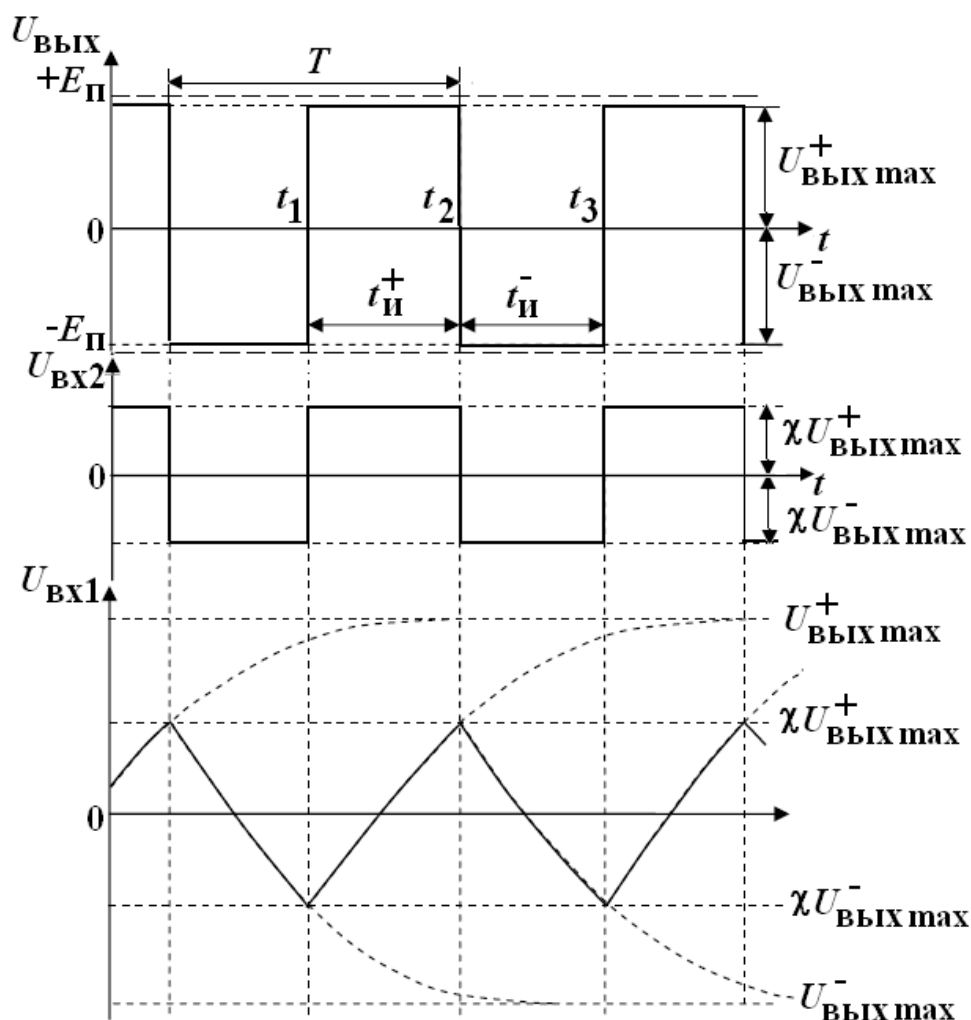


Рис. 7.12. Временные диаграммы симметричного мультивибратора

При  $t = t_2$  напряжение на конденсаторе станет равным  $U_C = -U_{\text{оп}}$ , произойдет очередной перебор схемы, после которого напряжение  $U_C$  начинает стремиться к  $U_{\text{вых max}}^+$ . Выходное напряжение мультивибратора представляет собой разнополярные прямоугольные импульсы с амплитудой, равной выходным напряжениям насыщения  $U_{\text{вых max}}^+$  и  $U_{\text{вых max}}^-$ , и с периодом

следования  $T$ . Емкость  $C$ , входящая в цепь отрицательной обратной связи, перезаряжается с постоянной времени  $\tau = R_1 C_1$ .

