

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
**«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

УТВЕРЖДАЮ

Зав. каф. промышленной и
медицинской электроники
проф., д-р техн. наук

_____ Г.С. Евтушенко
« ____ » _____ 2012 г.

**ИССЛЕДОВАНИЕ КЛЮЧЕВОГО РЕЖИМА РАБОТЫ
БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ**

Методические указания к выполнению лабораторной работы
по дисциплинам «Схемотехника», «Электроника»
для студентов III курса, обучающихся по направлениям
210100 «Электроника и наноэлектроника»,
201000 «Биотехнические системы и технологии»

Составитель Е.В. Ярославцев

Издательство
Томского политехнического университета
2012

УКД 621.374(075)

Исследование ключевого режима работы биполярных транзисторов: методические указания к выполнению лабораторной работы по курсам «Схемотехника», «Электроника» для студентов III курса, обучающихся по направлениям 210100 «Электроника и наноэлектроника», 201000 «Биотехнические системы и технологии». Сост. Е.В. Ярославцев; Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во. Томского политехнического университета, 2012. – 32 с.

Г.С. Евтушенко

Методические указания рассмотрены и рекомендованы к изданию методическим семинаром кафедры промышленной и медицинской электроники « ___ » _____ 2012г.

Зав. кафедрой

проф., д-р техн. наук _____ Г.С. Евтушенко

Лабораторная работа

ИССЛЕДОВАНИЕ КЛЮЧЕВОГО РЕЖИМА РАБОТЫ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Цель работы

Целью лабораторной работы является экспериментальное исследование электронных ключей, выполненных на биполярном транзисторе. В работе измеряются импульсные параметры транзистора, определяющие скорость переключения каскада, исследуется влияние входного сигнала и режима работы транзистора на переходные процессы в схеме, рассматриваются методы повышения быстродействия ключа.

1. ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ

1.1. Ознакомиться с теоретическими сведениями по данной работе и рекомендуемой литературой.

1.2. Определить параметры элементов схемы простейшего электронного ключа на биполярном транзисторе (рис. 1): рассчитать и выбрать из ряда E 24 значения сопротивлений резисторов в коллекторной R_k и базовой R_b цепях транзистора для $E_k=6,3$ В, $E_k=12,6$ В и тока коллектора насыщения $I_{кн}=1$ мА при амплитуде входного прямоугольного разнополярного напряжения (меандр) $E_1=E_2=\pm 5$ В; $E_1=E_2=\pm 10$ В и степени насыщения транзистора $S=2; 3; 10$. При расчете воспользоваться усредненными параметрами и характеристиками заданного типа транзистора (по указанию преподавателя).

1.3. Рассчитать длительность переходных процессов при переключении ключа (время включения t_f , рассасывания t_p и включения t_c) для трех значений степени насыщения, полагая, что входное напряжение имеет идеальную прямоугольную форму. В расчете принять $\tau_n \approx \tau_p$.

2. ПРОГРАММА РАБОТЫ

2.1. Установив на монтажной плате модуль задающего генератора, подключить питание согласно рис. 14 и с помощью осциллографа убедиться в работоспособности схемы.

2.2. Собрать на макете схему ключевого каскада по рис. 14.

2.3. Подключить источник питания и задающий генератор. Наблюдая с помощью осциллографа за коллекторным напряжением транзистора, убедиться в работоспособности схемы ключа.

2.4. Зарисовать и сфазировать осциллограммы, фиксируя параметры импульсов:

- а) выходного напряжения задающего генератора;
- б) напряжения на эмиттерном переходе $u_{\text{б}}$ транзистора;
- в) напряжение на коллекторе $u_{\text{к}}$ транзистора;
- г) базового тока $i_{\text{б}}$ транзистора;
- д) коллекторного тока $i_{\text{к}}$ транзистора.

С помощью осциллографа измеряются значения токов и напряжений на электродах транзистора, а также временные параметры переходных процессов в схеме: активные длительности импульсов $t_{\text{иа}}$, длительности фронтов $t_{\text{фа}}$ и спадов $t_{\text{са}}$. **Следует учесть, что прямые токи транзистора всегда считаются в расчетах и изображаются на диаграммах положительными, а полярности напряжений – в зависимости от их знаков относительно земляной шины.**

2.5. Ввести в базовую цепь транзистора переменный резистор $R_{\text{л}}$. Меняя сопротивление $R_{\text{л}}$, установить базовый ток, обеспечивающий работу транзистора на границе насыщения. Измерить активную длительность фронта коллекторного напряжения, получающуюся при этом, и рассчитать постоянную времени транзистора в активном режиме $\tau_{\text{в}}$.

2.6. Определить коэффициент усиления β транзистора на линии критического режима (на границе насыщения).

2.7. Используя найденное значение β , рассчитать необходимые значения ограничивающего сопротивления в базовой цепи для обеспечения степеней насыщения транзистора $S=2; 4; 6; 8; 10$.

2.8. Собрать схему ключа по рис. 15, используя в качестве ограничивающего резистор $R_{\text{б}}$ с сопротивлением, рассчитанным в п. 2.7. (Величину сопротивления резистора $R_{\text{доб}}$ и тип диода VD согласовать с преподавателем). Дискретно меняя $R_{\text{б}}$, измерить время включения $t_{\text{фа}}$, рассасывания $t_{\text{р}}$ и спада $t_{\text{са}}$ каскада при $S=2; 4; 6; 8; 10$. Измерить значения отпирающих базовых токов и напряжений на коллекторе насыщенного транзистора, соответствующие указанным режимам.

2.9. Определить постоянную времени транзистора $\tau_{\text{н}}$ в режиме насыщения. Рассчитать теоретические значения времени включения, спада и рассасывания для всех исследованных режимов по п. 2.8. Построить на одном графике теоретические и экспериментальные зависимости времени включения ключа, рассасывания избыточных зарядов и спада выходного импульса от степени насыщения. Проанализировать полученные результаты.

2.10. Собрать на макете схему ключа с форсирующим конденсатором (рис. 16), рассчитав предварительно значения емкости C_{ϕ} и сопротивлений R_1 и R_2 , обеспечивающих $S_{\text{вкл}} = 10$ при включении и $S_{\text{уст}} = 2$ в установленном режиме. Повторить пункты 2.3 – 2.4 программы для этой схемы.

2.11. Собрать на макете схему ключевого каскада с цепью нелинейной отрицательной обратной связи (рис. 17). Типы диодов VD_1, VD_2 согласовать с преподавателем. Повторить пункты 2.3 – 2.4 программы работы.

3. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ РАБОТЫ

ВНИМАНИЕ! ВСЕ ИЗМЕНЕНИЯ В ИССЛЕДУЕМЫХ ЦЕПЯХ ПРОИЗВОДИТЬ ПРИ ВЫКЛЮЧЕННОМ ЛАБОРАТОРНОМ ИСТОЧНИКЕ ПИТАНИЯ!

К п. 2.1. В качестве активного элемента в модуле задающего генератора использованы операционные усилители типа К140УД1А, Б. Для ОУ К140УД1А величина питающих напряжений на выходах лабораторного источника питания (ЛИП) устанавливается $\pm 6,3$ В (выходы I, II); при использовании ОУ К140УД1Б – $\pm 12,6$ В (выходы III, IV). Требуемая величина питающих напряжений выставляется на холостом ходу источника с помощью цифрового вольтметра. После установки требуемых значений напряжения на используемых выходах **источник необходимо выключить**. Отрицательный полюс сформированного двухполярного источника питания подсоединяют к выводу 1 микросхемы, положительный – к выводу 7. Средняя точка источника соединяется с выводом 4 ОУ и с общей (земляной) шиной монтажной панели. Двуполярное питание подается на ОУ одновременно путем включения ЛИП.

Чтобы убедиться в нормальном функционировании задающего генератора, потенциальный конец входного шнура I канала осциллографа присоединяют к выходу операционного усилителя (вывод 5), а «земляной» конец – к общей шине. На экране осциллографа должен появиться меандр – разнополярное прямоугольное напряжение со скважностью, равной двум.

К п. 2.2. Использовать элементы с номиналами, рассчитанными при выполнении предварительного задания по п. 1.2 для $S = 3$.

К п. 2.3. Коллекторная цепь транзистора запитывается от того же источника, что и модуль задающего генератора – рис. 14. Базовая цепь ключа подключается к выходу задающего генератора. Потенциальный конец входного шнура II канала осциллографа присоединяют к выходу ключа – коллектору транзистора, «земляной» – к общей шине (последнее подключение **можно не производить**, поскольку оно уже существует за счет ранее выполненного присоединения к общей точке «земляного» конца вход-

ного шнура I канала). На экране осциллографа должны появиться однополярные импульсы отрицательной полярности со скважностью, примерно равной двум.

К п. 2.4. Перед проведением измерений откалибровать осциллограф. Все ручки плавной регулировки поставить в крайнее правое положение до щелчка! Для получения осциллограмм базового и коллекторного токов использовать сигнал с резисторов R_b и R_k , включенных в соответствующую цепь. При использовании двухлучевого осциллографа осциллограммы целесообразно снимать парами (при этом необходимо **определить** общую точку сигналов, к которой подсоединяется «земля» осциллографа!), например, $u_b - u_k$; $i_k - u_k$; $u_b - i_b$ и т.д. Активная длительность импульсов измеряется на уровне 0,5 амплитуды; активная длительность фронтов и спадов измеряется между уровнями 0,1 и 0,9 амплитуды сигнала.

К п. 2.5, 2.6. Переменный резистор сопротивлением $R_{\sim}=33$ кОм ставится последовательно с резистором R_b . Увеличивая сопротивление переменного резистора (т.е. уменьшая отпирающий ток баз i_{b1}), контролируют с помощью осциллографа величину перепада коллекторного напряжения u_k и тока i_k . Начало снижения величины перепада (увеличение по модулю напряжения на открытом транзисторе) свидетельствует о достижении базовым током граничного значения $I_{бн}$. Величина τ_b рассчитывается по формуле

$$\tau_b \cong t_{фа} / 2,2,$$

где $t_{фа}$ – активная длительность фронта импульса коллекторного напряжения при работе транзистора на границе насыщения.

