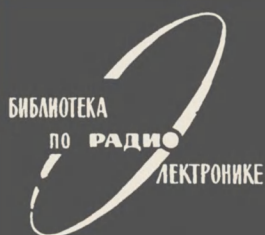


**Л. И. БЯЛИК
В. И. ЯЧЕВСКИЙ**



РАБОТА КЛЮЧЕВЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ КАСКАДОВ ПРИ РЕАЛЬНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ СИГНАЛАХ



«ЭНЕРГИЯ»

**БИБЛИОТЕКА
ПО РАДИО
ЭЛЕКТРОНИКЕ**

Выпуск 65

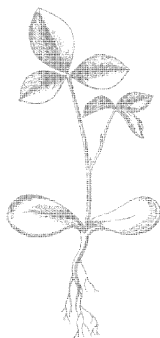
**Л. И. БЯЛИК
В. И. ЯЧЕВСКИЙ**

РАБОТА КЛЮЧЕВЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ КАСКАДОВ ПРИ РЕАЛЬНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ СИГНАЛАХ

Под редакцией Я. С. Ицхоки



МОСКВА «ЭНЕРГИЯ» 1979



Scan AAW

ББК 32.852.3
Б 99
УДК 621.382.3.062.4

Бялик Л. И., Ячевский В. И.

Б 99 Работа ключевых транзисторных каскадов при реальных переключающих сигналах/ Под ред. Я. С. Ицхоки. — М.: Энергия, 1979. — 96 с., ил. — (Б-ка по радиоэлектронике; Вып. 65).

25 к.

В книге приведена методика анализа и технического расчета транзисторного ключа, построенного на современных транзисторах, отличающихся существенным преобладанием емкостной инерционности над инерционностью, обусловленной накоплением заряда в базе. На этой основе анализируются переходные процессы в транзисторных ключах двух основных типов при воздействии реальных переключающих сигналов с различной крутизной их фронта и среза и рассчитываются длительности всех переходных стадий работы ключей. Приведенные семейства графиков иллюстрируют влияние крутизны фронта и среза переключающих сигналов, параметров ключевых схем и режима работы транзисторов.

Книга предназначена для инженеров и работников, занимающихся разработкой радиоэлектронной аппаратуры.

30401-477
Б ————— 210-79 2402020000
051(01)-79

ББК 32.852.3

6Ф0.3

ПРЕДИСЛОВИЕ

В целях повышения быстродействия импульсных и цифровых устройств и по некоторым другим причинам в течение последних десятилетий проявлялась тенденция к оперированию кратковременными импульсами. В результате этого длительности рабочих импульсов переместились с микросекундного диапазона в наносекундный. При столь кратковременных импульсах их форма существенно отличается от прямоугольной. В опубликованных же книгах и справочниках анализ импульсных процессов ограничивается рассмотрением воздействий импульсов в основном прямоугольной формы.

За последние два десятилетия резко изменился характер инерционности транзисторных устройств. Это вызвано тем, что в транзисторах первых поколений преобладающей являлась инерционность, обусловленная накоплением заряда в базе транзистора, в то время как у современных быстродействующих транзисторов преобладающей является емкостная инерционность, обусловленная барьерными емкостями транзистора и емкостью нагрузки.

Отмеченные обстоятельства определяют важность учета формы воздействующих на транзисторные устройства сигналов и вынуждают пересмотреть и уточнить общепринятую до сих пор методику анализа переходных процессов в транзисторных устройствах. Эти вопросы рассматриваются в данной работе.

В гл. 1, написанной Я. С. Ицхоки, обосновывается и излагается методика технического расчета транзисторного ключа при воздействии реальных переключающих

сигналов, учитывающая отмеченные выше особенности. В последующих главах, написанных Л. И. Бялик и В. И. Ячевским, на основе материалов гл. 1 анализируются переходные стадии работы простого ТК и ТК с ускоряющей емкостью. Приводимые по данным выполненного анализа графики иллюстрируют как влияние формы воздействующих сигналов, так и особенности применяемой методики технического расчета ТК. В приложении, написанном редактором, поясняется используемая в книге процедура приближенного выражения корней трансцендентных уравнений по методу Ньютона.

Редактор

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

$C_{\text{диф}}$ — диффузионная емкость транзистора

$C_{\text{к}}, C_{\text{э}}$ — барьерные емкости переходов транзистора (см. рис. 4)

$\bar{C}_{\text{диф}}, \bar{C}_{\text{к}}$ — усредненные значения емкостей в квази-линейной схеме

$C_{\text{н}}$ — емкость нагрузочного элемента

$$C_{\Sigma} = C_{\text{э}} + \bar{C}_{\text{к}} + \bar{C}_{\text{диф}}$$

$E_{\text{см}}$ — источник смещающего напряжения (см. рис. 8)

$E_{\text{к}}$ — эквивалентное напряжение источника коллекторного питания

$e_{\text{и}} = e_{\text{и}}(t)$ — импульсная э. д. с. во входной цепи ТК (см. рис. 8)

$e_{\text{у}} = e_{\text{у}}(t)$ — эквивалентная управляющая э. д. с. во входной цепи ТК (см. рис. 4)

$i_{\text{б}}$ — «чистый» ток базы транзистора (без учета токов барьерных емкостей)

$i_{\text{вх}}$ — входной ток транзистора (см. рис. 4)

$i_{\text{к}}$ — ток коллектора

$I_{\text{к.н}}$ — ток коллектора в режиме насыщения

$$I_{\text{б.н}} = I_{\text{к.н}} / \beta$$

$I_{\text{к0}}^*$ — масштабирующий ток транзистора

$I_{\text{к1}}$ — ток транзистора при «пороговом» напряжении $U_{\text{э1}}$ (см. рис. 7)

Q — заряд базы транзистора

$I_{\text{б.с}} = s I_{\text{б.н}}$ — ток базы в стационарном режиме насыщения с коэффициентом насыщения s

$Q_{\text{гр}} = I_{\text{б.н}} \tau_{\text{б}}$ — граничный заряд базы

$Q_{\text{с}}$ — заряд базы в режиме стационарного насыщения

k — коэффициент ускорения в ТК с ускоряющей емкостью

$$k_{\text{н}} = k_{\text{н}}(s) = \tau_{\text{нс}} / \tau_{\text{б}}$$

$$k_{\text{с}} = s^- / s = \Delta I^-_{\text{б}} / I_{\text{б.н}} \quad [\text{см. (95)}]$$

$r_{б0}=r_{б0}$ — объемное сопротивление базы в ненасыщенном режиме

$r_{б}=r_{б.н}$ — объемное сопротивление базы в режиме насыщения

$R_{и}$ — сопротивление импульсного источника во входной цепи ТК (см. рис. 8)

$R_{к}$ — эквивалентное сопротивление в цепи коллектора

$R_{см}$ — сопротивление резистора в цепи смещающего напряжения (см. рис. 8)

$R_{у}$ — эквивалентное сопротивление управляющей э. д. с. (см. рис. 4)

$R_{ф}$ — формирующее сопротивление во входной цепи ТК (см. рис. 8)

$\bar{R}_{э}$ — среднее значение линеаризованного сопротивления (см. рис. 7)

$s=I_{бс}/I_{б.н}$ — коэффициент насыщения транзистора

$s^-=\Delta I_{-б}/I_{б.н}$

$T_{зад}$ — длительность задержки включения ТК

$T_{зад}^*$ — длительность задержки включения ТК с ускоряющей емкостью

T_p — длительность рассасывания заряда базы насыщенного транзистора

T_p^* — длительность рассасывания заряда базы насыщенного транзистора в ТК с ускоряющей емкостью

$T_{л}(T_{л}^+, T_{л}^-)$ — длительность линеаризованной стадии работы ТК (при отпирании и запираании транзистора)

$u_{н}$ — выходное напряжение ТК (или приращение этого напряжения)

$u_{к}$ — напряжение непосредственно на коллекторном переходе транзистора (или приращение этого напряжения)

$u_{э}$ — напряжение непосредственно на эмиттерном переходе транзистора (или приращение этого напряжения)

$\tilde{u}_{э}, \tilde{u}_{к}, \tilde{u}_{н}$ — приращения напряжений $u_{э}, u_{к}, u_{н}$ относительно их значений $U_{э1}, U_{к1}, U_{н1}$ в момент начала линеаризованной стадии работы ТК

$U_{э1}$ — «пороговое» значение напряжения на эмиттерном переходе (см. рис. 7)

$U_{э}^-$ — напряжение на эмиттерном переходе в состоянии покоя при запертом транзисторе

$U_{э.н}$ — напряжение на эмиттерном переходе при входе транзистора в насыщение, выражаемое формулой (42a)

$U_{эс}$ — напряжение на эмиттерном переходе в стационарном режиме насыщения с коэффициентом насыщения s , выражаемое формулой (53)

$U_{к.н}$ — коллекторное напряжение транзистора (выходное напряжение ТК) в режиме насыщения

$\beta = h_{21э}$ — коэффициент передачи тока базы в схеме с ОЭ

$\theta_y (\theta^+_y, \theta^-_y)$ — постоянная времени управляющего сигнала (при отпирании или запираании транзистора)

θ — постоянная времени входной цепи ТК в стадии задержки включения

θ^* — постоянная времени входной цепи ТК с ускоряющей емкостью в стадии задержки включения

θ_z — постоянная времени, определяемая формулой (143)

$\bar{\theta}_1 = \theta_1 - T_{зап}$ — эквивалентная постоянная времени линеаризованной системы ТК, определяемая формулами (46), (23) и (24) (применительно к методу решения с «запаздывающей функцией»)

$\bar{\theta}^*_1 = \theta^*_1 - T^*_{зап}$ — эквивалентная постоянная времени линеаризованной системы ТК с ускоряющей емкостью (применительно к методу решения с «запаздывающей функцией»)

$\tau_{нс}$ — постоянная времени накопления заряда в базе в стационарном режиме насыщения

τ_n — среднее значение постоянной времени накопления заряда в насыщенной базе в стадии рассасывания заряда базы

τ_β — среднее значение времени жизни носителей в базе в активном режиме работы (до входа транзистора в насыщение)

φ_T — температурный потенциал полупроводника

$+$ — верхний индекс, соответствующий стадиям работы ТК, при которых транзистор отпирается или находится в стационарном отпертом состоянии

$-$ — верхний индекс, соответствующий стадиям работы ТК, при которых транзистор запирается или находится в стационарном запертом состоянии (состоянии покоя)

ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА

1. ОСНОВНЫЕ ПРЕДПОСЫЛКИ

Принципиальная теория транзистора и базирующие на ней методы расчета *транзисторного ключа* (ТК) [1—6] разрабатывались применительно к транзисторам первых поколений. Основное внимание в таких работах уделялось процессу накопления заряда в базе; меньшее внимание уделялось нагрузочной и барьерным емкостям транзистора. Такое положение оправдывалось тем, что в транзисторах первых поколений преобладающее значение имела постоянная накопления заряда в ненасыщенной базе (время жизни неосновных носителей в базе) $\tau_{\beta} \approx \beta \tau_T \gg \theta_C$, где θ_C — постоянная времени, обусловленная емкостной реакцией ТК; $\beta = h_{21э}$ — коэффициент передачи тока базы в схеме с ОЭ; $\tau_T \approx (2\pi f_T)^{-1}$ — среднее время пролета носителей через базу¹. Так, например, для транзистора типа МП39 при сопротивлении нагрузки в цепи коллектора $R_K = 1$ кОм параметр $\eta = \theta_C / \tau_{\beta} \approx 0,2$. Поэтому иногда пренебрегали емкостной реакцией, достигая этим физической прозрачности трактовки процессов в транзисторе [5].