Для данной схемы длительности выходных импульсов  $t_{И}^+$  и  $t_{И}^-$  (длительности нахождения мультивибратора в квазистойчивых состояниях при  $U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ\max}^+$  и  $U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ\max}^-$ ) одинаковы и равны:

$$t_{И} = R_1 C_1 \cdot \ln \left( 1 + 2 \frac{R_3}{R_2} \right).$$

Такой мультивибратор называется симметричным. Период следования импульсов  $T$  определяется выражением:

$$T = 2\tau \cdot \ln \left( 1 + 2 \frac{R_3}{R_2} \right). \quad (7.8)$$

### 7.4.3. Одновибратор

Одновибратор предназначен для формирования прямоугольного импульса напряжением требуемой длительности при воздействии на входе короткого запускающего импульса. Одновибратор работает в ждущем режиме. Устойчивое состояние одновибратора характеризует исходный режим работы (*режим ожидания*). Неустойчивое состояние наступает с приходом входного запускающего импульса. Длительность нахождения в этом состоянии определяется времязадающей цепью схемы. Потом одновибратор возвращается в исходное устойчивое состояние. Выходной импульс формируется в результате следования одного за другим двух тактов переключения схемы. Схема одновибратора, приведенная на рис. 7.13, отличается от схемы мультивибратора наличием прямого входа через конденсатор  $C_1$ . Для создания ждущего режима работы параллельно конденсатору  $C$  включен диод  $VD_1$ .

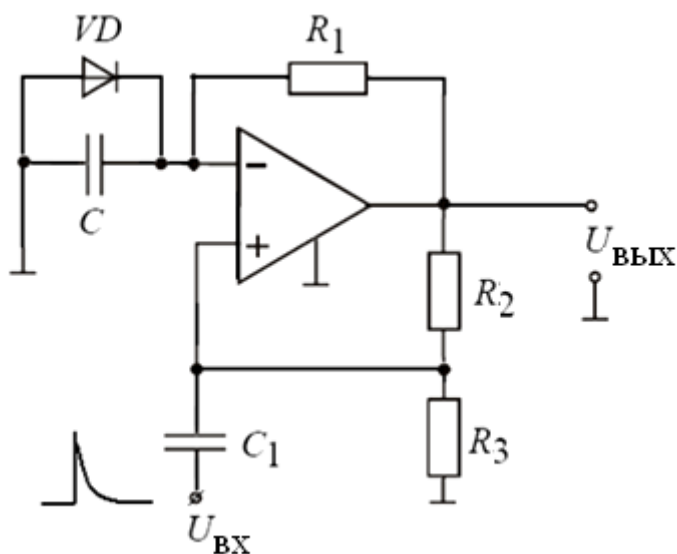


Рис. 7.13. Схема одновибратора

При показанном на рис. 7.13 направлении включения диода  $VD_1$  схема запускается входным импульсом напряжения положительной полярности (рис. 7.14, *a*).

В исходном состоянии напряжение на выходе одновибратора равно  $U_{\text{ВЫХ max}}^-$ , что определяет напряжение на инвертирующем входе ОУ  $U_{(+)} = \chi \cdot U_{\text{ВЫХ max}}^-$ .