Коэффициент усиления транзистора на линии критического режима (усредненное значение в режиме большого сигнала) определяется отношением

$$B = I_{кн} / I_{бн}.$$

К п. 2.7. Величина ограничивающего резистора в базовой цепи находится из соотношения

$$R_b = \frac{E_1 - U_{бн}}{I_{бн} S}$$

где E_1 , $U_{бн}$ – модули отрицательного (отпирающего) перепада входного сигнала и напряжения на эмиттерном переходе насыщенного транзистора, соответственно, измеренные с помощью осциллографа;

$S = I_{\sigma} / I_{\sigma_{\text{н}}}$ – степень насыщения транзистора.

К п. 2.8, 2.9. Время включения, спада и рассасывания избыточного заряда определяется по осциллограммам входного напряжения и напряжения на коллекторе транзистора в двухлучевом режиме работы осциллографа. Для повышения точности определения временных параметров переходных процессов целесообразно применить ждущий режим работы осциллографа с внешней синхронизацией, используя в качестве запускающего сигнала осциллографа выходное напряжение задающего генератора.

Постоянная времени транзистора в режиме насыщения рассчитывается по формуле:

$$\tau_{\text{н}} \cong \Delta t_{\text{р}} / \ln(S_2/S_1) = \Delta t_{\text{р}} / \ln 5,$$

где $\Delta t_{\text{р}} = t_{\text{р}2} - t_{\text{р}1}$ – разность интервалов времени рассасывания для случаев $S_2 = 10$ и $S_1 = 2$.

Для теоретического определения времени включения $t_{\text{ф}}$, спада $t_{\text{с}}$ и рассасывания избыточных носителей $t_{\text{р}}$ воспользоваться выражением:

$$t_{\text{ф}} \cong \tau_{\beta} \ln[S/(S-1)], \quad t_{\text{р}} \cong \tau_{\text{н}} \ln S, \quad t_{\text{с}} \cong 2,2 \tau_{\beta}.$$

При расчете использовать экспериментальные значения τ_{β} и $\tau_{\text{н}}$, определенные в п.п. 2.6. и 2.9.

К п. 2.10. Величины сопротивлений резисторов R_1 и R_2 и емкости конденсатора $C_{\text{ф}}$ рассчитываются по формулам:

$$R_1 \cong \frac{E_1}{I_{\sigma_{\text{н}}} \cdot S_{\text{вкл}}}; \quad R_2 = \frac{E_1}{I_{\sigma_{\text{н}}} \cdot S_{\text{уст}}} - R_1; \quad C_{\text{ф}} \leq \frac{t_{\text{и}}}{3 \cdot R_2},$$

где $S_{\text{вкл}}, S_{\text{уст}}$ – степени насыщения транзистора при включении транзистора и в установившемся режиме, соответственно, $t_{\text{и}}$ – длительность запускающего импульса.

К п. 2.11. В качестве VD_1 использовать германиевый диод, а в качестве VD_2 – кремниевый (тип – по указанию преподавателя). Сопротивление резистора $R_{\text{доб}} = 1 \text{ к}$, а R_{σ} определяется по формуле

$$R_{\sigma} \cong \frac{E_1 - 0,5}{I_{\sigma_{\text{н}}} S}.$$

4. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Транзисторная импульсная и цифровая техника базируется на работе транзистора в качестве электронного ключа. Качество ключа определяется величиной остаточного тока – тока утечки, протекающего через прибор в разомкнутом (выключенном) состоянии, и значением остаточного напряжения на транзисторе в замкнутом (включенном) состоянии. Кроме этого, важной характеристикой ключа является его быстродействие, определяемое скоростью переключения из одного устойчивого состояния в другое. Наибольшее распространение по практике получила схема ключа с общим эмиттером (ОЭ), которая обеспечивает значительное усиление мощности входного сигнала. Кроме того, схема ОЭ выполняет логическую функцию инвертора, элемента НЕ, имеющего очень широкое распространение в цифровой технике.

Простейшая схема транзисторного ключа ОЭ с обозначением напряжений и токов приведена на рис. 1. Здесь и далее рассматривается ключ на транзисторе *p-n-p*-типа, переход к схемам на транзисторах типа *n-p-n* сводится к изменению полярностей включения источников питания и смене полярности входных сигналов. Очевидно, что направления токов транзистора при этом также изменяются на противоположные.

По своему виду схема ключа ОЭ совпадает со схемой усилительного каскада. Отличие транзисторного ключа от усилителя состоит в режиме работы транзистора, который обеспечивается параметрами элементов схемы и входного сигнал. В усилительном каскаде транзистор обычно работает в режиме малого сигнала (линейный режим) и все время находится в активной области. В схеме ключа транзистор работает в режиме большого сигнала и после очередного переключения устойчиво находится либо в состоянии отсечки, либо в состоянии насыщения. В активной области он находится лишь при смене устойчивых состояний, т.е. во время переключения. Такой ключ называется насыщенным ключом. В насыщенном ключе уровни выходного напряжения $U_{\text{вых}}=U_{\text{к}}$, соответствующие статическим, весьма стабильны. Существуют ключи, в которых транзистор в открытом состоянии остается в активной области вблизи границы насыщения. Такие ключи называются ненасыщенными. В ненасыщенных ключах принимаются специальные меры для стабилизации напряжения на коллекторе открытого транзистора.

4.1. СТАТИЧЕСКИЙ РЕЖИМ КЛЮЧА

При анализе воспользуемся семейством выходных вольт-амперных характеристик транзистора, включенного по схеме ОЭ (рис. 2), и графиком, отображающим зависимость токов транзистора от напряжения на базе (знаки напряжений $u_{\text{к}}$ и $u_{\text{б}}$ для унификации характеристик приборов тра-

ditionно соответствуют транзистору ***n-p-n-типа*** – рис. 3). На выходных характеристиках для некоторого заданного значения сопротивления нагрузки R_k проведена нагрузочная прямая, соответствующая уравнению

$$U_k = E_k - I_k \cdot R_k, \quad (1)$$

и строящаяся по двум точкам с координатами

$$\begin{aligned} 1) I_k = 0; U_k = E_k, \\ 2) U_k = 0; I_k = E_k / R_k. \end{aligned} \quad (2)$$

а) запертое состояние ключа

Транзистор ключа ОЭ ***p-n-p-типа*** находится в состоянии глубокой отсечки, если напряжение на его базе **положительно** и удовлетворяет условию (рис.3):

$$U_{\sigma} \geq E_{\sigma 0} = U_{\sigma 1}. \quad (3)$$

В этом случае оба *p-n-перехода* транзистора (эмиттерный и коллекторный) смещены в обратном направлении, и через транзистор протекают небольшие тепловые токи, определяемые соотношениями

$$I_{\sigma} \cong -I_{k0}, \quad I_k = I_{k0} \cdot \left(1 - \frac{B_i}{B}\right), \quad I_{\sigma} \cong -I_{k0} \cdot \frac{B_i}{B}, \quad (4)$$

где I_{k0} – нормирующий ток коллектора закрытого транзистора в схеме ОЭ; B, B_i – коэффициенты усиления по току в схеме ОЭ при нормальном и инверсном включении, соответственно.

Отметим, что ток i_k течет в прямом направлении, а токи i_{σ} и i_{σ} – в обратном. Поскольку у несимметричного транзистора $B \gg B_i$ вследствие малой площади эмиттерного перехода, ток $I_{\sigma} \ll I_{k0}$, и его полагают равным нулю (т.е. цепь эмиттерного электрода считают оборванной). Тогда для режима глубокой отсечки справедливо:

$$I_{\sigma} \cong -I_{k0}; \quad I_k \cong I_{k0}; \quad I_{\sigma} \cong 0. \quad (5)$$

Эквивалентная схема ключа, соответствующая данному режиму, приведена на рис. 4.

Значению базового тока $I_{\bar{6}} = -I_{\kappa 0}$ соответствует самая нижняя характеристика из семейства выходных, для которой $I_{\kappa} = I_{\kappa 0}$. Это значение коллекторного тока является, очевидно, минимально возможным. Для базовой цепи (рис. 4) в режиме глубокой отсечки можно записать:

$$U_{\text{вх}}^+ = I_{\kappa 0} \cdot R_{\bar{6}} + U_{\bar{6}}. \quad (6)$$

Поэтому условие обеспечения режима глубокой отсечки транзисторного ключа

$$R_{\bar{6}} \leq (U_{\text{вх}}^+ - E_{\bar{6}0}) / I_{\kappa 0 \text{max}}, \quad (7)$$

где $I_{\kappa 0 \text{max}}$ – значение теплового тока коллектора при максимально возможной рабочей температуре.

Величина напряжения отсечки $E_{\bar{6}0}$ определяется выражением

$$E_{\bar{6}0} \cong -\varphi_{\text{T}} \cdot \ln(1 + B), \quad (8)$$

где $\varphi_{\text{T}} \cong T/11600$ – температурный потенциал; T – абсолютная температура (в градусах Кельвина).

В частности, при $T=300^\circ \text{K}$, $B=20$, величина $E_{\bar{6}0}$ составляет $\approx 0,08 \text{ В}$, и ей на практике зачастую пренебрегают.

При выполнении условия (7) рабочая точка транзистора находится в положении M (рис. 2), и напряжения на его электродах и токи через прибор определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} I_{\bar{6}} &= -I_{\kappa 0}; & U_{\bar{6}} &= U_{\text{вх}}^+ - I_{\kappa 0} \cdot R_{\bar{6}}, \\ I_{\kappa} &= I_{\kappa 0}; & U_{\kappa} &= E_{\kappa} - I_{\kappa 0} \cdot R_{\kappa}. \end{aligned} \quad (9)$$

Поскольку значение тока $I_{\kappa 0}$ мало, особенно для кремниевых транзисторов, в практических расчетах им можно пренебречь, полагая

$$I_{\bar{6}} = I_{\kappa} \cong 0; \quad U_{\bar{6}} \cong U_{\text{вх}}^+; \quad U_{\kappa} \cong E_{\kappa}. \quad (10)$$

С уменьшением положительного смещения на базе транзистора до нуля транзистор продолжает оставаться запертым (в режиме отсечки), но его токи несколько изменяются. На границе режимов отсечки и переходного, когда $U_{\bar{6}} = 0$, т.е. эмиттерный переход имеет нулевое смещение, токи транзистора определяются выражениями (рис. 3):

$$I_{\text{б}} \cong -I_{\text{к0}}, \quad I_{\text{к}} \cong I_{\text{к0}} \cdot (1 + B_i), \quad I_{\text{э}} \cong I_{\text{к0}} \cdot B_i. \quad (11)$$

Видно, что в этом случае токи $I_{\text{к}}$ и $I_{\text{э}}$ существенно возрастают, причем ток $I_{\text{э}}$ меняет знак. Характерным примером такого режима является случай $R_{\text{б}} = 0$ (закорачивание базы на эмиттер), который реализуется на практике включением на входе транзистора дросселя или обмотки согласующего трансформатора без применения специального запирающего источника – рис. 5, а. К этому же режиму близок случай непосредственной связи транзисторов в интегральных схемах, когда предыдущий транзистор, насыщаясь, практически замыкает управляющий переход последующего транзистора, обеспечивая его выключение.