Значительный прогресс в технологии изготовления транзисторов позволил резко уменьшить пролетное время, но при этом возросла удельная величина (на единицу поверхности) барьерных емкостей. В результате параметр η изменился от $\eta \ll 1$ до $\eta \gg 1$. Так, например, для транзистора типа КТ324 при $R_K = 1$ кОм параметр $\eta \approx 10$. Еще больше значение η у транзисторов с часто-

* Более точно $\tau_{\beta} = (1 + \kappa) (\beta + 1) / 2\pi f_{\alpha}$, где f_{α} — граничная частота в схеме с ОБ; κ — коэффициент фазового сдвига [4].

той $f_T > 1 \text{ ГГц}$ (особенно при интегральном исполнении).

Резкое изменение значения η вынуждает пересмотреть общепринятый подход к анализу процессов в ТК. Во-первых, следует оценить допустимость замены распределенных параметров транзистора сосредоточенными. Во-вторых, следует более тщательно определить влияние емкостей на переходный процесс в ТК. Ниже приводятся некоторые результаты выполненного исследования [7].

2. ВЛИЯНИЕ ЗАМЕНЫ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРА СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

1. Для технического расчета ТК наиболее приемлема простейшая эквивалентная схема ТК (*схема нулевого приближения*) с сосредоточенными параметрами C_z , C_K и r_b (рис. 1, а). При такой схеме процессы в ТК описываются дифференциальным уравнением второго порядка. Более сложная схема, изображенная на рис. 1, б (*схема первого приближения*), описывается уравнением третьего порядка. Еще сложнее описываются процессы для *схемы второго приближения* (рис. 1, в) и т. д.

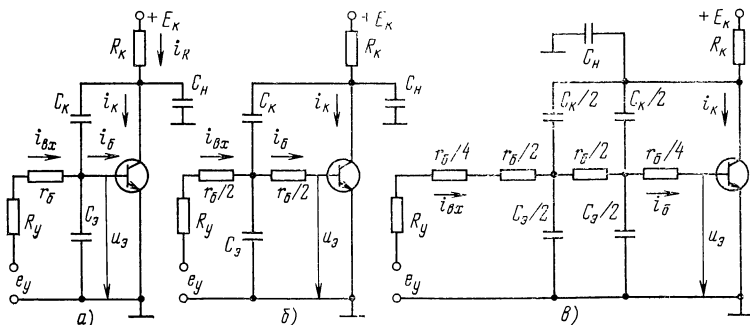


Рис. 1. Эквивалентные схемы ТК разного порядка приближения.
а — $n=0$; б — $n=1$; в — $n=2$.

2. При оценке погрешности анализа переходных процессов в ТК на основе простейших схем в [7] с помощью ЭВМ моделировался переходный процесс в ТК на базе схем различного порядка приближения ($n=0, 1, 2 \dots$). При этом учитывались два соображения: с одной стороны, при сильно выраженной емкостной реакции ТК

может оказаться существенной нелинейная зависимость между напряжением u_3 непосредственно на эмиттерном переходе и током коллектора i_k (рис. 1); с другой стороны, роль процесса накопления заряда Q в базе при $\eta \gg 1$ не является преобладающей. Из этих соображений моделирование процессов в ТК производилось на основе уравнения заряда базы [5, 8, 9], но с учетом нелинейной зависимости между i_k и u_3 :

$$i_k = Q/\tau_T = I_{k0}^* e^{-u_3/\varphi_T}; (\varphi_T = 0,026B); \quad (1)$$

$$i_6 = \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\beta\tau_T} - I_{k0}^* \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) = \tau_T \frac{di_k}{dt} + \frac{i_k}{\beta} - I_{k0}^* \left(1 + \frac{1}{\beta}\right), \quad (2)$$

где i_6 — «чистый» ток базы (не содержит токов барьерных емкостей); I_{k0}^* — масштабирующий ток транзистора (для определенности принято, что в стационарном состоянии при $u_3=0$ ток $i_k = -i_6 = I_{k0}^*$). Связи между током $i_{вх}$ и токами i_k и i_6 устанавливались при моделировании с учетом всех элементов емкостей и объемного сопротивления базы в соответствии со схемами на рис. 1 (соответственно при $n=0, 1, 2 \dots$). Для правильного сопоставления процессов в сравниваемых схемах суммарные значения r_6 , C_3 , C_k и других параметров устанавливались одинаковыми. Зависимость параметров от режима работы не учитывалась. Управляющий сигнал аппроксимировался функцией $e_y = E_y(1 - e^{-t/\theta_y}) \cdot 1(t)$ при разных значениях θ_y . Применительно к транзистору типа КТ324 результаты моделирования сравнивались с экспериментальными данными; в этом случае применялся сигнал с фронтом, активная длительность которого $(t_\phi)_y = 2,2\theta_y = 33$ нс.

3. В схеме любого порядка приближения (в активном режиме работы транзистора) установившийся ток $i_k(\infty) = I_{k\infty} = \beta i_6(\infty)$ не зависит от n (рис. 2). Поэтому оценка погрешности приближения схемы производилась по величине запаздывания t_{3n} в достижении фиксированного уровня тока $i_k = \nu I_{k\infty}$, где $\nu < 1$. Полученные при этом графики зависимостей относительной временной погрешности (при $n=0$ и 1) от отношения R_y/r_6 представлены на рис. 3. Эти графики относятся к транзисто-

ру типа КТ324 ($\beta=25$, $r_6=200$ Ом, $C_3=C_K=2,5$ пФ), причем принималось, что $C_H=10$ пФ и $R_K=0,6$ кОм. Было установлено, что при $R_Y > 0,5r_6$ и $n \geq 2$ погрешность $t_{32}/t_{3\infty} \approx 0$ (с точностью до погрешности моделирования, которая не превышала 1%). Также было установлено,

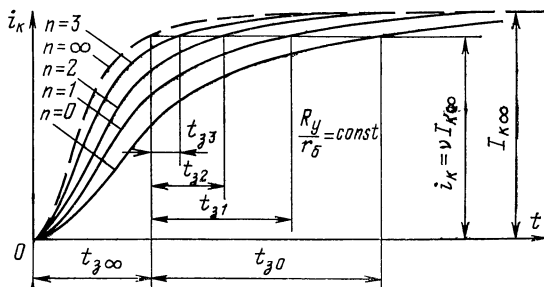


Рис. 2. Временные диаграммы коллекторного тока, соответствующие схемам разного порядка приближения ($n=0, 1, \dots, \infty$).

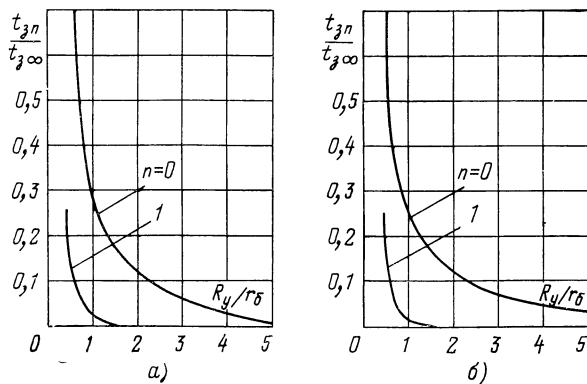


Рис. 3. Зависимость относительной временной погрешности приближений от соотношения сопротивлений входной цепи.

а — для $\nu=0,5$; б — для $\nu=0,9$.

что погрешность $t_{32}/t_{3\infty}$ весьма слабо зависит от относительной высоты уровня ν , при которой она оценивается, если $\nu > 0,4$.

4. Выполненное исследование позволило заключить [7], что при $R_Y > 2r_6$ относительная временная погреш-

ность анализа переходного процесса по упрощенной схеме рис. 1,а (погрешность схемы) менее 15%. При этом приближенный анализ содержит расчетный запас: действительная инерционность меньше расчетной. Для большинства применений расчеты по схеме на рис. 1,а вполне приемлемы. Значительно меньшая погрешность получается при расчетах по схеме на рис. 1,б, но в этом случае анализ более сложен.

3. НЕЛИНЕЙНОЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЕ УРАВНЕНИЕ ТК

1. Рассмотрим ТК, схема которого приводится к эквивалентной схеме на рис. 4. Здесь напряжение E_K и сопротивление R_K — эквивалентные параметры, рассчитанные с учетом подключенного к выходу ТК нагрузочного сопротивления R_H , а также (ради упрощения анализа) объемного сопротивления коллектора $r_K \ll R_K$. Таким образом,

$$\begin{aligned} E_K &= E'_K R_H / (R'_K + R_H); \\ R_K &= (R'_K \parallel R_H) + r_K, \end{aligned} \quad (3)$$

где E'_K и R'_K — напряжение источника питания коллектора и сопротивление резистора в цепи коллектора при $R_H = \infty$. Суммарное сопротивление в цепи базы

$$R_6 = R_y + r_6 = \left| \begin{array}{c} R_6^+ \\ R_6^- \end{array} \right|. \quad (4)$$

Здесь и в дальнейшем верхние индексы «+» или «—» относятся к величинам параметров соответственно при отпирании или запираании транзистора (а также в состоянии покоя). Под r_6 , C_9 и C_K в дальнейшем подразумеваются усредненные значения этих параметров в анализируемой стадии (подстадии) работы ТК [3—6, 10, 11]. В частности, следует различать объемное сопротивление r_6 в активном режиме работы транзистора ($r_6 = r_{60}$) и в режиме насыщения ($r_6 = r_{6,н} < r_{60}$).