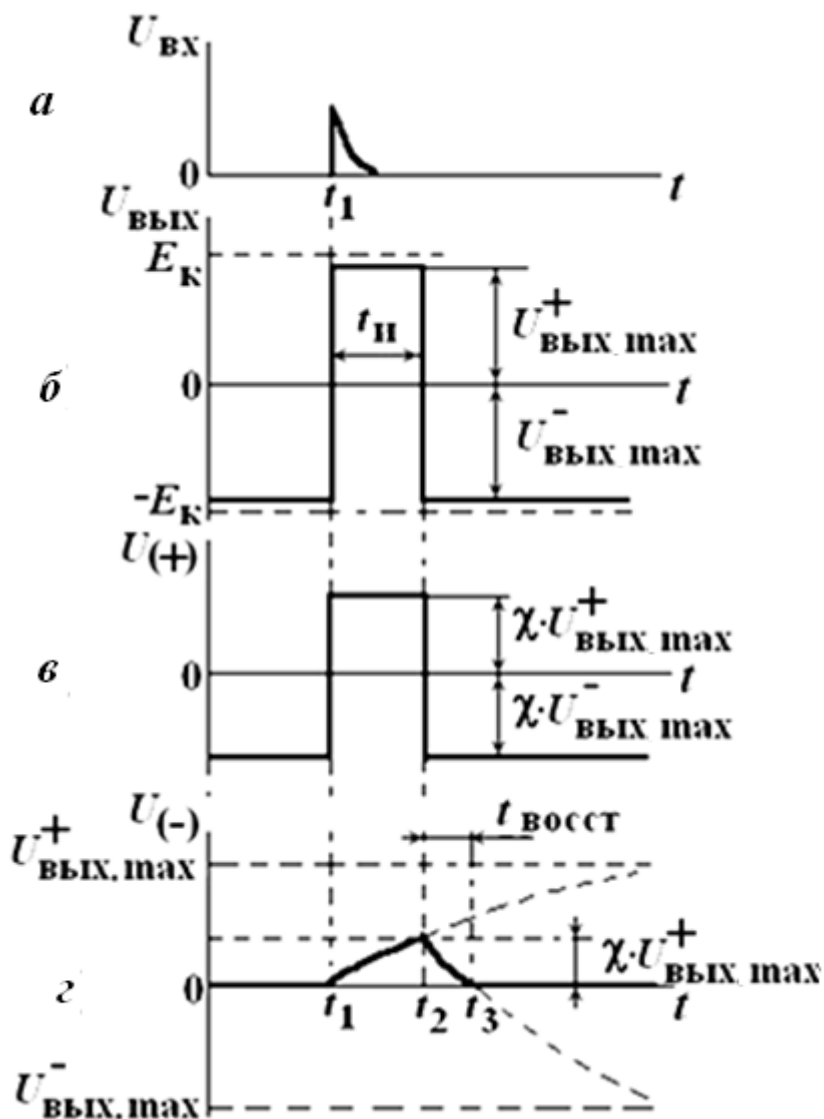


Рис. 7.14. Временные диаграммы одновибратора

Напряжение на инвертирующем входе ОУ  $U_{(-)}$ , равное падению напряжения на диоде, при протекании тока по цепи с резистором  $R_1$ , близко к нулю. Поступающий входной импульс в момент времени  $t_1$  (рис. 7.14, *a*) переводит ОУ в состояние  $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ max}}^+$ . На неинвертирующий вход ОУ передается напряжение  $\chi \cdot U_{\text{ВЫХ max}}^+$ , поддерживающее его изменившееся состояние.

Воздействие напряжения положительной полярности на выходе ОУ вызывает процесс заряда конденсатора  $C$  в цепи с резистором  $R_1$ , в которой

конденсатор стремится зарядиться до напряжения  $U_{\text{ВЫХ max}}^+$ . Однако в процессе заряда емкости напряжение  $U_C$  не достигает  $U_{\text{ВЫХ max}}^+$ , так как в момент времени  $t_2$  (рис. 7.14, б-з) при  $U_{(-)} = \chi \cdot U_{\text{ВЫХ max}}^+$  происходит возврат ОУ в исходное состояние.

После момента времени  $t_2$  в схеме наступает процесс восстановления исходного напряжения на конденсаторе (рис. 7.14, з), который обусловливается изменившейся полярностью напряжения на выходе ОУ.

Режим восстановления заканчивается тем, что напряжение на конденсаторе достигает напряжения отпираания диода  $VD_1$ , которое можно принять равным нулю.

Процесс восстановления исходного состояния схемы должен быть завершён к приходу очередного запускающего импульса. Длительность импульса одновибратора равна  $t_n = R_1 C \cdot \ln(1 + R_2/R_3)$ , она может регулироваться изменением величины резистора  $R_1$  или соотношения  $R_2/R_3$ .

#### 7.4.4. Генератор линейно изменяющегося напряжения

Генератор линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) – импульсное устройство, в выходном напряжении которого имеется участок, линейно изменяющийся во времени. Схемы ГЛИН могут работать в 3-х режимах: с внешним возбуждением, в ждущем и автоколебательном режимах. Различают три способа создания ГЛИН: 1) с повторительной обратной связью – это введение некоторого компенсирующего напряжения в цепь заряда емкости; 2) со следящей обратной связью – введение напряжения компенсации, равное  $U_C$ ; 3) использование системы типа интегратора.

Для получения линейно изменяющегося (пилообразного) напряжения (ЛИН) используется чередующийся заряд и разряд конденсатора. ЛИН – это импульсное напряжение, которое в течение некоторого времени изменяется практически по линейному закону, а затем возвращается к исходному уровню. ЛИН характеризуется следующими основными параметрами: периодом  $T$ , длительностью рабочего хода  $t_p$ , длительностью обратного хода  $t_{\text{обр}}$ , амплитудой  $U_m$ , коэффициентом нелинейности  $\varepsilon$ :

$$\varepsilon = \left[ \left| \frac{dU}{dt} \right|_{t=0} - \left| \frac{dU}{dt} \right|_{t=t_p} \right] / \left| \frac{dU}{dt} \right|_{t=0}, \quad (7.9)$$

где  $\left| \frac{dU}{dt} \right|_{t=0}$  и  $\left| \frac{dU}{dt} \right|_{t=t_p}$  – скорость изменения напряжения в начале и в конце рабочего хода, соответственно.