В переходном режиме $0 < |U_{\text{б}}| < |U_{\text{б2}}|$ – область 2 на рис. 3 – напряжение на базе транзистора меняет знак. Ток базы становится меньше, но сохраняет то же направление, что и в режиме отсечки. Этот режим реализуется на практике без использования внешнего источника путем включения между базой и эмиттером резистора $R_{\text{б}}$ – рис. 5, б. Для нахождения положения рабочей точки транзистора в данном режиме на графиках рис. 3 в четвертом квадранте проводят прямую, угол наклона которой α определяется значением $R_{\text{б}}$:

$$R_{\text{б}} = \text{ctg } \alpha. \quad (12)$$

Абсцисса точки пересечения прямой со входной характеристикой $I_{\text{б}} = f(U_{\text{б}})$ определяет напряжение $U_{\text{б}}$ на базе транзистора, которому, в свою очередь, соответствует конкретное значение тока коллектора $I_{\text{к}R_{\text{б}}}$, определяемое по переходной характеристике $I_{\text{к}} = f(U_{\text{б}})$ – рис. 3. Очевидно, что увеличение $R_{\text{б}}$ приводит к уменьшению угла α , а, следовательно, к росту токов $I_{\text{к}}$ и $I_{\text{э}}$ и снижению $I_{\text{б}}$. В предельном случае, при $R_{\text{б}} = \infty$ (обрыв базовой цепи – рис. 5, в), прямая $R_{\text{б}}$ вырождается в ось абсцисс. При этом напряжение $U_{\text{б}} = U_{\text{б2}}$, и токи транзистора принимают значения

$$I_{\text{б}} = 0, \quad I_{\text{к}} = I_{\text{э}} \cong I_{\text{к0}}(1 + B). \quad (13)$$

Ток $I_{\text{к}} = I_{\text{э}}$, протекающий через прибор при отключенном базовом выводе, называется **сквозным**. Вследствие значительной величины сквозного тока и при этом большого, близкого к $E_{\text{к}}$, напряжения на транзисторе, мощность, выделяющаяся на нем, велика и может превысить предельно допустимое значение. Поэтому инструкции по применению транзисторов запрещают способ запираания транзистора путем отключения базового выво-

да. Этими же инструкциями оговаривается величина сопротивления R_6 между базой и эмиттером, значение которого не должно превышать максимального, указанного в справочнике значения.

На выходных характеристиках транзистора (рис. 2) рассмотренные режимы соответствуют заштрихованной области запираения, лежащей в диапазоне базовых токов от $I_6 = -I_{к0}$ до $I_6 = 0$.

Значение базового напряжения $U_6 = U_{62}$, при котором $I_6 = 0$, является граничным между переходной областью 2 и активным режимом транзистора – область 3 (рис. 3). При $|U_6| > |U_{62}|$ эмиттерный переход транзистора смещается в прямом направлении, **базовый ток становится положительным**, и транзистор отпирается. Очевидно, что для реализации условия $|U_6| > |U_{62}|$ необходим внешний источник отпирающего (отрицательного) напряжения $U_{вх}^-$.

б) состояние насыщения

Если величина отпирающего напряжения входного источника достаточна для создания на базе транзистора напряжения $|U_6| > |U_{63}|$ – (рис. 3), то транзистор будет находиться в состоянии насыщения. При этом оба перехода прибора смещены в прямом направлении, напряжения на переходах малы, и напряжение на коллекторе принимает минимально возможное (остаточное) значение $U_{кн}$ (точка N на рис. 2). Пренебрегая падением напряжения на переходах, транзистор в практических расчетах рассматривают как место короткого замыкания, стягивая его в точку. Токи насыщенного транзистора будут определяться только параметрами внешних цепей:

$$\text{ток базы} \quad I_6 = (|U_{вх}^-| - |U_{6н}|) / R_6 \cong |U_{вх}^-| / R_6, \quad (14)$$

где $U_{6н}$ – напряжение на базе насыщенного транзистора,

$$\text{ток коллектора} \quad I_к = I_{кн} = (|E_к| - |U_{кн}|) / R_к \cong |E_к| / R_к. \quad (15)$$

Эквивалентная схема насыщенного ключа приведена на рис.6.

Границе между активным режимом и режимом насыщения транзистора соответствует равенство нулю напряжения на коллекторном переходе, т.е. $U_{к6} = 0$. Следовательно, условие насыщения транзистора может быть записано в виде

$$|U_{к6}| \geq 0, \quad (16)$$

т.е. коллекторный переход смещается в прямом направлении.

Однако на практике удобно пользоваться токовым критерием

$$I_{\text{б}} \geq I_{\text{бн}}, \quad (17)$$

где $I_{\text{бн}}$ – ток базы насыщения, т.е. такой минимальный базовый ток, при котором наступает насыщение транзистора.

Величина $I_{\text{бн}}$ выражается через коллекторный ток насыщения следующим образом:

$$I_{\text{бн}} = I_{\text{кн}}/B. \quad (18)$$

С учетом выражений (14), (15) и (18) условие (17) преобразуется к виду:

$$\frac{U_{\text{вх}}^-}{R_{\text{б}}} \geq \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}} \cdot B}, \quad (19)$$

или

$$R_{\text{б}} \leq U_{\text{вх}}^- \cdot R_{\text{к}} \cdot B/E_{\text{к}}. \quad (20)$$

Полученное неравенство должно выполняться, очевидно, для наилучшего случая, т.е. для минимально возможного значения коэффициента усиления $B = B_{\text{min}}$. Тогда:

$$R_{\text{б}} \leq U_{\text{вх}}^- R_{\text{к}} B_{\text{min}}/E_{\text{к}}. \quad (21)$$

Равенство левой и правой частей выражения (21) соответствует границе насыщенного режима. Граничное значение $R_{\text{б}}$, как правило, не используют, поскольку даже незначительные изменения параметров схемы (увеличение $R_{\text{б}}$ или уменьшение $R_{\text{к}}$, например) могут привести к выходу транзистора из режима насыщения. Поэтому на практике неравенства (17) и (21) делают достаточно сильными, создавая некоторый запас по глубине насыщения. Степень насыщения транзистора оценивают коэффициентом насыщения

$$S = \frac{I_{\text{б}}}{I_{\text{бн}}} > 1, \quad (22)$$

показывающим, во сколько раз базовый ток транзистора больше значения, необходимого для насыщения. На границе насыщения, очевидно, $I_{\bar{6}} = I_{\text{бн}}$ и $S = 1$.

В реальных схемах величину S задают в пределах $1,5 \div 3$. При больших значениях S статические состояния ключа также обеспечиваются, однако при этом существенно снижается быстродействие ключевого каскада.

Считая, что условия (17) и (21) выполняются для токов и напряжений насыщенного транзистора, используя модули напряжений можно записать:

$$\begin{aligned} U_{\bar{6}} = U_{\text{бн}} \cong 0; \quad I_{\bar{6}} &= \frac{U_{\text{вх}}^- - U_{\text{бн}}^-}{R_{\bar{6}}} \cong \frac{U_{\text{вх}}^-}{R_{\bar{6}}}; \\ U_{\text{к}} = U_{\text{кн}} \cong 0; \quad I_{\text{к}} &= \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{кн}}}{R_{\text{к}}} \cong \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}}}. \end{aligned} \quad (23)$$

По абсолютной величине амплитуды изменения напряжения и тока нагрузки при переключении ключа составляют:

$$U_m = E_{\text{к}} - I_{\text{к0}} \cdot R_{\text{к}} - U_{\text{кн}} \cong E_{\text{к}}, \quad (24)$$

$$I_m = (E - U_{\text{кн}}) / R_{\text{к}} - I_{\text{к0}} \cong E_{\text{к}} / R_{\text{к}}. \quad (25)$$

4.2. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИИ ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА (ДИНАМИЧЕСКИЙ РЕЖИМ)

Транзистор является инерционным прибором, поэтому переход ключевого каскада из включенного состояния в выключенное и наоборот происходит за конечное время. Рассмотрим переходные процессы при переключении ключа, полагая, что на входе каскада действует разнополярное прямоугольное напряжение (меандр) с идеально крутыми фронтами (рис. 7).

Пусть в исходном состоянии транзистор заперт положительной полуволной $U_{\text{вх}}^+ = E_2$, и все предшествующие переходные процессы уже завершились. Тогда имеют место следующие соотношения:

$$\begin{aligned} I_{\bar{6}} = -I_{\text{к0}} \cong 0; \quad U_{\bar{6}} &= E_2 - I_{\text{к0}} \cdot R_{\bar{6}} \cong E_2; \\ I_{\text{к}} = I_{\text{к0}} \cong 0; \quad |U_{\text{к}}| &= |-E_{\text{к}}| - I_{\text{к0}} \cdot R_{\text{к}} \cong |-E_{\text{к}}|. \end{aligned}$$

4.2.1. Включение ключа

В момент t_1 входное напряжение $u_{вх}$ совершает отрицательный перепад и становится равным $-E_1$. Это вызывает появление **прямого** тока базы транзистора $i_б$. Пренебрегая временем установления прямого сопротивления эмиттерного перехода и учитывая, что внешнее сопротивление $R_б$ обычно много больше установившегося значения входного сопротивления ключа, можно считать ток базы во время действия входного отрицательного импульса неизменным и равным $i_б = I_{б1} \cong |-E_1|/R_б$. Под воздействием этого тока транзистор **последовательно** переходит из состояния отсечки сначала в активную область и затем в состояние насыщения. Процесс включения удобно разбить на два этапа: формирование выходного импульса и накопление избыточного заряда.