2. При малых значениях C_9 и C_K можно приближенно полагать $i_{вх} = i_6$, и если при этом $e_y \gg u_9$ (рис. 4), то с допустимой для многих расчетов погрешностью можно полагать, что ток $i_6 \approx i_{вх} \approx e_y / R_6$ полностью определен заданным законом изменения управляющего сигнала $e_y(t)$. В этом случае ток коллектора описывается линейным

дифференциальным уравнением. Однако при больших значениях емкостей эти рассуждения сомнительны и предпочтителен более осторожный подход к линеаризации процессов в ТК.

Рассмотрим систему нелинейных уравнений, описывающих процессы в ТК (рис. 4) при воздействии управляющего сигнала $e_y(t) > 0$, если при $t < 0$ (в состоянии покоя) $e_y = E_y = 0$, в соответствии с чем и напряжение на эмиттерном переходе в состоянии покоя $U_{э} = 0$.

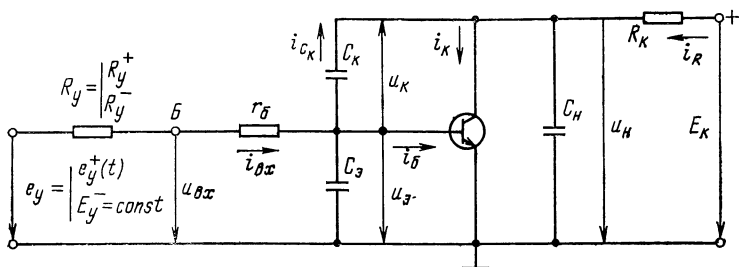


Рис. 4. Эквивалентная схема для расчета переходных процессов в ТК.

Применительно к приращениям всех токов и напряжений (т. е. полагая, что i_{κ} , i_{δ} , u_{κ} , u_{δ} , u_{H} — приращения соответствующих токов и напряжений относительно их значений в момент $t=0$, когда $u_{\text{э}}=0$, а ток коллектора был равен $I_{\kappa 0}^*$) можно записать:

$$u_{\text{э}} = \varphi_T \ln(1 + i_{\kappa}/I_{\kappa 0}^*); \quad (5)$$

$$i_{\delta} = \tau_T \frac{di_{\kappa}}{dt} + \frac{i_{\kappa}}{\beta}; \quad (6)$$

$$i_{\delta} + C_{\text{э}} \frac{du_{\text{э}}}{dt} + C_{\kappa} \frac{du_{\kappa}}{dt} = i_{\text{вх}} = \frac{e_y - u_{\text{э}}}{R_{\delta}}; \quad (7)$$

$$i_{\kappa} - C_{\kappa} \frac{du_{\kappa}}{dt} + C_{\text{H}} \frac{du_{\text{H}}}{dt} + \frac{u_{\text{H}}}{R_{\kappa}} = 0; \quad (8)$$

$$u_{\text{H}} = u_{\text{э}} - u_{\kappa}. \quad (9)$$

Заметим, что согласно уравнениям (5) и (6)

$$\tau_T \frac{di_{\kappa}}{dt} = \tau_T \frac{i_{\kappa}}{\varphi_T} \frac{du_{\text{э}}}{dt} = C_{\text{диф}} \frac{du_{\text{э}}}{dt}, \quad (10)$$

где диффузионная емкость (подключена параллельно $C_э$)

$$C_{\text{диф}} = i_K \tau_T / \varphi_T. \quad (10a)$$

Исключая все переменные, кроме i_K , приходим к нелинейному дифференциальному уравнению относительно приращения тока коллектора:

$$\begin{aligned} & \beta \left\{ \frac{d^2 i_K}{dt^2} \tau_T R_K (C_K + C_H) + \left[\frac{d^2 i_K}{dt^2} - \frac{1}{i_K} \left(\frac{di_K}{dt} \right)^2 \right] R_K \times \right. \\ & \times \frac{\varphi_T}{i_K} C^2 \left. \right\} + \frac{di_K}{dt} \left\{ \beta \tau_T + R_K (\beta C_K + C_K + C_H) + \right. \\ & + \beta \frac{\varphi_T}{i_K} \left[C_K + C_э + \frac{R_K}{R_б} (C_K + C_H) \right] \left. \right\} + \\ & + i_K = \beta i_{\text{вх}} + R_K (C_K + C_H) di_{\text{вх}}/dt, \end{aligned} \quad (11)$$

где

$$C = C_э + \frac{C_K C_H}{C_K + C_H}; \quad i_{\text{вх}} = \frac{e_э - u_э}{R_б}. \quad (11a)$$

Хотя $i_{\text{вх}}$ зависит от $u_э = f(i_K)$, тем не менее члены, выражаемые через $i_{\text{вх}}$ и его производную, перенесены в правую часть, так как иногда полагают ток $i_{\text{вх}}$ заданным. Строго говоря, так можно полагать при $R_б = \infty$. В этом случае уравнение (11) несколько упрощается, так как $(C_K + C_H) R_K / R_б = 0$.

С точностью до правой части уравнения (11) аналогичный вид имеет уравнение, описывающее процессы в ТК при запираании транзистора (после его выхода из насыщения).

3. Уравнение (11) отличается от приводимого в [1—6, 8—15]. Во-первых, в большинстве работ по существу считается заданным входной ток, а переходные процессы описываются линейными дифференциальными уравнениями. Во-вторых, обычно рассматривается воздействие на ТК перепада входного тока $i_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} \cdot 1(t)$; в [12—16], в которых рассматривается влияние формы входного тока, анализ также производится на основе линейного уравнения, но в его правой части безоговорочно отсутствует член, зависящий от производной $di_{\text{вх}}/dt$. В-третьих, влияние емкостей ТК в большинстве работ учитыва-

ется неточно. Наконец, в работах, в которых используется среднее значение сопротивления $r_\phi = \varphi_T / i_K$, либо не указывается способ усреднения (чаще всего), либо усреднение производится излишне громоздко, но отнюдь не точно [12].

4. МЕТОД ТЕХНИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ТК И ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ РАСЧЕТА

1. Анализ уравнения (11), выполненный по данным цифрового моделирования [7], позволил сделать ряд выводов, полезных для обоснования приемлемого метода технического расчета ТК.

Нелинейные члены уравнения (11) заметно проявляются лишь при $i_K < 0,1$ мА, когда $r_\phi = \varphi_T / i_K > 260$ Ом. Особенно сильно влияние нелинейных членов в области микротоков, где r_ϕ велико и резко изменяется от 10^3 — 10^9 до $0,1$ — 1 кОм. Поэтому никакая линеаризация уравнения (11) в этой области неприемлема.

Основной процесс в этой резко нелинейной стадии работы ТК — протекание емкостных токов через барьерные емкости C_ϕ и C_K , причем емкостный ток i_{C_K} замыкается через три элемента: емкость C_H , резистор R_K (ток $i_R < 0$) и транзистор ($i_{C_K} = |i_R| + i_{C_H} + i_K$). Вначале, пока ток i_K ничтожно мал, приращение эмиттерного напряжения u_ϕ нарастает быстрее приращения коллекторного напряжения u_K (рис. 5), но по мере нарастания тока коллектора это положение резко изменяется. Поэтому в некоторый момент t_1 приращение напряжения $u_H = u_\phi - u_K$ достигает максимума (в этот момент ток $|i_R| = |i_H| / R_K$ максимален, но незначителен, так как величина $|u_H|_{\max} \ll u_\phi \approx u_K$), а вскоре после этого, в момент t_2 , достигается равенство $u_\phi = u_K$ и $u_H = 0$. В момент t_1

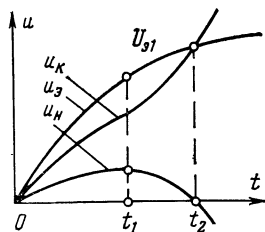


Рис. 5. Временные диаграммы изменения приращений напряжений на емкостях C_ϕ , C_K и C_H в стадии задержки включения

$$\left(\frac{du_H}{dt} \right)_{t=t_1} = \left(\frac{du_\phi}{dt} \right)_{t=t_1} - \left(\frac{du_K}{dt} \right)_{t=t_1} = 0; \quad i_{C_H}(t_1) = 0, \quad (12)$$

и согласно данным моделирования [7]

$$u_K(t_1) = (1 - \varepsilon_1) u_3(t_1); \varepsilon_1 \approx 0,1 - 0,3, \quad (12a)$$

причем большее значение $\varepsilon_1 \approx 0,3$ относится к случаю $C_H = 0$. Следовательно, в момент t_1 емкостный ток

$$i_{CK}(t_1) = C_K \left(\frac{du_K}{dt} \right)_{t=t_1} = i_K(t_1) + \varepsilon_1 \frac{u_3(t_1)}{R_K} \approx i_K(t_1). \quad (12b)$$

2. После момента t_1 (точнее, после момента t_2 , который близок к t_1) нарастание u_3 резко замедляется, в соответствии с чем $du_K/dt \approx -du_H/dt$. Именно в этой области начинается более интенсивное нарастание тока коллектора и изменение приращения напряжения $u_H < 0$

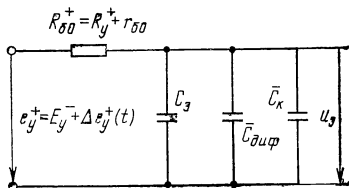


Рис. 6. Эквивалентная «усредненная» (квазилинейная) схема входной цепи ТК для расчета задержки включения.

(поэтому напряжение на выходе ТК, т. е. $E_K + u_H = E_K - |u_H|$, в этой области понижается).

Как показало моделирование [7], в области $u_3 > u_3(t_1) = U_{31}$ линеаризация процессов в ТК вполне приемлема. В области же $u_3 < U_{31}$ не удается достаточно обоснованно сформулировать аналитические выражения процессов в ТК. Тем не менее можно сравнительно просто определить длительность t_1 , в течение которой напряжение на эмиттерном переходе достигает значения $u_3(t_1) = U_{31}$, удовлетворяющего соотношениям (12) — (12б). Это можно сделать из анализа «усредненной» схемы входной цепи ТК (рис. 6).

Из рис. 4 видно, что в соответствии с уравнением (7) входной ток выражается суммой трех токов:

$$i_{вх} = i_{C3} + i_{CK} + i_6 \approx i_{C3} + i_{CK} + i_{диф}, \quad (13)$$

где в соответствии с равенствами (10) и (10а) при выражении тока i_6 из формулы (6) пренебрежено ничтожно малым в этой области током рекомбинации $i_K/\beta \approx 0$. Таким образом, в рассматриваемой стадии работы ТК входной ток транзистора является практически емкостным.

Как показал анализ результатов моделирования [7], весьма точное определение длительности t_1 достигается при замене в равенстве (13) истинных токов, протекаю-

щих через емкости C_K и $C_{\text{диф}}$, некоторыми эквивалентными токами, протекающими соответственно через «усредненные» емкости \bar{C}_K и $\bar{C}_{\text{диф}}$ (рис. 6); при этом приращения зарядов за время t_1 в емкостях C_K и $C_{\text{диф}}$ (в схеме на рис. 4) должны быть соответственно равны приращениям зарядов в емкостях \bar{C}_K и $\bar{C}_{\text{диф}}$ (в схеме на рис. 6).