Рассмотрим схему ГЛИН с внешним управлением, созданного по третьему способу (рис. 7.15). Схема состоит из компаратора (ОУ<sub>1</sub>) и интегратора (ОУ<sub>2</sub>,  $R_1C$  и  $R_2C$ ). Длительность  $t_n$  входного положительного импульса  $U_y$  определяет длительность стадии спада выходного напряжения



$U_{\text{глин}}$  (рис. 7.16, а), длительность стадии нарастания  $U_{\text{глин}}$  равна паузе  $t_{\text{п}}$  между импульсами  $U_{\text{у}}$ .

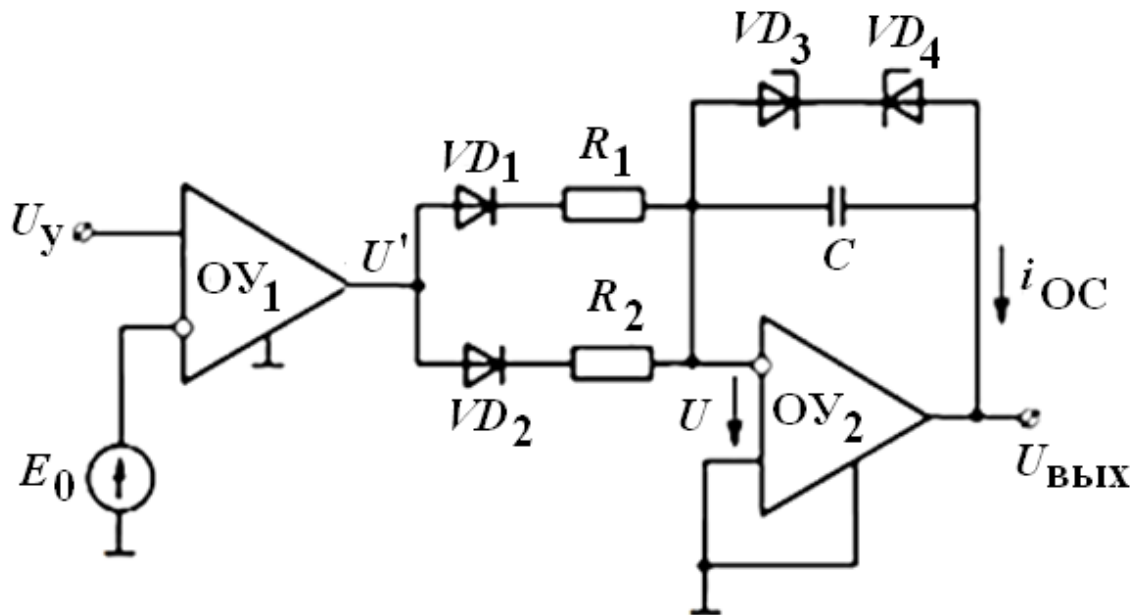


Рис. 7.15. Схема ГЛИН с внешним управлением

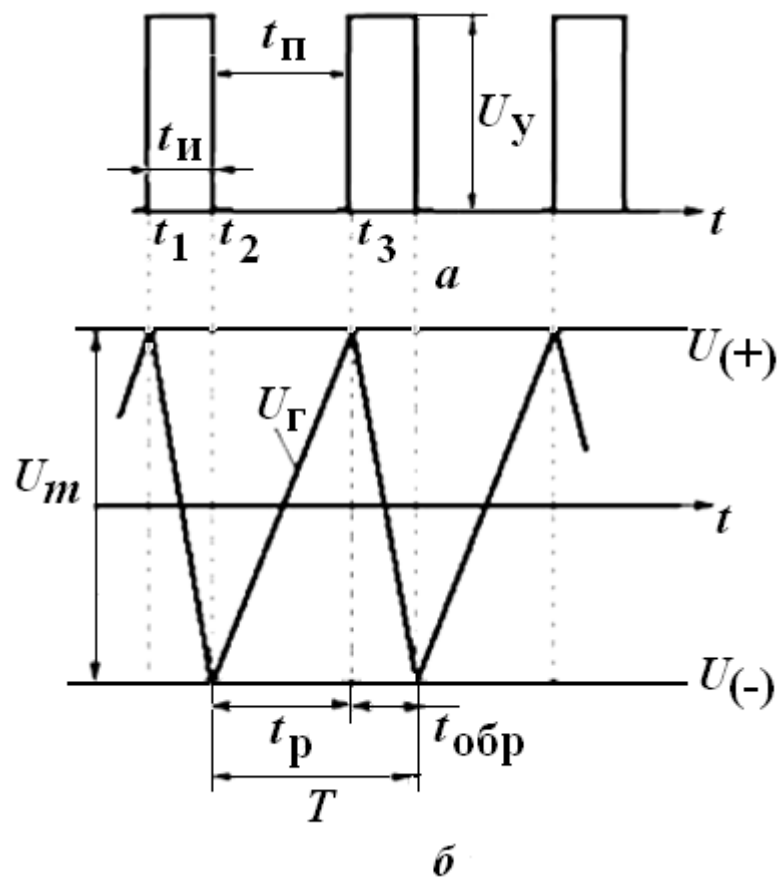


Рис. 7.16. Временные диаграммы ГЛИН

При поступлении входного напряжения, амплитуда которого  $U_y > 0$ , компаратор переходит в состояние  $U_{\text{вых max}}^+$ . Открывается диод  $VD_1$  и напряжение  $U_{\text{глин}}$  убывает по линейному закону. Крутизна напряжения  $U_{\text{глин}}$  на интервале спада  $t_1 - t_2$ :

$$S_c = \frac{dU_{\text{глин}}}{dt} = -\frac{U_{\text{вых max}}^+}{R_1 \cdot C}. \quad (7.10)$$

При прекращении импульса  $U_y$  компаратор под действием напряжения  $E$  на инвертирующем входе переходит в состояние отрицательного насыщения  $U = U_{\text{вых max}}^-$ . Открывается диод  $VD_2$ , и интегратор формирует линейно нарастающее напряжение, которое можно определить по формуле (7.10), подставив  $U_{\text{вх}}$  со знаком «минус» и  $R = R_2$ .

Крутизна нарастания  $U_{\text{глин}}$  на интервале  $t_2 - t_3$ :

$$S_c = \frac{dU_{\text{глин}}}{dt} = \frac{U_{\text{вых max}}^-}{R_2 \cdot C}. \quad (7.11)$$