а) формирование фронта

В течение интервала времени $t_2 - t_1 = t_ф$ происходит формирование фронта импульса тока коллектора $i_к$ и выходного напряжения $u_к$. Транзистор в это время находится в активной области, и в его базе растет заряд неосновных носителей, достигая в момент t_2 граничного значения $Q_{гр}$. Закон изменения заряда $q(t)$ описывается уравнением

$$q(t) = I_{б1} \tau_б (1 - e^{-t/\tau_б}), \quad (26)$$

где $\tau_б$ – постоянная времени транзистора в схеме ОЭ.

По такому же закону увеличивается коллекторный ток $i_к$, который в активном режиме транзистора пропорционален заряду $q(t)$. С увеличением тока $i_к$ увеличивается падение напряжения на резисторе $R_к$, а напряжение на коллекторе $u_к$ уменьшается по абсолютному значению, поскольку для модулей выполняется II закон Кирхгофа: $E_к = \uparrow i_к \cdot R_к + u_к \downarrow = const$. В момент t_2 напряжение на коллекторном переходе $u_{кб}$ достигает нуля, затем коллекторный переход смещается в прямом направлении, и транзистор переходит в режим насыщения. Остаточное напряжение $U_{кн}$ на транзисторе близко к нулю, поэтому дальнейшее нарастание коллекторного тока прекращается: он достигает своего максимального значения, определяемого параметрами внешней цепи:

$$i_к(t_ф) = I_{кн} \cong |-E_к|/R_к. \quad (27)$$

Граничное значение заряда, соответствующее границе режима насыщения:

$$Q_{\text{гр}} \cong I_{\text{кн}} \tau_{\beta} / B = I_{\text{бн}} \tau_{\beta}. \quad (28)$$

Величина $Q_{\text{гр}}$ определяется как параметрами транзистора (B , τ_{β}), так и параметрами внешней цепи ($E_{\text{к}}$, $R_{\text{к}}$).

б) накопление избыточного заряда

Начиная с момента t_2 , транзистор находится в насыщенном состоянии. Теперь не только $I_{\text{б1}}$, но также и токи $i_{\text{к}}=I_{\text{кн}}$ и $i_{\text{э}}=I_{\text{кн}} + I_{\text{б1}}$ практически постоянны. Однако **заряд в базе продолжает нарастать**, стремясь к установившемуся значению, причем процесс его накопления происходит при изменившихся условиях. В состоянии насыщения изменяется распределение неосновных носителей в базе и, вследствие этого, их время жизни, причем по мере накопления заряда оно уменьшается. Некоторая средняя величина этого времени $\tau_{\text{н}}$ называется постоянной времени транзистора при насыщении.

Закон изменения избыточного заряда сверх $Q_{\text{гр}}$ подобен тому, который выражен уравнением (26), однако теперь заряд стремится уже к другому установившемуся (стационарному) значению:

$$Q_{\text{ст}} = I_{\text{б1}} \tau_{\text{н}} \quad (29)$$

а не к величине $I_{\text{б1}} \tau_{\beta}$, как это следовало бы из уравнения (26) (на рис. 7 показано пунктиром). Это справедливо, разумеется, при условии $I_{\text{б1}} \tau_{\text{н}} > Q_{\text{гр}} = I_{\text{бн}} \tau_{\beta}$, причем всегда $\tau_{\text{н}} < \tau_{\beta}$.

Необходимо иметь в виду, что заряд q достигает значения, близкого к $Q_{\text{ст}}$, спустя время не менее $3\tau_{\text{н}}$ после начала накопления. Если длительность входного импульса $t_{\text{и}} < 3\tau_{\text{н}}$, величина заряда не достигает $Q_{\text{ст}}$ и может быть приближенно определена из уравнения

$$Q(t_{\text{и}}) = I_{\text{б1}} \tau_{\text{н}} (1 - e^{-t_{\text{и}}/\tau_{\text{н}}}). \quad (30)$$

4.2.2. Выключение ключа

Процесс выключения начинается в момент t_3 , когда заканчивается отрицательный импульс, и на входе каскада начинает действовать положительный перепад $U_{\text{вх}}^+ = E_2$. В цепи базы появляется обратный ток. **Из-за наличия накопленного заряда в базе**, который не может измениться мгновенно (эффект заряженного конденсатора), **входное сопротивление**

транзистора продолжает оставаться много меньше R_6 , поэтому величина обратного тока базы определяется параметрами внешней цепи:

$$i_6 = I_{62} \cong -|E_2|/R_6 < 0. \quad (31)$$

Под действием этого тока, а также вследствие рекомбинации носителей заряд в базе уменьшается. Спустя некоторое время транзистор переходит из режима насыщения в активный режим, а потом запирается. Процесс выключения также можно разбить на два этапа: рассасывание избыточного заряда и формирование спада импульса.

а) рассасывание избыточного заряда

Заряд неосновных носителей и его распределение в базе не могут, как уже отмечалось, измениться мгновенно. Это изменение происходит по экспоненциальному закону с постоянной времени τ_n от начального значения $Q(0) = Q_{ст}$, стремясь к значению $I_{62} \tau_n < 0$. Требуется некоторое время, чтобы величина заряда уменьшилась до граничного значения $Q_{гр}$. В течение этого времени, называемого временем рассасывания t_p , транзистор продолжает оставаться в режиме насыщения, и ток коллектора сохраняется равным $I_{кн}$. Следовательно, имеет место задержка выключения на время t_p , равное длительности интервала между моментами t_3 и t_4 .

б) спад импульса коллекторного тока

В момент t_4 , когда заряд в базе достигает граничного значения $Q_{гр}$, коллекторный переход смещается в обратном направлении, и транзистор переходит в активный режим. В течение времени t_c , называемого длительностью спада импульса, заряд в базе продолжает убывать, уменьшаясь от $Q_{гр}$ до нуля. Изменение заряда также происходит по экспоненциальному закону, но с постоянной времени τ_β , причем экспонента стремится к некоторому отрицательному уровню $I_{62} \tau_\beta < 0$. Коллекторный ток в активном режиме пропорционален заряду и изменяется от величины $I_{кн}$ до $I_{к0} \approx 0$. В момент t_5 транзистор переходит в режим отсечки, и восстанавливается большая величина его входного сопротивления. Заметим, что ток базы при этом убывает до $I_{60} = (-)I_{к0}$ не скачком, а по мере перезаряда барьерных емкостей эмиттерного и коллекторного перехода, которые в проведенном анализе не учитывались. По окончании данного процесса на базе установится исходное положительное напряжение.

4.2.3. Определение длительности переходных процессов в ключе ОЭ

Поскольку изменение заряда в базе транзистора на всех этапах переходных процессов в схеме происходит по «классическому» экспоненциальному закону, характерному для закона изменения параметров во время

переходных процессов в электрических цепях постоянного тока первого порядка, искомые длительности могут быть найдены по известной формуле (начало отсчета $t = 0$ – момент начала рассмотрения процесса)

$$\Delta t = \tau \ln \frac{Q(0) - Q(\infty)}{Q_k - Q(\infty)}, \quad (32)$$

где τ – постоянная времени экспоненты на рассматриваемом этапе;

$Q(0)$ – величина заряда в момент начала отсчета ($t = 0$);

$Q(\infty)$ – величина заряда, к которой стремится экспонента ($t = \infty$);

Q_k – величина заряда в момент отсчета (конечная).

Длительность фронта t_ϕ равна интервалу времени, в течение которого заряд нарастает от нуля до $Q_{гр}$, стремясь к значению $I_{\delta 1} \tau_\beta$. Таким образом, $Q(0) = 0$; $Q(\infty) = I_{\delta 1} \tau_\beta$; $Q_k = Q_{гр} = I_{\delta н} \tau_\beta$. Подставив эти значения в (32), найдем:

$$t_\phi = \tau_\beta \ln \frac{I_{\delta 1}}{I_{\delta 1} - I_{\delta н}} = \tau_\beta \ln \frac{S}{S - 1}, \quad (33)$$

где $S = I_{\delta 1} / I_{\delta н}$ – степень насыщения транзистора.

Длительность времени рассасывания t_p равна времени, в течение которого заряд, стремясь к уровню $I_{\delta 2} \tau_n$, уменьшается от стационарного значения $Q_{ст} = Q(0)$ до значения $Q_{гр}$. Процесс рассасывания избыточного заряда происходит с постоянной времени τ_n . Следовательно, $Q(0) = I_{\delta 1} \tau_n$; $Q(\infty) = I_{\delta 2} \tau_n < 0$. $Q_k = I_{\delta н} \tau_\beta$. Отсюда получаем:

$$t_p = \tau_n \ln \frac{I_{\delta 1} + |I_{\delta 2}|}{I_{\delta н} + |I_{\delta 2}| \tau_\beta / \tau_n} \cong \tau_\beta \ln \frac{I_{\delta 1} + |I_{\delta 2}|}{I_{\delta н} + |I_{\delta 2}|} \quad (\text{при } \tau_n \approx \tau_\beta). \quad (34)$$

В частном случае, при $I_{\delta 2} = 0$ (источник запирающего напряжения отсутствует) из (34) следует

$$t_p' = \tau_n \ln \frac{I_{\delta 1} \tau_n}{I_{\delta н} \tau_\beta} \cong \tau_n \ln S. \quad (35)$$

Длительность спада t_c равна времени, в течение которого заряд от уровня $Q(0) = Q_{гр}$ уменьшается до нуля. Транзистор на этом временном интервале работает в активном режиме, и его постоянная времени равна τ_β

Аналогично предыдущему получаем

$$t_c \cong \tau_\beta \ln \frac{I_{бн} + |I_{б2}|}{|I_{б2}|} \quad (36)$$

При $I_{б2}=0$ (*внешний запирающий сигнал отсутствует*), задаваясь уровнем $Q_k=0,1Q_n$, имеем

$$t_c^! \cong \tau_\beta \ln 10 \cong 2,2 \tau_\beta. \quad (37)$$

4.3. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ

Анализ процессов переключения простейшего ключа показывает, что для уменьшения времени включения транзистора необходимо увеличить величину отпирающего тока $I_{б1}$, т.е. степень насыщения прибора S . Однако при этом возрастает избыточный заряд в базе $Q_{изб}=Q_{ст} - Q_{гр}$, что влечет за собой увеличение времени рассасывания t_p , т.е. увеличение времени задержки выключения. Таким образом, схеме простейшего ключа свойственно противоречие при выборе S , и быстродействие данной схемы принципиально не может быть очень высоким. Для повышения быстродействия ключевых каскадов применяют различные схемные способы, способствующие увеличению скорости изменения заряда в базе на всех этапах переключения транзистора. По существу все схемные решения ускорения переходных процессов в ключе сводятся к получению формы базового тока, подобной изображенной на рис. 8. Действительно, для сокращения всех трех показателей переходного процесса: t_f , t_p , t_c – необходимо, чтобы прямой ток базы при включении и обратный ток базы при выключении имели короткие выбросы, способствующие быстрейшему накоплению и рассасыванию заряда. В стационарном же состоянии после включения ток базы должен обеспечить режим транзистора на грани насыщения или с заходом в насыщение настолько, чтобы при наихудшем сочетании отклонений параметров схемы транзистор не перешел в активный режим.