Условие равенства приращений зарядов в C_K и \bar{C}_K :

$$\begin{aligned} \int_0^{t_1} i_{C_K} dt &= C_K \int_0^{u_K(t_1)} du_K = C_K u_K(t_1) = \\ &= \bar{C}_K u_{\text{э}1}(t_1) = \bar{C}_K U_{\text{э}1}. \end{aligned} \quad (14)$$

Условие равенства приращений зарядов в $C_{\text{диф}}$ и $\bar{C}_{\text{диф}}$:

$$\bar{C}_{\text{диф}} U_{\text{э}1} = \int_0^{t_1} i_{\text{диф}} dt = \tau_T \int_0^{i_K(t_1)} di_K = \tau_T i_K(t_1) = \tau_T I_{K1}, \quad (14a)$$

где приняты во внимание соотношения (6) и (10).

Из равенства (14) с учетом равенства (12a), а также из равенства (14a) следует:

$$\bar{C}_K = (1 - \varepsilon_1) C_K; \quad \bar{C}_{\text{диф}} = I_{K1} \tau_T / U_{\text{э}1}. \quad (15)$$

Эти соотношения позволяют рассматривать цепь с усредненными параметрами (рис. 6) как *квазилинейную* в заданных пределах ($U_{\text{э}0} \leq u_{\text{э}} \leq U_{\text{э}1}$). В соотношениях (15) предполагается, что в состоянии покоя напряжение на эмиттерном переходе $U_{\text{э}0} = 0$, что не обязательно. Более общий случай рассматривается в § 5, п. 6.

3. Напряжение $u_{\text{э}}(t_1) = U_{\text{э}1}$ и ток $i_K(t_1) = I_{K1}$ взаимно связаны соотношением (5):

$$U_{\text{э}1} = \varphi_T \ln I_{K1} / I_{K0}^* \quad \text{или} \quad I_{K1} = I_{K0}^* e^{U_{\text{э}1} / \varphi_T}. \quad (16)$$

Кроме того, согласно равенствам (12a) и (12б)

$$u_K(t_1) = U_{K1} = (1 - \varepsilon_1) U_{\text{э}1}; \quad \varepsilon_1 \approx 0,1 - 0,3; \quad (16a)$$

$$C_K \left. \frac{du_{\text{э}}}{dt} \right|_{u_{\text{э}}=U_{\text{э}1}} = I_{K1} + \varepsilon_1 \frac{U_{\text{э}1}}{R_K} \approx I_{K1}. \quad (16б)$$

Ток $i_K(t_1)=I_{K1}$ может быть найден из формулы (16) (если известно значение I_{K0}^*) или из несколько перестроенной статической входной характеристики транзистора, представленной на рис. 7. Здесь по оси абсцисс должно быть отложено напряжение $u_3=U_3$ непосредственно на эмиттерном переходе ($U_3=U_{BX}-r_6 I_K/\beta$).

Так как в области $u_3 \leq U_{31}$ ток $i_K \leq I_{K1} \ll E_K/R_K$, а при $t > t_1$ ток коллектора нарастает более интенсивно, то

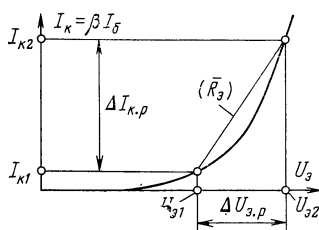


Рис. 7. Статическая характеристика транзистора $I_K = F(U_3)$; $U_3 = U_{BX} - I_K r_6 / \beta$.

длительность t_1 практически выражает длительность задержки включения ТК ($t_1 = T_{зад}$). Определение этой длительности из эквивалентной «усредненной» схемы на рис. 6 при любой форме управляющего сигнала $e_y(t)$ не представляет большого труда.

4. Из цифрового моделирования [7] следует, что в области $u_3 > U_{31}$ ($i_K > I_{K1}$) вполне приемлема аппроксимация нелинейной зависимости $i_K = F(u_3)$, выражаемой функцией (5), линейной зависимостью (см. рис. 7, где $u_3 = U_3$ и $i_K = I_K$)

$$i_K = I_{K1} + (u_3 - U_{31}) / \bar{R}_3 = \bar{F}(u_3). \quad (17)$$

Здесь среднее значение линеаризованного сопротивления (в заданной рабочей области $\Delta U_{3,p} = U_{32} - U_{31}$)

$$\bar{R}_3 = \frac{\Delta U_{3,p}}{\Delta I_{K,p}} = \frac{U_{32} - U_{31}}{I_{K2} - I_{K1}} = \frac{\varphi_T \ln(I_{K2}/I_{K1})}{I_{K2} - I_{K1}}, \quad (18)$$

причем $I_{K2} = F(U_{32}) = \bar{F}(U_{32})$ — наибольший ток коллектора в рабочей стадии при активном режиме работы транзистора.

5. Производя отсчет длительности линеаризованной стадии работы от момента $t = T_{зад}$, т. е. вводя время

$$t' = t - T_{зад}, \quad (19)$$

рассмотрим линеаризованную систему уравнений, получающуюся из системы (5) — (9) при замене логарифмической зависимости (5) зависимостью (17). Кроме того, заменим переменные i_K , u_3 , u_K , u_H , которые представляют приращения величин относительно их значений в мо-

мент $t=0$, приращениями указанных величин относительно их значений в момент $t=T_{\text{зад}}$ ($t'=0$), т. е. относительно величин I_{K1} , $U_{\text{э1}}$, U_{K1} и

$$U_{H1}=U_{\text{э1}}-U_{K1}=\varepsilon_1 U_{\text{э1}} \approx 0. \quad (19a)$$

Иначе говоря, произведем замену переменных на основе равенств:

$$i_K = I_{K1} + \tilde{i}_K; \quad u_{\text{э}} = U_{\text{э1}} + \tilde{u}_{\text{э}};$$

$$u_K = U_{K1} + \tilde{u}_K; \quad u_H = U_{H1} + \tilde{u}_H \approx \tilde{u}_H.$$

В результате придем к системе уравнений (см. рис. 4):

$$\left. \begin{aligned} \tilde{u}_{\text{э}} &= \tilde{i}_K \bar{R}_{\text{э}}; \quad \tilde{u}_H = \tilde{u}_{\text{э}} - \tilde{u}_K; \\ i_{\text{с}} &= \tau_T \frac{d\tilde{i}_K}{dt'} + \frac{I_{K1} + \tilde{i}_K}{\beta}; \\ i_{\text{вх}} &= i_{\text{с}} + C_{\text{э}} \frac{d\tilde{u}_{\text{э}}}{dt'} + C_K \frac{d\tilde{u}_K}{dt'}; \\ I_{K1} + \tilde{i}_K + C_H \frac{d\tilde{u}_H}{dt'} + \frac{\tilde{u}_H}{R_K} - C_K \frac{d\tilde{u}_K}{dt'} &\approx 0. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Применительно к рассматриваемой схеме на рис. 4 входной ток

$$i_{\text{вх}} = i_{\text{вх}}(t') = \frac{e_y(t' + T_{\text{зад}}) - (U_{\text{э1}} + \tilde{u}_{\text{э}})}{R_6}. \quad (20a)$$

Наибольший практический интерес обычно представляет закон изменения выходного напряжения $u_{\text{вых}} = u_H$. Поэтому целесообразно свести систему (20) к уравнению относительно приращения указанного напряжения $\tilde{u}_H = \tilde{u}_H(t')$:

$$\begin{aligned} & \frac{d^2 \tilde{u}_H}{dt'^2} \theta_2 + \frac{d\tilde{u}_H}{dt'} \theta_1 + \tilde{u}_H = \\ & = -\beta R_K \left[i - \bar{R}_{\text{э}} C_K \frac{di}{dt'} + \frac{I_{K1}}{\beta} \right], \end{aligned} \quad (21)$$

где

$$i = \frac{e_y(t' + T_{\text{зад}}) - U_{\text{э1}} - I_{\text{к1}} R_{\text{б}}/\beta}{R_{\text{б}} + \beta \bar{R}_{\text{э}}}; \quad (22)$$

$$\theta_1 = \beta' [\tau_{\text{т}} + R_{\text{к}} C_{\text{к}} + \bar{R}_{\text{э}} (C_{\text{э}} + C_{\text{к}})] + R_{\text{к}} (C_{\text{к}} + C_{\text{н}}); \quad (23)$$

$$\theta_2 = \beta' \tau_{\text{т}} R_{\text{к}} (C_{\text{к}} + C_{\text{н}}) (1 + \delta'); \quad (24)$$

$$\delta' = \frac{\bar{R}_{\text{э}}}{\tau_{\text{т}}} \left(C_{\text{э}} + \frac{C_{\text{к}} C_{\text{н}}}{C_{\text{к}} + C_{\text{н}}} \right) < \frac{\bar{R}_{\text{э}}}{\tau_{\text{т}}} (C_{\text{э}} + C_{\text{к}}); \quad (24a)$$

$$\beta' = \frac{\beta}{1 + \beta \bar{R}_{\text{э}}/R_{\text{б}}}. \quad (25)$$

В формулах (21) и (22) можно пренебречь слагаемыми, порядок малости которых равен $I_{\text{к1}}/\beta$. Отрицательный знак в правой части уравнения (21) обусловлен тем, что в области $t' > 0$ приращение выходного напряжения отрицательно ($\tilde{u}_{\text{н}} < 0$). Поэтому суммарное выходное напряжение

$$u_{\text{вых}}(t') = E_{\text{к}} + U_{\text{н1}} + \tilde{u}_{\text{н}}(t') \approx E_{\text{к}} - |\tilde{u}_{\text{н}}(t')|,$$

так как согласно (12a) и (19a) $U_{\text{н1}} = \varepsilon_1 U_{\text{э1}} \approx 0$.

Следует иметь в виду, что после отпирания транзистора емкость $C_{\text{э}}$ существенно возрастает, но значимость этого ослабляется из-за резкого уменьшения сопротивления $\bar{R}_{\text{э}}$.