В практических схемах максимальное и минимальное значение напряжения  $U_{\text{глин}}$  ограничиваются. В рассматриваемой схеме с этой целью введены стабилитроны  $VD_3$  и  $VD_7$ .

## 7.5. Транзисторный ключ

Транзисторный ключ (ТК) является основным элементом устройств цифровой электроники.

Ключевой режим характеризуется двумя состояниями ключа: «включено» и «выключено». Качество транзисторного ключа определяется минимальным падением напряжения на нем в замкнутом состоянии, минимальным током в разомкнутом состоянии, а также скоростью перехода из одного состояния в другое.

Рассмотрим ТК (рис. 7.17, а). Воспользуемся графическим методом расчета транзисторных цепей. На рис. 7.17, б приведена выходная характеристика транзистора, на которой построена линия нагрузки в соответствии с уравнением  $U_K = E_K - I_K R_K$ .

В схеме рис. 7.17, а управляющие импульсы поступают от генератора  $U_{\text{вх}}$  через сопротивление  $R_6$ , которое может быть, в частности, внутренним сопротивлением генератора. Активная нагрузка включена в коллекторную цепь. На семействе коллекторных характеристик (рис. 7.17, б) минимальному току ключа соответствует точка А, а минимальному напряжению на ключе – точка В. В точке А транзистор заперт (закрыт), так как на его базе действует отрицательное смещение. Это первое состояние «выключено»; его называют режимом отсечки.

В режиме отсечки ток базы  $I_6 = 0$ , коллекторный ток  $I_{K0}$  равен начальному коллекторному току, а коллекторное напряжение  $U_K \approx E_K$ . Режим отсечки реализуется при  $U_{\text{вх}} = 0$  или при отрицательных потенциалах базы. В этом состоянии сопротивление ключа достигает максимального значения