4.3.1. Транзисторный ключ с ускоряющим конденсатором

Наиболее просто задача получения требуемой формы базового тока (рис. 8) решается путем введения в схему дополнительного элемента – ускоряющего (форсирующего) конденсатора. Схема такого ключа и диаграммы переходных процессов в ней представлены на рис. 9 а, б – соответ-

ственно. Здесь резистор R_6 разделен на два резистора R_1 и R_2 (причем $R_1 \ll R_2$) и параллельно R_2 включен ускоряющий конденсатор C_ϕ .

Рассмотрим процессы в схеме, полагая, что на входе действует разнополярное прямоугольное напряжение (меандр) с длительностью импульса $t_{и}$.

При действии положительной полуволны $U_{вх}^+ = E_2$ транзистор заперт. В его базовой цепи протекает ток $I_{к0}$, создавая на резисторе R_2 падение напряжения $I_{к0} \cdot R_2$. Напряжение на ускоряющем конденсаторе C_ϕ с полярностью, указанной на рис. 9, а без скобок, равно напряжению на R_2 , т.е.

$$U_{C0} = I_{к0} R_2. \quad (38)$$

Отрицательная полуволна $U_{вх}^- = E_1$ отпирает транзистор. После скачка входного напряжения базовый ток транзистора ограничен только значением сопротивления R_1 (в момент t_1 – рис. 9, б):

$$I_{б1\max} = \frac{E_1 + U_{C0}}{R_1 + r_{бн}} \cong \frac{E_1}{R_1}, \quad (39)$$

где $r_{бн} \ll R_1$ – сопротивление базы открытого транзистора.

Конденсатор C_ϕ начинает перезаряжаться, стремясь к установившемуся уровню напряжения (полярность на рис. 9, а в скобках):

$$U_{C\text{уст}} = -\frac{E_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \quad (40)$$

Поскольку резисторы R_1 и R_2 через внутреннее сопротивление источника входного сигнала $R_r \approx 0$ и входное сопротивление открытого транзистора $r_{бн} \approx 0$ включены параллельно, постоянная времени перезаряда составляет:

$$\tau_{C1} \cong C_\phi \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \quad (41)$$

По мере перезаряда конденсатора базовый ток транзистора уменьшается с той же постоянной времени, стремясь к значению

$$I_{\text{б1уст}} \cong \frac{E_1}{R_1 + R_2}. \quad (42)$$

Через время установления $t_y \approx 3\tau_{C1}$ имеем: $i_6 = I_{\text{б1уст}}$ ($t = t_2$ – рис.9, б).

Для того, чтобы после окончания переходных процессов транзистор оставался в режиме насыщения, необходимо обеспечить неравенство

$$I_{\text{б1уст}} = I_{\text{б1}} > I_{\text{бн}}, \quad (43)$$

однако превышение значения $I_{\text{б1уст}}$ уровня $I_{\text{бн}}$ может быть небольшим.

Следовательно, включение транзистора осуществляется большим базовым током $I_{\text{б1max}}$ (степень насыщения $S_{\text{max}} = I_{\text{б1max}}/I_{\text{бн}}$ – велика), а непосредственно перед выключением базовый ток и соответствующая ему степень насыщения $S_{\text{уст}}$, определяющие избыточный заряд в базе, невелики.

После изменения полярности входного сигнала на положительную ($t = t_3$ – рис.9, б), напряжение на конденсаторе $U_{C_{\text{уст}}}$ будет складываться с $U_{\text{вх}}^+ = E_2$, увеличивая запирающий ток базы:

$$I_{\text{б2max}} \cong -\frac{E_2 + U_{C_{\text{уст}}}}{R_1}. \quad (44)$$

Таким образом, процесс выключения транзистора также ускоряется. Перезаряд конденсатора и снижение запирающего базового тока вначале происходят с той же постоянной времени τ_{C1} , что и при включении ключа. Однако, после запирающего эмиттерного перехода входное сопротивление транзистора резко возрастает, прерывая путь тока. Поэтому дальнейший разряд конденсатора осуществляется, в основном, через сопротивление R_2 с изменившейся постоянной времени: $\tau_{C2} \cong C_{\text{ф}}R_2 > \tau_{C1}$.

Величина емкости ускоряющего конденсатора выбирается из следующих соображений. С одной стороны, величина $C_{\text{ф}}$ должна быть достаточно большой для обеспечения значительного превышения базового тока над установившемся значением в течение всего времени включения транзистора. С другой стороны, необходимо, чтобы ток конденсатора успел уменьшиться до нуля (т.е. переходный процесс перезаряда $C_{\text{ф}}$ успел завершиться) за время действия отрицательной полуволны $U_{\text{вх}}^-$, т.е. $3\tau_{C1} \leq t_{\text{и}}$. И, наконец, третье требование: в течение длительности запирающей положительной полуволны $U_{\text{вх}}^+$ конденсатор должен успевать перезаряжаться

до $U_{C0} \approx 0$, т.е. должно выполняться: $3\tau_{C2} \leq t_{и}$. С учетом последнего, более жесткого, неравенства величину C_{ϕ} выбирают из условия:

$$C_{\phi} \leq \frac{t_{и}}{3R_2}. \quad (45)$$

Недостаток, присущий схеме простейшего ключа: большая задержка выключения – в рассмотренном устройстве ослаблен, но не устранен, поскольку перед выключением транзистор находится в насыщении, и процесс выключения начинается с этапа рассасывания неосновных носителей.

4.3.2. Транзисторный ключ с нелинейной отрицательной обратной связью

Для устранения этапа рассасывания, а, следовательно, и задержки выключения, необходимо создать транзистору во включенном состоянии не насыщенный, а **близкий к насыщенному активный режим работы**. Схемы, реализующие этот принцип, называются ненасыщенными ключами. Непосредственно активный режим работы транзистора в ключевых схемах не используют вследствие сильной зависимости выходных параметров каскада от коэффициента усиления транзистора, температуры и т.д. Для стабилизации выходного напряжения ненасыщенных ключей применяют цепи нелинейной обратной связи.

Принципиальная схема ключевого каскада на ненасыщенном транзисторе с нелинейной обратной связью приведена на рис. 10, а; диаграммы работы схемы – на рис. 10, б.

В базовую цепь транзистора VT последовательно с резистором R_6 включен дополнительный источник постоянного напряжения $E_0 \approx 1$ В. Между коллектором транзистора и отрицательной клеммой источника включен диод обратной связи VD .

Рассмотрим процессы в схеме, полагая, что на входе действует биполярный прямоугольный сигнал $u_{вх}$ с длительностью $t_{и}$.

Во время действия положительной полуволны $U_{вх}^+ = E_2$ транзистор и диод заперты. На выходе каскада установится напряжение

$$U_{к} = -E_{к} + (I_S + I_{к0})R_{к} \cong -E_{к}, \quad (46)$$

где I_S – обратный ток запертого диода VD .

Напряжение в точке А схемы положительно и составляет:

$$U_A^+ = U_{вх}^+ - (I_S + I_{к0})R_6 \cong U_{вх}^+ = E_2. \quad (47)$$

Модуль запирающего напряжения на диоде («плюс» на катоде)

$$U_D \cong U_{\text{ВХ}}^+ + |E_{\text{К}}|, \quad (48)$$

и на эмиттерном переходе транзистора

$$U_{\text{б}} = U_{\text{А}}^+ + E_0 \cong E_2 + E_0. \quad (49)$$

Пренебрегая обратным током диода I_S , можно считать, что введение дополнительных элементов практически не изменило режим выходной цепи ключа при запертом транзисторе.

С появлением отрицательной полуволны $U_{\text{ВХ}}^- = E_1$ ($t = t_1$ – рис.10, б) транзистор включается, и напряжение на его коллекторе уменьшается как в обычной схеме. Поскольку уменьшение $u_{\text{К}}(t)$ происходит не мгновенно, а с постоянной времени $\tau_{\text{б}}$, в течение времени включения напряжение на коллекторе V_T еще отрицательно, диод VD заперт этим напряжением по аноду и не влияет на величину включающего базового тока

$$I_{\text{б1}} \cong (E_1 - E_0)/R_{\text{б}}. \quad (50)$$

Коллекторный ток возрастает, стремясь к значению $I_{\text{б1}} \cdot \beta$, напряжение на коллекторе $u_{\text{К}}$ с той же постоянной времени $\tau_{\text{б}}$ стремится к нулю. Напряжение в точке А схемы относительно общей шины теперь отрицательно и составляет:

$$U_{\text{А}}^- = -(E_0 + U_{\text{б}}^-) \cong -E_0, \quad (51)$$

где $U_{\text{б}}^-$ – напряжение на базе открытого транзистора.

В процессе включения каскада, когда напряжение $u_{\text{К}}$, уменьшаясь по модулю, т.е. становясь более положительным, превысит уровень $U_{\text{А}}^-$, отпирается диод VD и фиксирует напряжение на коллекторе включенного транзистора ($t = t_2$ – рис. 10, б) на уровне:

$$U_{\text{к0}} = U_{\text{А}}^- - e_0 = -(E_0 + U_{\text{б}}^- - e_0) \cong -E_0, \quad (52)$$

где e_0 – напряжение отсечки («пятка» прямой ветви ВАХ) открытого диода VD , близкое по величине к прямому напряжению на диоде.

Отпирание диода VD приводит не только к фиксации коллекторного напряжения, но и к существенному уменьшению базового тока транзистора. Действительно, после отпирания диода напряжение в точке А (U_A^-) практически не изменилось и по-прежнему определяется равенством $U_A^- = -(E_0 + U_6^-)$. Следовательно, входной ток, протекающий через R_6 , также не изменился:

$$I_{R_6} = I_{61} = \frac{U_{вх}^- - |U_A^-|}{R_6} \cong \frac{E_1 - E_0}{R_6}. \quad (53)$$

Но, если до включения диода весь этот ток замыкался через базу транзистора, то теперь он оказывается равным сумме двух токов – тока базы $I_{61уст}$ и тока диода I_d . Поэтому справедливо:

$$I_{61уст} = I_{R_6} - I_d = I_{61} - I_d, \quad (54)$$

т.е. базовый ток уменьшился на величину тока включенного диода.