Уравнение (21) имеет смысл до входа транзистора в насыщение; следовательно, должно выполняться соотношение

$$u_{\text{вых}}(t') \approx E_{\text{к}} - |\tilde{u}_{\text{н}}(t')| > U_{\text{кн}} \approx 0,5 \div 1 \text{ В}. \quad (26)$$

Приближенные соотношения (26) представлены без учета довольно сложных, но относительно очень кратковременных процессов [длительностью около $r_{\text{к}}(C_{\text{н}} + C_{\text{к}})$, где $r_{\text{к}} \approx 10-50 \text{ Ом}$], возникающих в небольшой окрестности входа транзистора в насыщенное состояние. Но так как $U_{\text{кн}} \approx (0,5-1) \text{ В} \ll E_{\text{к}}$, то соотношения (26) обычно вполне приемлемы. Заметим, что определяемую соотношением (26) область можно рассматривать как область активного изменения выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t') = u_{\text{н}}(t')$.

6. Уравнение (21) отличается от подобных уравнений, приводимых в различной литературе. Во-первых,

в правой части уравнения (21) вместо по существу неверного выражения e_y/R_6 , используемого во многих работах, фигурирует некоторый эквивалентный ток i , который зависит от «порогового» напряжения $U_{э1}$ и (что может быть существенным) также от сопротивления $\beta\bar{R}_э$. К тому же при прямоугольной форме входного сигнала e_y в формуле (22) учитывается влияние задержки включения $t_1=T_{\text{зад}}$ на величину этого сигнала в области $t' > 0$.

Во-вторых, постоянная θ_1 , которая определяет длительность линеаризованной стадии, зависит не просто от β , как это обычно принимается, а от выражаемого формулой (25) коэффициента $\beta' < \beta$; при соизмеримости $\beta\bar{R}_э$ и R_6 это различие может быть существенным.

В-третьих, правая часть (21) содержит член, зависящий от производной входного сигнала; значимость этого проявляется лишь при существенной величине постоянной $\bar{R}_э C_K$. Наконец, вместо неопределенной величины φ_T/i_K в формуле (23) фигурирует сопротивление $\bar{R}_э$, которое достаточно определенно выражается простой формулой (18).

7. В дальнейшем под *длительностью включения* ТК ($T_{\text{вкл}}$) подразумевается суммарное время всего процесса включения ТК, в течение которого подготавливается отпирание транзистора ($T_{\text{зад}}$), а затем происходит его практически полное отпирание, т. е.

$$T_{\text{вкл}} = T_{\text{зад}} + T_{\text{отп}} = T_{\text{зад}} + T^+_{\text{л}}. \quad (27)$$

Длительность $T_{\text{зад}} = t_1$ (*длительность задержки включения* ТК) находится из анализа схемы на рис. 6. Длительность отпирания транзистора $T_{\text{отпир}} = T^+_{\text{л}}$ — длительность интенсивного (активного) изменения приращения выходного напряжения от значения $U_{н1} = \varepsilon_1 U_{э1} \approx 0$ до заданного значения $\tilde{u}_{п}(T^+_{\text{л}}) = \bar{U}_{п2}$. Приращение $\bar{U}_{п2} < 0$ определяет требуемую величину выходного напряжения (см. рис. 4), которое должно удовлетворять соотношению (26):

$$u_{\text{вых}}(T^+_{\text{л}}) = u_{\text{н}}(T^+_{\text{л}}) = U_{н2} = E_K + \\ + \bar{U}_{п2} = E_K - |\bar{U}_{п2}| \leq U_{\text{к.н.}} \quad (27a)$$

Длительность $T^+_{\text{л}}$ находится из решения линеаризованного уравнения (21) (см. § 5).

8. Точность расчета $T^+_{\text{л}}$ из уравнения (21) (при всех известных параметрах ТК) весьма высокая (погреш-

ность менее 2%), если величины $U_{э1}$ и $I_{к1}$ установлены согласно соотношениям (16) — (16б). Однако в некоторых пределах выбор переломной («пороговой») точки $U_{э1}$ не очень критичен. Это иллюстрируется приведенными в табл. 1 данными расчета длительностей $T_{\text{зад}}$ и $T_{\text{л}}^+$ (и относительных погрешностей расчета $\delta T_{\text{зад}}$ и $\delta T_{\text{л}}^+$) по описанной методике при различных значениях $U_{э1}$

Таблица 1

Параметры	Значения параметров при $U_{э1}$, В								
	0,50	0,60	0,65	0,68	0,70	0,71	0,72	0,73	0,74
$I_{к1}$, мА	0,000	0,01	0,07	0,23	0,49	0,72	1,06	1,56	2,27
$C_{\text{диф}}$, пФ	0,000	0,01	0,04	0,10	0,21	0,30	0,44	0,64	0,92
$T_{\text{зад}}$, нс	3,34	4,09	4,47	4,86	5,15	5,32	5,56	5,85	6,20
$\delta T_{\text{зад}}$, %	-2,7	-1,5	-0,7	0	+2,7	+6,2	+11	+21	+39
$C_{к} du_{э}/dt - I_{к1}$, мА	0,35	0,30	0,23	0,04	<0	<0	<0	<0	<0
$R_{э}$, Ом	26,7	17,2	12,5	9,78	7,99	7,16	6,36	5,59	4,86
$T_{\text{л}}^+$, нс	51,9	57,7	60,9	61,4	63,1	62,9	62,1	60,3	57,2
$\delta T_{\text{л}}^+$, %	+19	+8,5	+2,8	+1,4	-2,0	-2,0	-1,8	-0,7	-0,2

[7]. Эти длительности сравнивались затем с соответствующими величинами, найденными из решения нелинейной системы уравнений (5) — (9) с помощью ЭВМ. Расчет производился применительно к транзистору типа КТ324 [при $R_{\text{г}}=800$ Ом, $C_{\text{н}}=10$ пФ, $R_{\text{к}}=600$ Ом, $e_{\text{г}}=1,2(1-e^{-t/\theta_{\text{г}}})$ В, $\theta_{\text{г}}=1$ и 33 нс], причем длительность $T_{\text{л}}^+$ относилась к моменту, в который ток $i_{\text{к}}(T_{\text{л}}^+)$ был равен 8 мА.

Из табл. 1 следует, что оптимальное значение $u_{э}= (U_{э1})_{\text{опт}} \approx (0,68-0,69)$ В. При этих значениях погрешности $\delta T_{\text{зад}} \approx 0$ и $\delta T_{\text{л}}^+ \approx 0$ (при переходе через значение $U_{э1\text{опт}}$ изменяется знак погрешности). Однако в довольно широкой области значений $U_{э1}=0,6-0,71$ В погрешность расчета любой из стадий работы ТК, рассматриваемого в табл. 1, менее 10%. Существенно отметить, что оптимальные значения $U_{э1}$ и $I_{к1}$ не зависят от формы управляющего сигнала, а определяются только статической характеристикой $I_{\text{к}}=F(U_{э})$ транзистора (рис. 7).

Учитывая сравнительно низкую точность построения характеристик $I_{\text{к}}=F(U_{э})$ и значительный разброс таких характеристик (от образца к образцу), при расчетах

можно рекомендовать использовать ориентировочные значения «порогового» напряжения в переломной точке характеристики (рис. 7):

$$u_3(T_{\text{зад}}) = U_{31} \approx \begin{cases} 0,6 \div 0,7 \text{ В для кремниевых} \\ \text{транзисторов;} \\ 0,2 \div 0,3 \text{ В для германиевых} \\ \text{транзисторов.} \end{cases} \quad (28)$$

5. РЕЦЕПТУРА АНАЛИЗА НЕЛИНЕЙНОЙ СТАДИИ РАБОТЫ ТК

(расчет длительности задержки включения ТК)

1. Нелинейная стадия работы ТК охватывает процессы в ТК, протекающие при почти запертом транзисторе (ток коллектора $i_K \leq I_{K1}$). В этой стадии работы, но при выключении ТК, напряжение на эмиттерном переходе снижается от $u_3 = U_{31}$ до $u_3 = U_{-3}$, соответствующего исходному состоянию покоя ТК. При включении ТК напряжение u_3 в этой стадии работы нарастает от U_{-3} до U_{31} , и длительность этого изменения выражает длительность $T_{\text{зад}}$ включения ТК.

Достаточно тщательный расчет длительности $T_{\text{зад}}$ имеет существенное значение при сложной форме управляющего сигнала, так как в этой стадии работы интенсивность сигнала оказывается пониженной, ввиду чего длительность задержки включения ТК получается затянутой.

Переходные процессы в нелинейной стадии работы ТК (при его включении или выключении) достаточно хорошо отображаются процессами в квазилинейной («усредненной») входной цепи транзистора (см. рис. 6). В дальнейшем эти процессы рассматриваются только применительно к процессу включения ТК. Процессы при выключении ТК аналогичны процессам при его включении, но протекают в обратном порядке.

2. Схема реальной входной цепи ТК отличается от схемы на рис. 4, но обычно приводится к этой схеме. В ряде случаев входная цепь ТК строится по схеме, приведенной на рис. 8. Для установки исходной (в состоянии покоя) рабочей точки транзистора служит источник смещающего напряжения $E_{\text{см}} = \text{const}$ (запирающей или отпирающей полярности); в интегральных схемах обычно $E_{\text{см}} = 0$, но иногда $E_{\text{см}} = E_K$. Для управления работой

ТК применяется источник импульсных сигналов $e_{и}$, действующий через выходное сопротивление $R_{и}$. Входная цепь обычно содержит формирующий элемент $Z_{ф}$ чаще всего в виде резистора $R_{ф}$ или диода $D_{ф}$ (для обеспечения нужной помехоустойчивости ТК). Иногда $Z_{ф}$ представляет собой конденсатор $C_{ф}$ (элемент укорачивающей цепи) или конденсатор, шунтируемый резистором $R_{ф}$ (элемент ускоряющей цепи). При применении диода $D_{ф}$ его можно рассматривать как источник противодей-

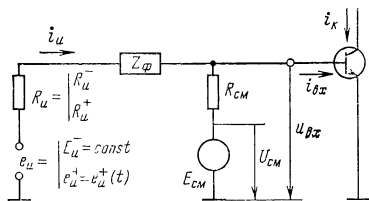


Рис. 8. Типовая схема входной цепи ТК.

ствующей э. д. с. $E_{д.пор}$ (пороговый элемент), обладающий вентиляльным внутренним сопротивлением $R_{д}$ ($R_{д}^- \approx \infty$, $R_{д}^+$ — весьма мало); в этом случае обычно $E_{см} = 0$.

3. Как уже отмечалось, в ряде вариантов построения входной цепи ТК она приводится к эквивалентной входной

цепи, схема которой изображена на рис. 4. Эта входная цепь определяется двумя параметрами: управляющей э. д. с. e_y и сопротивлением R_y , величина и характер которых изменяются при изменении параметров импульсной э. д. с. $e_{и} = e_{и}(t)$ (рис. 8).