$R_{\max}$ . Второе состояние «включено» (транзистор открыт) определяется точкой  $B$  на ВАХ и называется режимом насыщения. Из режима отсечки ( $A$ ) в режиме насыщения ( $B$ ) транзистор переводится положительным входным напряжением  $U_{\text{вх}}$ . При этом напряжение  $U_{\text{вых}}$  принимает минимальное значение  $\Delta U_{\text{кэ}} = U_{\text{кэ нас}}$ , ток коллектора равен  $I_{\text{к}} = I_{\text{к нас}} \approx E_{\text{к}}/R_{\text{к}}$ . Для того чтобы транзистор вошел в режим насыщения, в его базу необходимо ток, БОльший, чем необходимо для протекания тока  $I_{\text{к нас}}$ , т.е.

$$I_{\text{б}} > I_{\text{к нас}} / \beta.$$

Для получения ключевого режима необходимо резко изменять ток базы. При переходе ключа под воздействием входного напряжения из одного стационарного состояния (точка  $A$ ) в другое стационарное состояния (точка  $B$ ) рабочая точка перемещается через всю активную область, и ключ работает как обычный линейный усилитель. Этот режим называется переходным, или динамическим. Длительность переходного режима обычно значительно меньше, чем время нахождения ключа в стационарном состоянии.

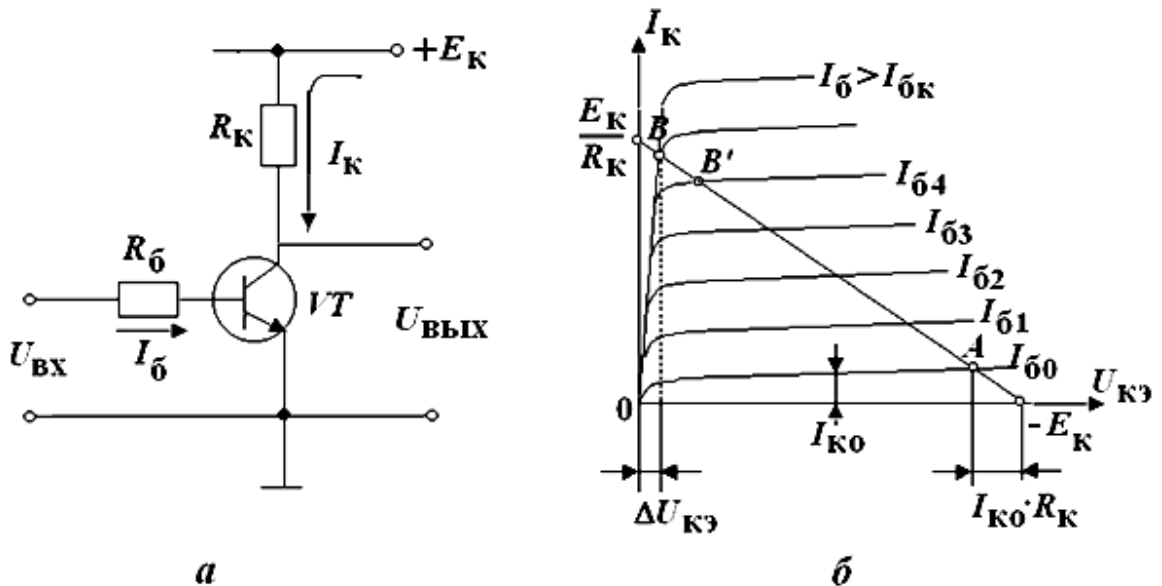


Рис. 7.17. Транзисторный ключ:  $a$  – принципиальная схема;  $b$  – графическое определение режимов открытого и закрытого состояния транзистора

Передаточная характеристика ТК иллюстрирует изменение состояний транзистора (рис. 7.18). Рабочими являются участки переходной характеристики, соответствующие отсечке и насыщению. Чем круче участок  $ab$ , тем лучше качество ключа. Для идеального ключа передаточная характеристика пройдет через точки  $асв$ .

В зависимости от положения рабочей точки  $B$  транзистора различают насыщенные (точка  $B$ ) или ненасыщенные ключи (точка  $B'$ ). Если вместо  $R_{\text{к}}$  поставить трансформатор или дроссель, то переход от точки  $A$  к точке  $B$  может совершаться по другим траекториям. Скорость перехода определяется скоростными качествами транзистора и характером нагрузки.