После включения VD ($t = t_2$ – рис 10, б) ток в **коллекторной нагрузке** уже не изменяется и составляет:

$$I_{R_k} = \frac{E_k - U_{к0}}{R_k} = const. \quad (55)$$

Однако **ток коллектора** транзистора продолжает нарастать, но уже только за счет увеличения тока через диод VD :

$$i_k(t) = I_{R_k} + i_d. \quad (56)$$

Когда ток диода достигнет установившегося значения $i_d = I_d$ ($t = t_3$ – рис. 10, б), ключевой каскад переходит в статический режим. При этом **коллекторный переход транзистора остается смещенным в обратном направлении**, т.е. транзистор находится **в активном режиме**.

При смене полярности входного сигнала ($t = t_4$ –рис. 10, б) в рассматриваемой схеме также наблюдается время задержки выключения – интервал $t_5 - t_4 = t_3$, однако в данном случае оно обусловлено не временем рассасывания избыточного заряда в базе VT , а временем установления обратного сопротивления диода VD при его запирации. Следовательно, при использовании быстродействующих импульсных диодов можно обеспечить

весьма малые значения t_3 , т.е. высокое быстродействие транзисторного ключа.

При практическом построении ключевых схем использование отдельного источника E_0 , оба полюса которого изолированы от общей шины, вызывает значительные неудобства. Поэтому на практике в качестве напряжения E_0 используют падение напряжения от протекания базового тока на дополнительном резисторе R_0 (рис. 11) или дополнительном диоде VD_2 (рис. 12). Поскольку опорное напряжение E_0 , создаваемое диодом (рис. 12), меньше зависит от колебаний входного тока, чем падение напряжения на резисторе, схема с дополнительным диодом предпочтительнее. Для обеспечения отпираания диода нелинейной обратной связи VD_1 в схеме рис. 12 напряжение отсечки диода VD_2 («пятка» прямой ветви ВАХ) должно быть больше напряжения отсечки диода VD_1 . Это обеспечивается, например, в случае, если диод VD_2 кремниевый, а VD_1 – германиевый.

В современных интегральных схемах широкое применение находят ключи на кремниевых транзисторах, в которых отрицательная обратная связь осуществляется через алюминий-кремниевый диод, известный под названием диода Шоттки. Диод включается непосредственно между коллектором и базой транзистора и, таким образом, шунтирует коллекторный переход (рис. 13). Падение напряжения на открытом диоде Шоттки меньше падения напряжения на обычном р-п-переходе кремниевого транзистора. Поэтому после отпираания диода на коллекторном переходе фиксируется напряжение, которое хотя и смещает этот переход в прямом направлении, но по величине меньше порогового. Следовательно, транзистор практически не насыщается, и время рассасывания t_p близко к нулю. Задержка выключения при этом также отсутствует, т.к. в диоде Шоттки не происходит накопления зарядов, и поэтому он не обладает инерционностью.

5. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

- 5.1. Цель работы.
- 5.2. Результаты выполнения предварительного задания.
- 5.3. Принципиальные схемы исследуемых устройств и программа исследований (кратко).
- 5.4. Осциллограммы переходных процессов, экспериментальные и расчетные значения исследуемых в работе параметров, графики полученных экспериментально и теоретически зависимостей.
- 5.5. Расчет погрешностей.
- 5.6. Выводы.
- 5.7. Ответы на контрольные вопросы по заданию преподавателя.

6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 6.1. Расскажите принцип действия и приведите вольт-амперные характеристики $p-n$ -перехода.
- 6.2. Расскажите принцип действия биполярного транзистора; приведите, с комментариями, его входные и выходные характеристики для схем ОЭ и ОБ.
- 6.3. Укажите полярности напряжения на переходах и структуре транзистора $n-p-n$ -типа для различных режимов работы транзистора.
- 6.4. Приведите выходные характеристики биполярного транзистора в схеме ОЭ. Укажите области, характерные для различных режимов работы прибора.
- 6.5. При каком условии биполярный транзистор будет находиться в режиме глубокой отсечки ($p-n-p$ -типа; $n-p-n$ -типа)?
- 6.6. Какие способы запираания транзистора в ключевом каскаде используются на практике? Почему?
- 6.7. Каков физический критерий перехода транзистора из активного в режим насыщения? Токовый критерий, используемый на практике?
- 6.8. Укажите типовое значение $U_{\text{бн}}$ кремниевого (германиевого) транзистора.
- 6.9. Почему $U_{\text{кн}}$ насыщенного транзистора меньше $U_{\text{бн}}$?
- 6.10. Почему ток $I_{\text{ко}}$ называется обратным тепловым током коллекторного перехода? Что это по физической сути? Какую величину (ориентировочно) имеет данный параметр? Как зависит от температуры?
- 6.11. Приведите «уравнение заряда в базе» биполярного транзистора; раскройте физический смысл всех слагаемых, входящих в уравнение.
- 6.12. Изобразите схему простейшего ключа ОЭ, управляемого последовательностью прямоугольных биполярных импульсов типа «меандр». Поясните назначение всех элементов, входящих в схему.
- 6.13. Приведите схемы замещения ключа для запертого и насыщенного состояний. Получите выражения для напряжения на базе и коллекторе транзистора в этих состояниях.
- 6.14. Что такое «степень насыщения S » транзистора? Каковы рекомендуемые на практике значения S ?
- 6.15. Чем определяется базовый ток насыщенного транзистора? Как рассчитать сопротивление базового резистора $R_{\text{б}}$ для обеспечения степени насыщения $S=3$?
- 6.16. Нарисовать, пояснив, сфазированные диаграммы: а) напряжения $u_{\text{вх}}$; б) тока базы $i_{\text{б}}$; в) напряжения «база-эмиттер» $u_{\text{бэ}}$; г) тока коллектора $i_{\text{к}}$; д) напряжения на коллекторе $u_{\text{кэ}}$; е) заряда в базе $q_{\text{б}}$.
- 6.17. Как по справочным данным определить $\tau_{\text{б}}$ транзистора? Физический смысл этого параметра? Каким образом определяется $\tau_{\text{б}}$ в лабораторной работе?

- 6.18. Рассчитать схему простейшего ключа, обеспечивающего получение следующих параметров: $U_{mk}=10$ В; $I_{кн}=10$ мА и $S = 2$ при $U_{m\text{вх}} = \pm 5$ В.
- 6.19. Что такое: «ток базы насыщения», «граничный заряд» транзистора; «избыточный заряд»? Как определяются?
- 6.20. Какие параметры определяют быстродействие ключа на биполярном транзисторе?
- 6.21. Получите выражения для времени фронта t_{ϕ} , рассасывания $t_{\text{рас}}$, спада $t_{\text{сп}}$ (по указанию преподавателя) для схемы простейшего ключа.
- 6.22. Какое противоречие свойственно схеме простейшего ключа? Пути разрешения этого противоречия?
- 6.23. Как, по Вашему мнению, определить максимально возможную рабочую частоту, с которой может работать транзисторный ключ?
- 6.24. Изобразите, с комментариями, форму базового тока транзистора, являющуюся оптимальной с точки зрения быстродействия.
- 6.25. Приведите схему ключа с форсирующим конденсатором; изобразите форму базового тока и заряда в базе транзистора; поясните принцип действия устройства.
- 6.26. Поясните, как выбираются резисторы и конденсатор в базовой цепи транзистора в схеме ключа с форсирующим конденсатором.
- 6.27. Амплитуда какого тока – включающего или выключающего – больше в схеме ключа с форсирующим конденсатором при входном сигнале типа «меандр»? Почему?
- 6.28. Приведите схему ключа с нелинейной отрицательной обратной связью. В чем основная особенность схемы? Какие достоинства и недостатки такого схемного решения Вы можете назвать?
- 6.29. Поясните принцип действия ключа с нелинейной ОС.
- 6.30. Почему диоды в базовой и коллекторной цепях транзисторного ключа с нелинейной ОС должны быть из разного материала? Уточните, какие именно и куда включаются.
- 6.31. Приведите модификации схем ключа с нелинейной ОС.
- 6.32. Приведите эскизную схему подключения каналов осциллографа, обеспечивающую наблюдение: а) базового тока транзистора; б) коллекторного тока; в) напряжения «коллектор-база» транзистора; г) напряжения «база-эмиттер».
- 6.33. Можно ли измерить базовый (коллекторный) ток транзисторного ключа универсальным цифровым вольтметром? Обоснуйте ответ.
- 6.34. Получите в общем виде формулу для расчета R_{ϕ} , обеспечивающего заданное время t_{ϕ} при известных параметрах остальных элементов схемы.
- 6.35. Получите формулу, определяющую предельную частоту транзистора, при которой обеспечивается получения заданного значения t_{ϕ} .