Параметры элементов входной цепи (рис. 8) обычно выбирают из условия удовлетворения трем основным требованиям: обеспечения нужной помехоустойчивости ТК; создания нужного рабочего перепада выходного сигнала (или заданного коэффициента насыщения транзистора); создания нужного *обратного управляющего напряжения* (запирающей полярности) для ускорения выхода транзистора из состояния насыщения.

Помехоустойчивость ТК в состоянии покоя определяется значением напряжения $u_0 = U_0$ на эмиттерном переходе (см. рис. 4) при практически запертом транзисторе ($i_{вх} = I_{вх} \approx 0$). Такое напряжение устанавливается выбором надлежащих параметров входной цепи (рис. 8), и если схема этой цепи сводится к эквивалентной схеме на рис. 4, то в состоянии покоя

$$e_y = E_y = U_{вх} = U_0. \quad (29)$$

Значение напряжения $E_{см}$ запирающей полярности иногда устанавливается не из требования обеспечения

помехоустойчивости ТК, а из приведенного выше третьего требования.

4. Для получения нужного изменения выходного сигнала (или заданного коэффициента насыщения транзистора) требуется определенное значение напряжения $u_{э}=U_{э2}$ (или $u_{э}=U_{э3}$). Такое напряжение создается действием импульсной э. д. с. $e_{и}=e_{и}^{+}(t)$ (рис. 8) надлежащей высоты $E_{и}^{+}$ и формы; э. д. с. определяет величину и форму управляющего сигнала $e_y=e_y^{+}(t)$ (рис. 9) и

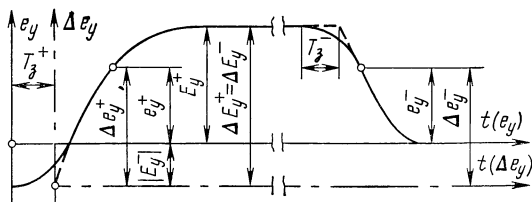


Рис. 9. Типовой управляющий сигнал e_y и его приращение Δe_y относительно исходного уровня E_y .

его перепада $\Delta e_y^{+}(t)=e_y^{+}(t)-E_y$ относительно исходного значения $e_y=E_y=E_y^{-}=\text{const}$ в состоянии покоя.

Для расчета длительности $T_{зад}$, в течение которой напряжение на эмиттерном переходе возрастает на величину

$$\Delta U_{э1}=U_{э1}-U_{э}, \quad (29a)$$

удобно оперировать с приращением $\Delta e_y^{+}(t)$, которое определяет приращение $\Delta u_{э}(t)$ как реакцию квазилинейной входной цепи ТК (см. рис. 6) на воздействие сигнала $\Delta e_y^{+}(t)$ при нулевых начальных условиях.

5. Для иллюстрации связи между параметрами схем на рис. 4 и 8 рассмотрим входную цепь ТК при $Z_{ф}=R_{ф}$ и наличии смещающего напряжения $U_{см}<0$ (рис. 8) запирающей полярности. Положим, что действующая во входной цепи импульсная э. д. с.

$$e_{и}=\begin{cases} E_{и}^{-}=\text{const} \text{ при } t \leq 0 \text{ (часто } E_{и}^{-} \approx 0); \\ e_{и}^{+}=E_{и}^{-}+\Delta e_{и}^{+}(t) \text{ при } t > 0, \end{cases} \quad (30)$$

причем выходное сопротивление этой э. д. с.

$$R_{и}=R_{и}^{-} \text{ при } t \leq 0, \quad R_{и}=R_{и}^{+} \text{ при } t > 0. \quad (30a)$$

Типовыми являются неравенства

$$R_{\text{см}} > R_{\text{ф}} \gg R^+_{\text{н}} \gg R^-_{\text{н}} \approx 0. \quad (31)$$

В исходном состоянии покоя можно полагать, что $i_{\text{вх}} \approx 0$ и $u_{\text{вх}} \approx u_3 = U^-_3$. Отсюда получаем:

$$e_y = E^-_y = U^-_y = \frac{E_{\text{см}}(R_{\text{ф}} + R^-_{\text{н}}) + E^-_{\text{н}} R_{\text{см}}}{R_{\text{см}} + R_{\text{ф}} + R^-_{\text{н}}}, \quad (32)$$

причем

$$R^-_y = (R_{\text{ф}} + R^-_{\text{н}}) \| R_{\text{см}}. \quad (32a)$$

В рабочей стадии

$$e_y = e^+_y = \frac{[E^-_{\text{н}} + \Delta e^+_{\text{н}}(t)] R_{\text{см}} + E_{\text{см}}(R_{\text{ф}} + R^+_{\text{н}})}{R_{\text{см}} + R_{\text{ф}} + R^+_{\text{н}}} \quad (33)$$

и в силу неравенства (31) и равенства (32a) практически

$$R^+_y = (R_{\text{ф}} + R^+_{\text{н}}) \| R_{\text{см}} \approx R^-_y. \quad (33a)$$

Из формул (32) и (33) находим приращение $\Delta e^+_y = e^+_y - E^-_y$:

$$\begin{aligned} \Delta e^+_y(t) &= \frac{\Delta e^+_{\text{н}}(t)}{\gamma^+} + \frac{(E_{\text{см}} - E^-_{\text{н}})(R^+_{\text{н}} - R^-_{\text{н}})}{\gamma^+ \gamma^- (R_{\text{см}} + R_{\text{ф}})} \approx \\ &\approx \frac{\Delta e^+_{\text{н}}(t)}{\gamma^+}, \end{aligned} \quad (34)$$

где учтены неравенства (31) и приняты следующие обозначения:

$$\gamma^+ = 1 + \frac{R_{\text{ф}} + R^+_{\text{н}}}{R_{\text{см}}}; \quad \gamma^- = 1 + \frac{R^-_{\text{н}}}{R_{\text{см}} + R_{\text{ф}}}. \quad (34a)$$

6. Из приближенного выражения (34) следует, что хотя э. д. с. $e_{\text{н}}$ обладает вентильными свойствами, но само это обстоятельство практически не исключает возможность применения метода суперпозиции сигналов при определении приращения $\Delta u_3(t)$, так как приращение управляющего сигнала $\Delta e_y(t)$ практически определяется приращением $\Delta e_{\text{н}}(t)$. Однако рассматриваемая система нелинейна, так как диффузионная емкость зависит от тока коллектора. Путем осреднения значения этой емкости в фиксированной области $0 \leq u_3 \leq U_{31}$ нелинейная система сводилась к квазилинейной (рис. 6) из условия (14a). Однако при любом расширении или сужении этой области следует пересчитывать среднее

значение $\bar{C}_{\text{диф}}$ из условия равенства зарядов, накапливаемых в емкостях $C_{\text{диф}}$ и $\bar{C}_{\text{лпф}}$, т. е. из равенства

$$\bar{C}_{\text{диф}} = \frac{U_{\text{э1}}}{U_{\text{э1}} - U_{\text{э}^-}} \frac{I_{\text{к1}} \tau_{\text{т}}}{U_{\text{э1}}}. \quad (35)$$

При $U_{\text{э}^-} = 0$ формулы (15) и (35) совпадают. Аналогичный пересчет в принципе должен производиться и в отношении значения $\bar{C}_{\text{к}}$.

7. Закон нарастания приращения напряжения $\Delta u_{\text{э}}(t) = u_{\text{э}}(t) - U_{\text{э}^-}$ в «пустой» (при нулевых начальных условиях) квазилинейной цепи (рис. 6) выражается интегралом

$$\Delta u_{\text{э}}(t) = \frac{e^{-t/\theta}}{\theta} \int_0^t e^{\xi/\theta} \Delta e^+_{\text{у}}(\xi) d\xi, \quad (36)$$

где $\Delta e^+_{\text{у}}(t)$ — известный закон изменения приращения управляющего сигнала, и постоянная времени квазилинейной цепи (см. рис. 6)

$$\theta = (R^+_{\text{у}} + r_{\text{б0}}) (C_{\text{э}} + \bar{C}_{\text{к}} + \bar{C}_{\text{диф}}). \quad (37)$$

Длительность задержки включения является корнем уравнения (относительно $t = T_{\text{зад}}$), получаемого из функции (36), если положить в ней

$$\Delta u_{\text{э}}(T_{\text{зад}}) = U_{\text{э1}} - U_{\text{э}^-} = \Delta U_{\text{э1}}. \quad (38)$$

Для расчета следует предварительно найти значение сопротивления $R^+_{\text{б}} = R^+_{\text{у}} + r_{\text{б0}} = R^+_{\text{б0}}$, которое чаще всего определяется исходя из требования получения заданного коэффициента насыщения транзистора (см. § 6). Примеры расчета приводятся в гл. 2 и 3.

6. РЕЦЕПТУРА АНАЛИЗА ЛИНЕАРИЗОВАННОЙ СТАДИИ РАБОТЫ ТК

(расчет длительности отпирания транзистора)

1. Линеаризованная стадия работы ТК охватывает процессы в ТК, протекающие при активном режиме работы транзистора и токе коллектора $i_{\text{к}} > I_{\text{к1}} (u_{\text{э}} > U_{\text{э1}})$. Ограничимся рассмотрением метода анализа процесса в ТК, возникающего при отпирании транзистора. Этот процесс определяет длительность $T_{\text{отпир}} = T^+_{\text{л}}$ практически полного отпирания транзистора (чаще всего до

момента входа транзистора в состояние насыщения). Аналогично анализируется процесс, возникающий при записи транзистора (после выхода его из состояния насыщения), который определяет длительность $T_{\text{запир}} = T_{-л}$ записи транзистора (см. § 12).

2. Длительность $T_{+л}$ линеаризованной стадии работы ТК — длительность, в течение которой приращение выходного напряжения ТК $\tilde{u}_n = \tilde{u}_n(t')$, где $t' = t - T_{\text{зад}}$, изменяется от $\tilde{u}_n(0) = 0$ до любого фиксированного в момент $t' = T_{+л}$ значения $\tilde{u}_n(T_{+л}) = \tilde{U}_{n2}$ ($\tilde{U}_{n2} < 0$); наибольшее значение $|\tilde{U}_{n2}|$ ограничено соотношением (27а). С достаточной точностью процессы в этой стадии описываются линеаризованным дифференциальным уравнением (21), которое с учетом соотношения (12) следует решать при нулевых начальных условиях (для $t' = t - T_{\text{зад}} = 0$).