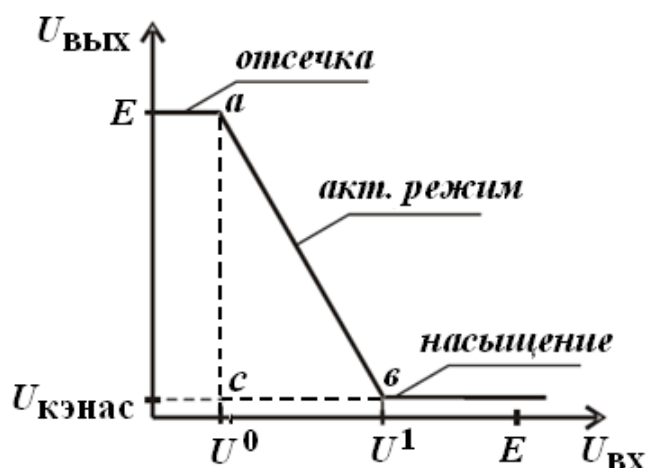


Рис. 7.18. Передаточная характеристики ТК: *a* – реальная; *б* – идеальная

Рассмотрим временные диаграммы работы ключа на БП (рис. 7.19).

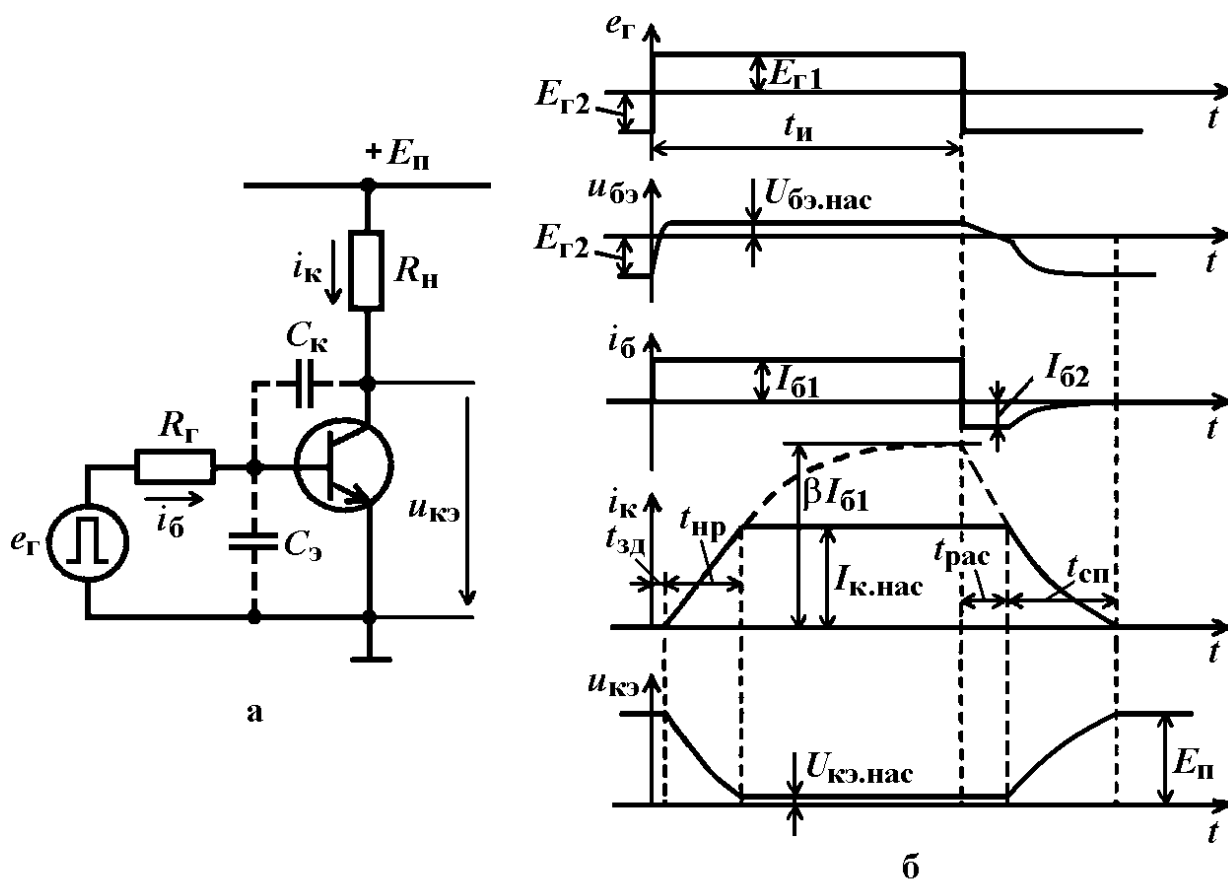


Рис. 7.19. Схема простейшего ключа на биполярном транзисторе с ОЭ и резистивной нагрузкой (а) и временные диаграммы токов и напряжений (б). Барьерные емкости эмиттерного и коллекторного переходов  $C_э$ ,  $C_к$  условно вынесены за пределы транзистора