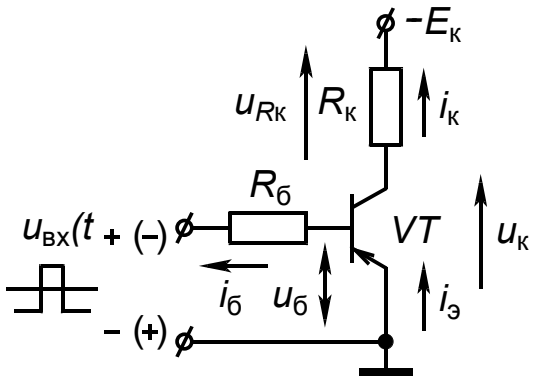


Рис. 1

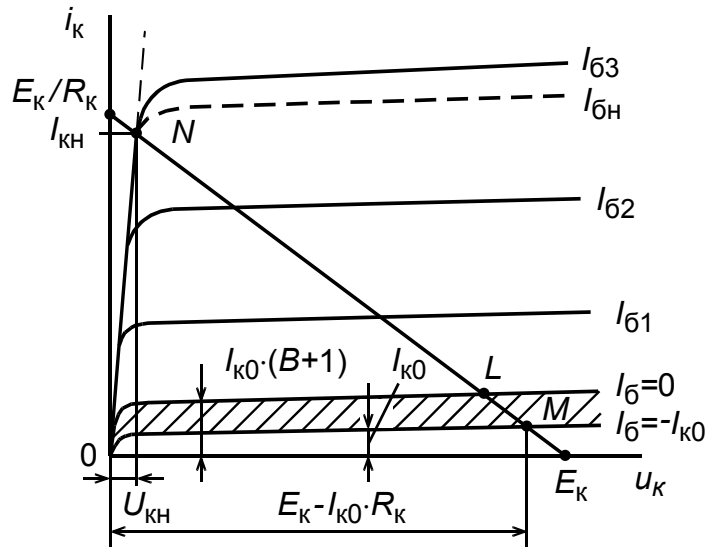


Рис. 2

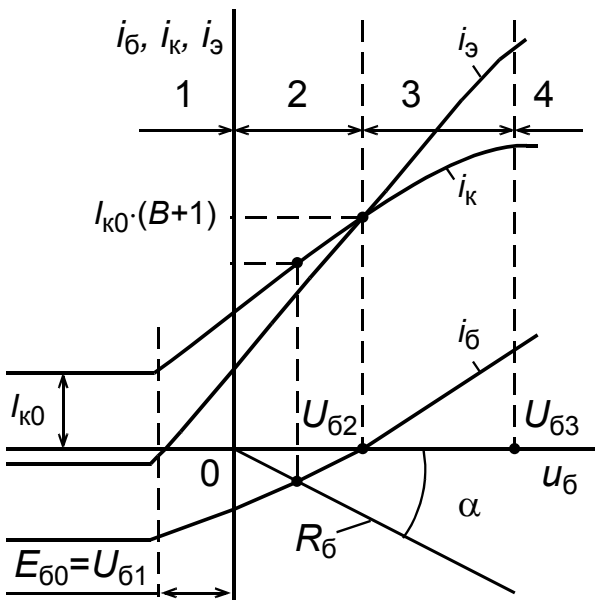


Рис. 3

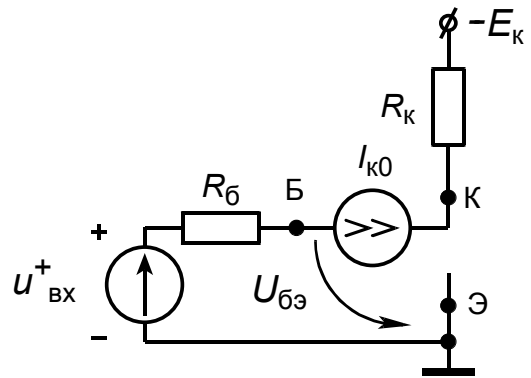


Рис. 4

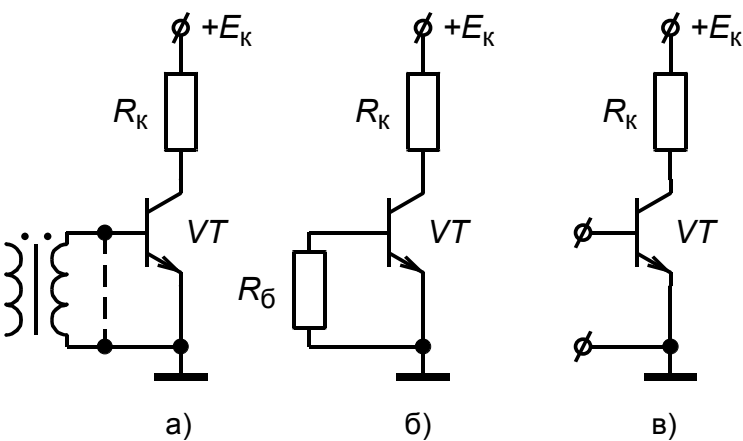


Рис. 5

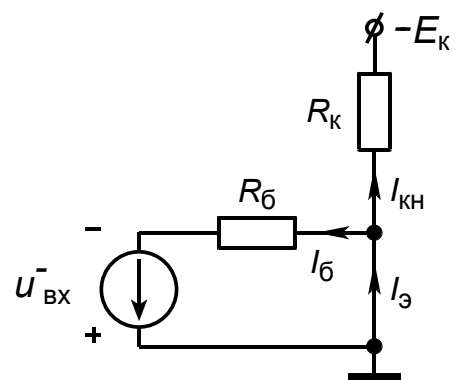


Рис. 6

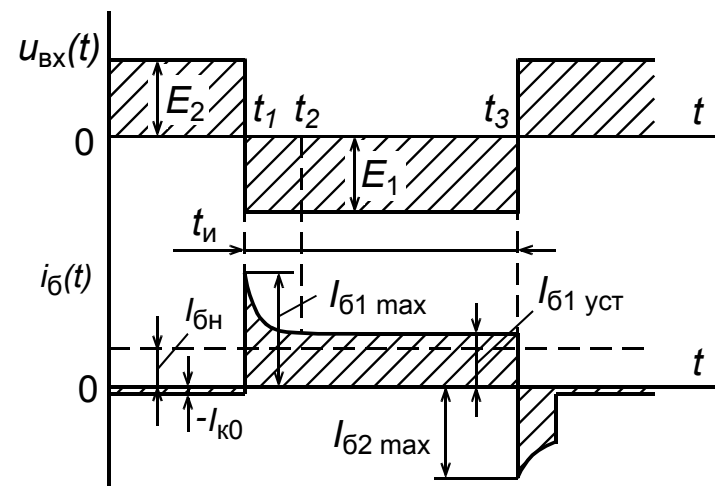
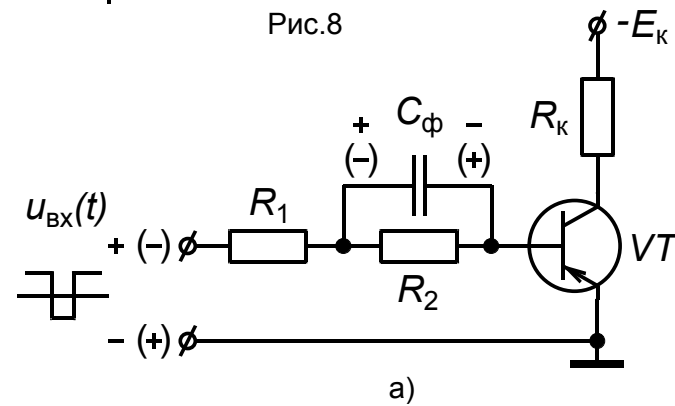
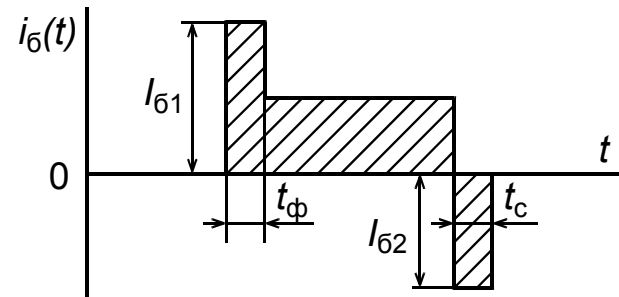
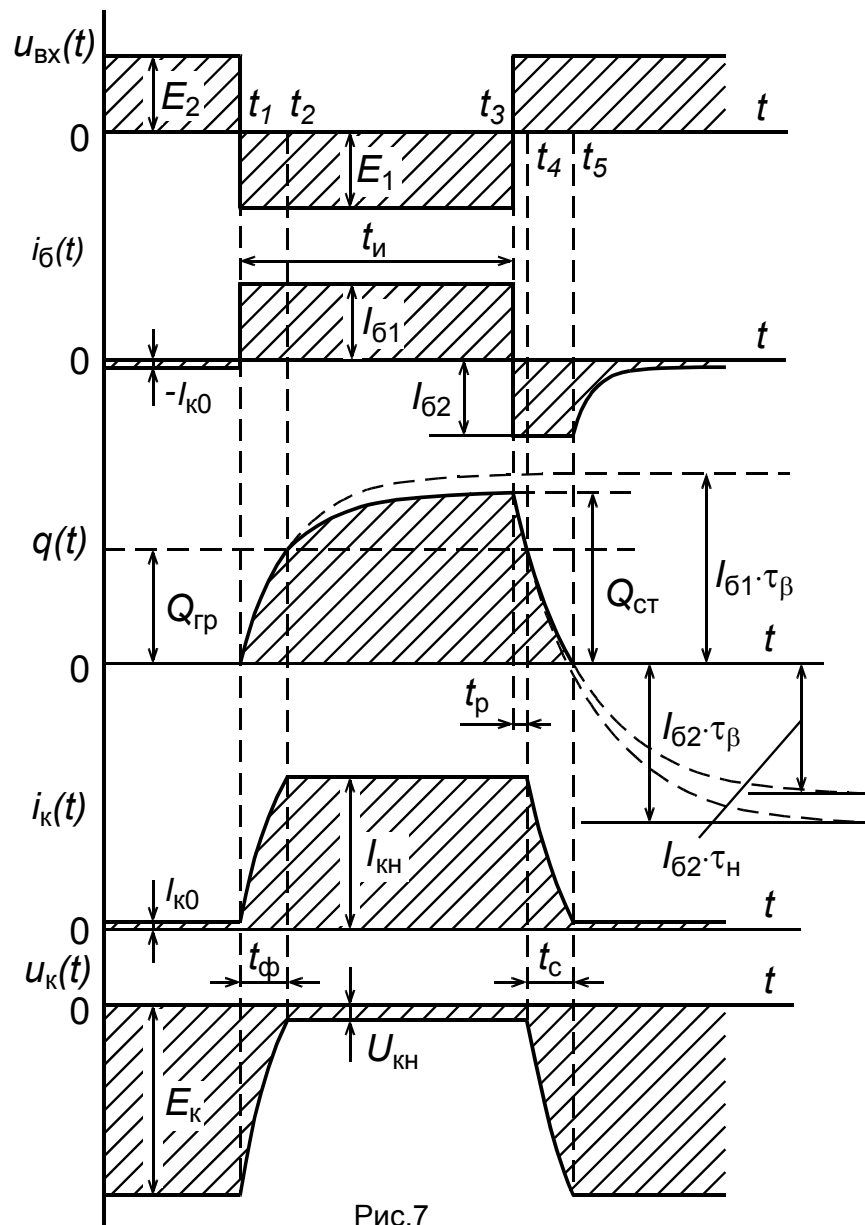
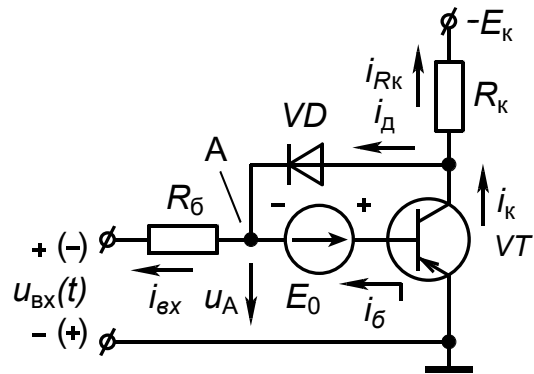
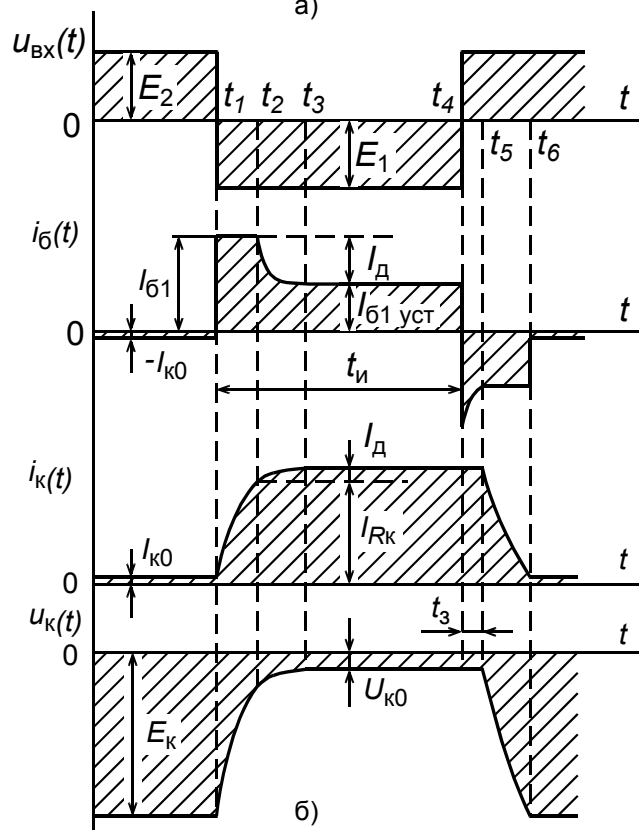