Операционное изображение функции $\tilde{u}_n(t') \leftrightarrow \hat{u}_n(p)$ имеет вид:

$$-\hat{u}_n = -\hat{u}_n(p) = \frac{\hat{\Phi}(p)}{1 + p\theta_1 + p^2\theta_2^2}. \quad (39)$$

Здесь θ_1 и θ_2^2 выражаются формулами (23) и (24), а

$$\Phi(p) \rightarrow \Phi(t') \approx \beta R_K (i - \bar{R}_o C_K di/dt'), \quad (40)$$

где с учетом временного сдвига (19), смещения (29а), формул (32) — (34) и выражения (22) следует принять (см. рис. 9)

$$i = i(t') \approx \frac{e^+_{y}(T_{\text{зад}} + t') - U_{\text{э1}}}{R^+_{\text{б0}} + \beta \bar{R}_o} = \frac{\Delta e^+_{y}(T_{\text{зад}} + t') - \Delta U_{\text{э1}}}{R^+_{\text{б0}} + \beta \bar{R}_o}; \quad (40a)$$

$$R^+_{\text{б0}} = R^+_{y} + r_{\text{б0}}. \quad (40б)$$

В числителе дроби (40а) пренебрежено весьма малым слагаемым $I_{K1} R_{\text{б}}/\beta$.

3. Высота сигнала $e^+_{y}(t')$ и величина $R^+_{\text{б0}}$ устанавливаются с учетом соображений, изложенных в § 5. Но этому должно предшествовать определение сопротивления \bar{R}_o . Точное определение значения \bar{R}_o из формулы (18) затруднено тем, что для этого необходимо располагать значением тока $\tilde{i}_K(T^+_{+л}) = \tilde{I}_{K2}$, который в переходном процессе соответствует приращению напряжения

$\tilde{u}_H(T^+_{\text{л}}) = \tilde{U}_{H2}$. Действительно, из схемы на рис. 4 следует, что

$$\tilde{I}_{K2} \cong -(\tilde{U}_{H2}/R_K) - (C_H + C_K) [d\tilde{u}_H/dt']_{t'=T^+_{\text{л}}}, \quad (41)$$

а закон $\tilde{u}_H(t')$ пока неизвестен. Такое затруднение может быть преодолено, но это целесообразно предпринимать лишь при существенном неравенстве $|\tilde{U}_{H2}| < E_K$ и то лишь в том случае, если точное определение величины $\beta\bar{R}_s$ существенно для определения суммарного сопротивления $R^{+60} + \beta\bar{R}_s$.

В данной работе принимается, что окончание линейаризованной стадии работы ТК определяется моментом $t' = T^+_{\text{л}}$ входа транзистора в состояние насыщения; такой подход соответствует практике технических расчетов ТК. В этом случае при умеренном значении нагрузочной емкости (если длительность $r_K(C_H + C_K)$ пренебрежимо мало, где r_K — объемное сопротивление коллектора) практически можно принять, что в момент $t' = T^+_{\text{л}}$ абсолютная величина приращения выходного напряжения

$$|\tilde{u}_H(T^+_{\text{л}})| = |\tilde{U}_{H2}| \approx E_K - U_{K.H}, \quad (41a)$$

где $U_{K.H} \approx 0,5 \div 1$ В (в зависимости от типа транзистора). В соответствии с таким подходом допустимо в формуле (18) принять:

$$I_{K2} = I_{K.H} \approx \frac{E_K - U_{K.H}}{R_K}. \quad (41б)$$

Отсюда в соответствии с формулой (18) можно записать:

$$\bar{R}_s = \frac{U_{э.н} - U_{э1}}{I_{K.H} - I_{K1}}, \quad (42)$$

где напряжение на эмиттерном переходе при входе транзистора в насыщение.

$$U_{э.н} \approx U_{э1} + \varphi_T \ln(I_{K.H}/I_{K1}). \quad (42a)$$

Еще точнее значение $U_{э.н}$ может быть найдено из статической характеристики транзистора (см. рис. 7).

4. Рассмотрим типовой случай, когда управляющий сигнал $e^+_y(t)$ с точностью до «запаздывания» $T^+_з$ (см.

рис. 9) аппроксимируется функцией $e^+_{\text{y}}(t) = E^-_{\text{y}} + \Delta e^+_{\text{y}}(t)$, причем

$$\Delta e^+_{\text{y}}(t) = \Delta E^+_{\text{y}} (1 - e^{-t/\theta^+_{\text{y}}}) \cdot 1(t). \quad (43)$$

В этом случае согласно (39), (40) и (40a) функция

$$\Phi(t') = A_{\text{y}} (\Delta E^+_{\text{y}} - \Delta U_{\text{эл}}) (1 - \lambda^+_{\text{y}} e^{-t'/\theta^+_{\text{y}}}) \cdot 1(t), \quad (44)$$

где $t' = t - T_{\text{зад}}$, $\Delta U_{\text{эл}}$ выражается формулой (29a) и

$$A_{\text{y}} = \beta R_{\text{к}} / (R^+_{\text{с}} + \beta \bar{R}_{\text{э}}); \quad (44a)$$

$$\lambda^+_{\text{y}} = e^{-T_{\text{зад}}/\theta^+_{\text{y}}} \frac{1 - \bar{R}_{\text{э}} C_{\text{к}}/\theta^+_{\text{y}}}{\Delta E^+_{\text{y}} - \Delta U_{\text{эл}}} \Delta E^+_{\text{y}}. \quad (44б)$$

5. Нахождение оригинала изображения (39) при $\Phi(t')$, выражаемом функцией (44), не представляет принципиальных трудностей, но такой оригинал выражается громоздкой и неудобной для технических расчетов функцией. Поэтому, учитывая обычно выполняемое неравенство $\theta_2^2 \ll \theta_1^2$, целесообразно воспользоваться методом «запаздывающей функции» [17]. Согласно этому методу

$$-\hat{u}_{\text{н}}(p) = \frac{\hat{\Phi}(p)}{(1 + p\bar{\theta}_1)} e^{-pT_{\text{зап}}}, \quad (45)$$

где запаздывание выходного сигнала и эквивалентная постоянная времени «запаздывающей функции» выражаются равенствами:

$$T_{\text{зап}} \approx \theta_2^2/\theta_1; \quad \bar{\theta}_1 \approx \theta_1 - T_{\text{зап}}. \quad (46)$$

Подставляя изображение функции (44) в формулу (45), получаем:

$$-\hat{u}_{\text{н}} = \frac{A_{\text{y}} (\Delta E^+_{\text{y}} - \Delta U_{\text{эл}})}{p} \left[\frac{1}{1 + p\bar{\theta}_1} - \frac{\lambda^+_{\text{y}} p \theta^+_{\text{y}}}{(1 + p\theta^+_{\text{y}}) (1 + p\bar{\theta}_1)} \right] e^{-pT_{\text{зап}}}. \quad (47)$$

Из изображения (47) следует, что при $t' = \infty$ величина $-\tilde{u}_{\text{н}}(\infty) = A_{\text{y}} (\Delta E^+_{\text{y}} - \Delta U_{\text{эл}})$. Однако это реализуется лишь при $|\tilde{u}_{\text{н}}(\infty)| < E_{\text{к}} - U_{\text{к.н}}$. Если же $|\tilde{u}_{\text{н}}(\infty)| \geq$

$\geq E_K - U_{K.H}$, то можно говорить о коэффициенте насыщения транзистора $s \geq 1$, который выражается соотношением

$$s = \frac{A_y (\Delta E_y^+ - \Delta U_{\text{э1}})}{E_K - U_{K.H}} = \frac{\beta R_K}{R^+_{\text{б}} + \beta \bar{R}_{\text{э}}} \frac{\Delta E_y^+ - \Delta U_{\text{э1}}}{E_K - U_{K.H}}. \quad (48)$$

7. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ В РЕЖИМЕ НАСЫЩЕНИЯ

1. При неизменной величине управляющего сигнала $e^+_y = E^+_y = \text{const}$, действующего в цепи базы (см. рис. 4), через некоторое время после входа транзистора в насыщение устанавливается режим стационарного насыщения транзистора, которому соответствует стационарный заряд базы

$$Q_s = I_{\text{бс}} \tau_{\text{нс}} = \text{const}, \quad (49)$$

где $I_{\text{бс}}$ — установившийся ток базы; $\tau_{\text{нс}}$ — постоянная накопления заряда в базе при $Q = Q_{\text{нс}} = \text{const}$.

Току $I_{\text{бс}}$ соответствует стационарный коэффициент насыщения

$$s = \frac{I_{\text{бс}}}{I_{\text{б.н}}} = \frac{I_{\text{бс}}}{I_{K.H}/\beta}. \quad (50)$$

Такое определение соответствует общепринятому определению коэффициента насыщения, удобному при технических расчетах. Заметим в этой связи, что полученное в § 6 выражение (48) практически совпадает с выражением (50), так как

$$\frac{E_K - U_{K.H}}{\beta R_K} = \frac{I_{K.H}}{\beta} = I_{\text{б.н}}; \quad \frac{\Delta E_y^+ - \Delta U_{\text{э1}}}{R^+_{\text{б}} + \beta \bar{R}_{\text{э}}} \approx I_{\text{бс}}. \quad (50a)$$

Однако в принципе правильнее определять коэффициент насыщения из соотношения зарядов в базе, т. е.

$$s_Q = \frac{Q_s}{Q_{\text{гр}}} = \frac{I_{\text{бс}} \tau_{\text{нс}}}{I_{\text{б.н}} \tau_{\text{б}}}, \quad (51)$$

где $Q_{\text{гр}} \approx I_{K.H} \tau_T = I_{\text{б.н}} \tau_{\text{б}}$ — граничный заряд базы, при котором транзистор входит в насыщение; при $\tau_{\text{нс}} = \tau_{\text{б}}$ формулы (50) и (51) идентичны ($s = s_Q$).

2. Сопротивление $R^+_{\text{б.н}} = R^+_{\text{б.н}}$, при котором устанавливается требуемый режим стационарного насыщения, определяется из соотношения

$$R^+_{\text{б.н}} = R^+_y + r_{\text{б.н}} = \frac{E^+_y - U_{\text{эс}}}{I_{\text{бс}}}, \quad (52)$$

где $U_{\text{эс}}$ — установившееся напряжение на эмиттерном переходе, соответствующее стационарному заряду базы Q_s .

Если после входа транзистора в насыщение заряд базы нарастает от граничного значения $Q_{\text{гр}}$ до значения Q_s , то, строго говоря, напряжение на эмиттерном переходе нарастает от значения $U_{\text{э.н}}$, выражаемого формулой (42а), до значения $U_{\text{э.н}} + \Delta U_{\text{эс}} = U_{\text{эс}}$. При оценке величины $\Delta U_{\text{эс}}$ можно полагать, что она примерно пропорциональна логарифму отношения зарядов в базе, т. е.

$$U_{\text{эс}} = U_{\text{э.н}} + \varphi_T \ln \frac{I_{\text{бс}} \tau_{\text{нс}}}{I_{\text{б.н}} \tau_{\text{б}}}. \quad (53)$$

3. Если управляющее напряжение $e^+_y = e^+_y(t) \neq \text{const}$, то ток базы продолжает изменяться и после входа транзистора в насыщение. В этом случае принято говорить о *динамическом коэффициенте насыщения* $s_Q = s_Q(t)$, который по смыслу должен определяться из соотношения зарядов в базе:

$$s_Q = s_Q(t) = \frac{Q(t)}{Q_{\text{гр}}} = \frac{Q(t)}{I_{\text{б.н}} \tau_{\text{б}}}. \quad (54)$$

Впрочем, собственно величина $s_Q(t)$ в технических расчетах не используется.