**Задержка фронта** обусловлена перезарядом входной емкости транзистора  $C_{вх}$ , которая равна сумме барьерных емкостей коллекторного  $C_к$  и эмиттерного  $C_э$  переходов. Изначально емкость  $C_{вх}$  заряжена до

отрицательного напряжения  $u_{бэ} = E_{г2}$ . Этап задержки заканчивается, когда  $C_{вх}$  заряжается до напряжения  $U_{бэ,пор} = (0,6-0,8)$  В, при котором транзистор открывается. Длительностью этапа задержки на практике можно пренебречь по сравнению со вторым этапом включения – этапом нарастания коллекторного тока.

На этапе **нарастания** коллекторного тока  $t_{нр}$  транзистор работает в активном режиме, ток коллектора  $i_k$  нарастает до величины  $I_{к\text{ нас}}$ . Напряжение на транзисторе за это время падает с первоначального значения  $E_{п}$  до  $U_{кэ\text{ нас}}$ . Длительность этапа  $t_{нр}$  определяется как

$$t_{нр} = \tau_{эКВ} \ln \frac{\beta I_{б1}}{\beta I_{б1} - I_{к\text{ нас}}}, \quad (7.12)$$

где  $\tau_{эКВ} = \tau_{\beta} + (1 + \beta) R_{н} C_{к}$  – эквивалентная постоянная времени транзистора при его включении с ОЭ, учитывающая время жизни носителей в активном режиме  $\tau_{\beta}$  и перезаряд емкости  $C_{к}$  при изменении напряжения  $U_{кэ}$ .

Время жизни носителей

$$\tau_{\beta} = \frac{1}{2\pi f_{\beta}}, \quad (7.13)$$

где  $f_{\beta}$  – граничная частота транзистора в схеме с ОЭ, на которой модуль коэффициента передачи

$$|\beta(f)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (f/f_{\beta})^2}} \quad (7.14)$$

снижается в  $\sqrt{2}$  раз от первоначального значения  $\beta_0$  на нулевой частоте.

Часто в справочных данных транзистора указывается значение модуля его коэффициента передачи в схеме с ОЭ  $|\beta(f)|$  на частоте  $f$ . В этом случае значение граничной частоты  $f_{\beta} = |\beta(f)| f / \beta_0$ .

После подачи в базу запирающего тока  $I_{б2}$  начинается процесс выключения транзистора, состоящий из двух этапов: рассасывания длительностью  $t_{рас}$  и спада коллекторного тока длительностью  $t_{сп}$ .

Для режима насыщения транзистора характерно то, что в базу подается ток больше, чем необходимо для поддержания  $I_{к\text{ нас}}$ . Для того чтобы перевести транзистор из состояния насыщения снова в активный режим, необходимо удалить избыточный заряд, накопленный в базе. Этот этап называется этапом **рассасывания**. Длительность этапа оценивается как

$$t_{рас} = \tau_{\beta} \ln \frac{I_{б1} + |I_{б2}|}{I_{к\text{ нас}}/\beta + |I_{б2}|}. \quad (7.15)$$

Напряжение на транзисторе  $U_{кэ}$  на этом этапе не меняется, оставаясь равным  $U_{кэ\text{ нас}}$ .

На этапе **спада**  $t_{сп}$  транзистор работает в активном режиме, и уменьшение накопленного в базе заряда неосновных носителей сопровождается уменьшением коллекторного тока. Напряжение  $U_{кэ}$  на этом этапе растет с  $U_{кэ\text{ нас}}$  до  $E_{п}$ . Длительность этапа:

$$t_{\text{сп}} = \tau_{\text{эКВ}} \ln \left( 1 + \frac{I_{\text{к,нас}}}{\beta |I_{\text{б2}}|} \right). \quad (7.16)$$

Таким образом, когда на вход транзисторного ключа подается сигнал высокого уровня  $E_{\Gamma 1}$ , приводящий к его отпиранию, на выходе формируется сигнал низкого уровня  $U_{\text{кэ нас}} \approx 0$ . При сигнале низкого уровня на входе транзистор закрыт, а значит, на его выходе будет сигнал высокого уровня  $E_{\Pi}$ .

Следовательно, простейшая ключевая схема на транзисторе является инвертором, реализующим логическую функцию НЕ.