Рис.9



а)



б)

Рис. 10

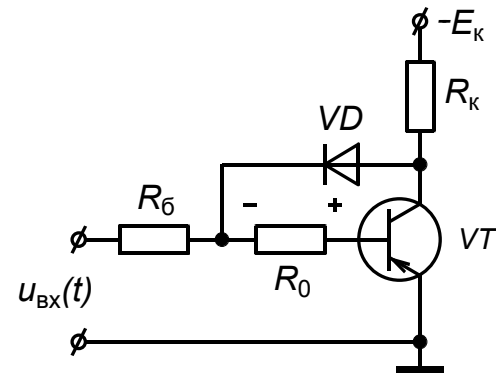


Рис. 11

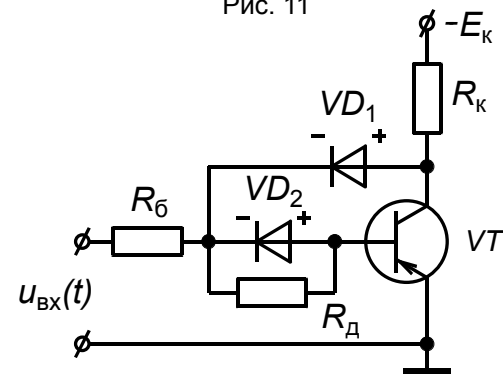


Рис. 12

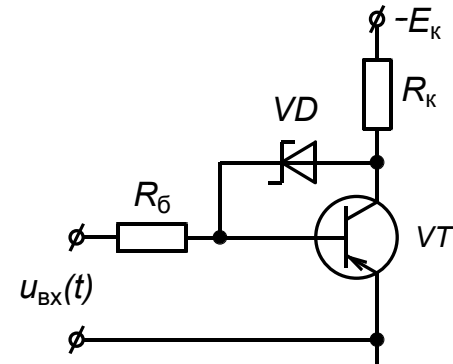


Рис. 13

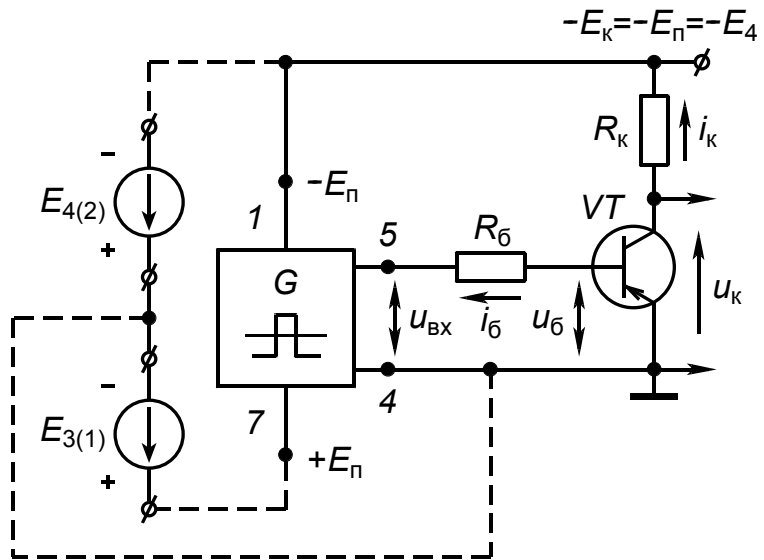


Рис. 14

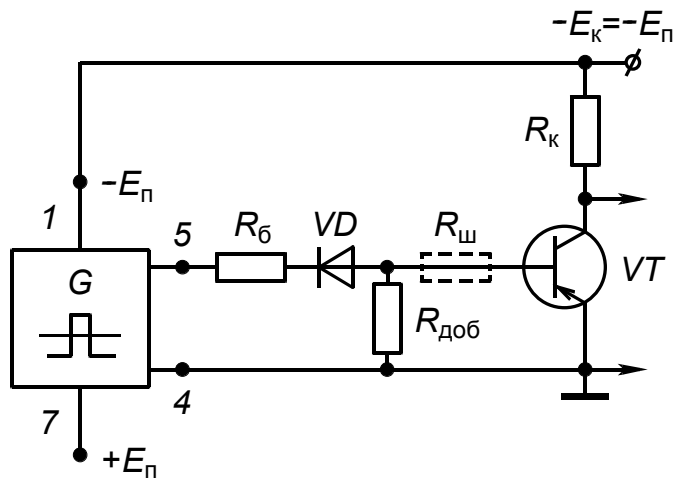


Рис. 15

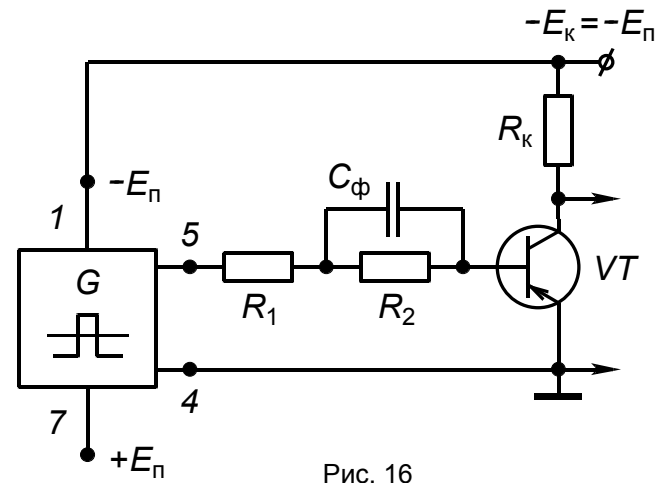


Рис. 16

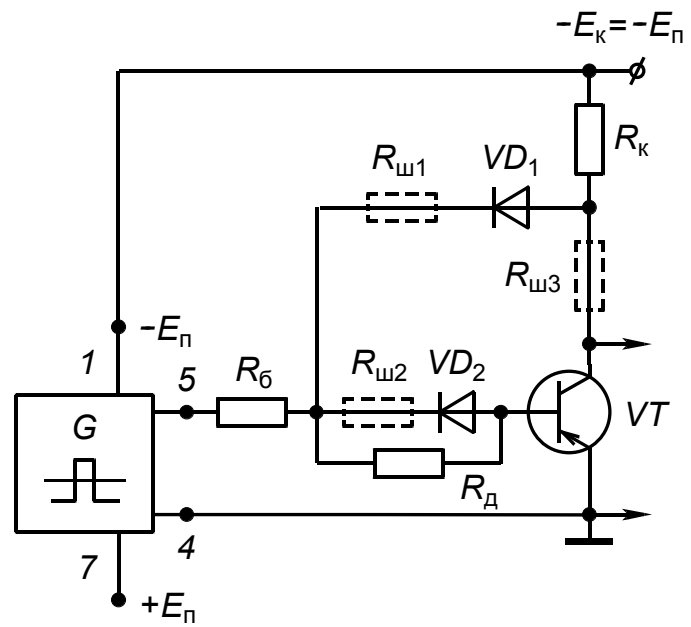


Рис. 17

Учебное издание

ИССЛЕДОВАНИЕ КЛЮЧЕВОГО РЕЖИМА РАБОТЫ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Методические указания к выполнению лабораторной работы
по курсам «Схемотехника», «Электроника» для студентов III курса,
обучающихся по направлению 210100 Электроника и наноэлектроника,
201000 Биотехнические системы и технологии

Составитель

ЯРОСЛАВЦЕВ Евгений Витальевич

**Отпечатано в Издательстве ТПУ в полном соответствии
с качеством предоставленного оригинал-макета**

Подписано к печати _____ 2012. Формат 60x84/16. Бумага «Снегурочка».

Печать XEROX. Усл. печ. л. 1,86. Уч.-изд. л. 1,68


Заказ . Тираж 100 экз.



Национальный исследовательский Томский политехнический университет
Система менеджмента качества

Томского политехнического университета сертифицирована
NATIONAL QUALITY ASSURANCE по стандарту ISO 9001:2008



ИЗДАТЕЛЬСТВО  ТПУ. 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30
Тел./факс: 8(3822)56-35-35, www.tpu.ru