В дальнейшем предполагается, что длительность воздействия отпирающего сигнала $e^+_y(t)$ настолько велика, что до начала действия запирающего сигнала $e^-_y(t)$ сигнал $e^+_y(t)$ практически устанавливается к некоторому стационарному значению $E^+_y = \text{const}$, после чего также и заряд базы практически устанавливается до стационарного значения $Q_s = I_{\text{бс}} \tau_{\text{нс}} = s I_{\text{б.н}} \tau_{\text{нс}}$. Если эти условия не выполняются, то при расчете длительности рассасывания заряда базы вводится некоторый расчетный запас.

4. При технических расчетах оперируют со *средним значением времени жизни неосновных носителей в базе*

$\tau_p \approx \beta \tau_T$. При этом принимается, что при неизменной температуре величина τ_p одинакова в любом активном режиме — до входа транзистора в насыщение и после выхода из насыщения. В соответствии с этим (ввиду непрерывности изменения заряда базы) следует полагать, что *границный заряд базы, при котором транзистор входит в насыщение или выходит из насыщения, при неизменной температуре одинаков*:

$$Q_{гр} = I_{б.н} \tau_p \approx I_{к.н} \tau_T. \quad (55)$$

Из непрерывности изменения заряда базы также следует, что величина постоянной накопления заряда базы $\tau_{нс}$, соответствующая стационарному режиму насыщения с коэффициентом насыщения s , должна являться функцией s вида

$$\tau_{нс} = \tau_p k_n(s); \quad k_n(s)_{s=1} = 1. \quad (56)$$

Характер функции $k_n(s)$ зависит от класса и типа транзистора. Эта функция изучена слабо. Согласно опытным данным для плоскостных транзисторов (в основном германиевых) производная $dk_n/ds < 0$, а для высокочастотных дрейфовых транзисторов (в основном кремниевых с планарной структурой) производная $dk_n/ds > 0$. Этим требованиям может, в частности, удовлетворить функция вида

$$k_n = k_n(s) = \tau_{нс} / \tau_p = s^{a_n}, \quad (57)$$

где знак показателя степени ($a_n < 0$ или $a_n > 0$) зависит от класса транзистора, а величина показателя — от типа транзистора.

Согласно опытным данным у современных кремниевых высокочастотных транзисторов постоянная k_n в зависимости от величины s изменяется довольно значительно. Простейший вид функции (57) применительно к транзисторам этого типа получается при $a_n = 1$:

$$k_n = k_n(s) = \tau_{нс} / \tau_p = s. \quad (58)$$

5. В процессе рассасывания заряда базы (от стационарного режима насыщения с коэффициентом насыщения s до выхода транзистора из насыщения) реальное

значение постоянной накопления должно изменяться от $\tau_{нс}$ до τ_{β} . При технических расчетах обычно оперируют *со средним значением постоянной накопления* τ_n . Поскольку закономерности изменения постоянной накопления исследованы недостаточно и несистематично, примем в качестве среднего значения постоянной накопления величину

$$\tau_n = \sqrt{\tau_{нс} \tau_{\beta}} = \sqrt{k_n} \tau_{\beta}. \quad (59)$$

При таком соотношении диапазон изменений отношения τ_n/τ_{β} оказывается более *сжатым*, чем диапазон изменений $\tau_{нс}/\tau_{\beta}$.

Используемые в гл. 3 соотношения (58) — (59) для примерных численных расчетов, естественно, нельзя считать обоснованными.

Видимо, более обоснованным является подход, учитывающий известное соотношение

$$Q_{нс} = s I_{б.н} \tau_{нс} = I_{б.н} \tau_{\beta} + (s - 1) I_{б.н} \tau_n. \quad (59a)$$

Отсюда

$$\tau_n = \frac{s \tau_{нс} - \tau_{\beta}}{s - 1}, \quad (59б)$$

где $\tau_{нс} = f(\tau_{\beta}, s)$, причем при $s = 1$ должно выполняться равенство $\tau_{нс} = \tau_{\beta}$. Однако вид функции $f(\tau_{\beta}, s)$ пока неизвестен. Поэтому соотношения (59a) и (59б) обычно на практике не используются.

6. Переходные процессы в стадии рассасывания заряда базы анализируются в последующих главах при условии постоянства напряжения коллекторного питания $E_k = \text{const}$ при неизменном сопротивлении R_k в цепи коллектора. В этом случае допустимо полагать, что ток коллектора насыщенного транзистора и выходное напряжение ТК (коллекторное напряжение транзистора) постоянны:

$$u_n = U_{к.н} = \text{const}; i_k = I_{к.н} = (E_k - U_{к.н}) / R_k = \text{const}. \quad (60)$$

Это позволяет при анализе процесса рассасывания заряда базы пренебречь влиянием емкостных токов ТК и описать эти процессы уравнением заряда базы в его простейшей форме:

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau_n} = i_6(t). \quad (61)$$

Как указывалось, процесс рассасывания заряда базы рассматривается в предположении, что к моменту начала действия на ТК выключающего сигнала транзистор находится в состоянии стационарного насыщения с коэффициентом насыщения s . Более строго следует в уравнении (61) полагать, что $Q=Q(t)$ и $i_b=i_b(t)$ — приращения заряда и тока базы относительно их начальных значений $Q_{нс}$ и $I_{бс}$. Однако обычно под Q и i_b в уравнении (61) понимают полные значения заряда и тока базы. В соответствии с этим уравнение (61) решается при начальном условии

$$Q(0)=I_{бс}\tau_{нс}=sI_{б.н}\tau_{нс}, \quad (62)$$

где момент $t=0$ относится к моменту начала действия выключающего сигнала. При начальном условии (62) уравнению (61) соответствует операционное уравнение

$$\bar{Q}(1+p\tau_{н})=\tau_{н}(\dot{i}_b+sI_{б.н}\tau_{нс}), \quad (63)$$

где

$$\dot{i}_b=\dot{i}_b(p) \rightarrow i_b(t); \quad \bar{Q}=\bar{Q}(p) \rightarrow Q(t). \quad (64)$$

Из решения уравнения (64) находится функция $Q(t)$. Полагая, что при $t=T_p$ заряд базы становится равным *граничному заряду*, выражаемому равенством (55), можно найти длительность T_p рассасывания заряда базы из уравнения

$$Q(t)_{t=T_p}=Q(T_p)=I_{б.н}\tau_p. \quad (65)$$

Так как выходное напряжение ТК в стадии рассасывания заряда базы практически не изменяется, то эту стадию можно рассматривать как *стадию задержки выключения ТК* ($T_p=T_{\text{зад}}^-$) или *стадию подготовки запирания транзистора*. При дальнейшем воздействии запирающего сигнала следует линеаризованная стадия запирания транзистора ($T_{\text{пл}}^- = T_{\text{запир}}^-$), в течение которой ток коллектора снижается от значения $i_{кк}=I_{к.н}$ до небольшой величины $I_{к1}$, определяемой «пороговой» точкой характеристики транзистора (рис. 7). Такое определение запираения транзистора (в смысле практического запираения) является условным, но оно соответствует многим практическим применениям ТК.

В соответствии с указанной терминологией *длительность выключения ТК* определяется суммой:

$$T_{\text{выкл}}=T_p+T_{\text{запир}}^-=T_{\text{зад}}^-+T_{\text{пл}}^-. \quad (66)$$

ТЕХНИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ДИНАМИЧЕСКОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА

8. СХЕМА И ПАРАМЕТРЫ ТК

1. На основе теоретического анализа, приведенного в гл. 1, в данной главе проводится технический расчет длительностей переходных стадий работы транзисторного ключа, схема которого изображена на рис. 10.

Имея в виду достаточно общий случай, положим, что в цепи базы транзистора действует источник запирающего смещающего напряжения $-E_{см} < 0$, величина которого установлена из соображений, изложенных в § 5, п. 3. В этом случае в исходном состоянии ТК (состояние покоя) транзистор заперт, и под воздействием внешнего импульсного сигнала $e_{и} = e_{и}^+(t)$ транзистор отпирается (ТК включается). При применении отпирающего смещающего напряжения (в этом случае обычно $E_{см} = E_K > 0$) транзистор в исходном состоянии покоя отперт (находится в насыщенном состоянии), а при воздействии импульсного сигнала $e_{и} = e_{и}^-(t)$ он запирается (ТК выключается). Методика технического расчета такого ТК подобна рассматриваемой ниже.

Рис. 10. Типовая схема ТК с запирающим смещающим напряжением ($-E_{см} < 0$).

2. Расчеты проводятся применительно к заданным режимам работы ТК, построенного на бескорпусном транзисторе типа КТ324.

Параметры транзистора типа КТ324 ($T^\circ = 20^\circ C$)

Пролетное время, нс	$\tau_T = 1/(2\pi f_T) = 0,3$
Коэффициент передачи тока базы	$h_{21э} = \beta = 25$
Объемное сопротивление базы, Ом	$r_{б0} = 200, r_{б.н} = 100$
Емкости переходов транзистора, пФ	$C_э = C_K = 2,5$
Масштабирующий ток транзистора, А	$I_{K0}^* = 10^{-15}$
Параметры переломной точки статической характеристики транзистора (рис. 7)	$U_{э1} = 0,68 \text{ В}$ $I_{К1} = 0,23 \text{ мА}$

Расчеты производились применительно к численным значениям параметров схемы на рис. 10:

$$C_{\Pi}=5 \text{ пФ}, R_K=1 \text{ кОм}, E_K=12 \text{ В}; \quad (67)$$

принятые значения R_K и E_K установлены с учетом соотношений (3).

Предположим, что импульсная э. д. с., определяющая форму эквивалентного управляющего сигнала $e_y(t)$ (см. рис. 4), с точностью до небольшого запаздывания T^+_{Σ} (см. рис. 9) выражается функцией

$$e_{\Pi} = \left. \begin{aligned} e^{-}_{\Pi} &= E^{-}_{\Pi} \approx 0 \quad (t \leq 0); \\ e^{+}_{\Pi} &= E^{-}_{\Pi} + \Delta e^{+}_{\Pi}(t) \approx \Delta E^{+}_{\Pi} (1 - e^{-t/\theta^{+}_y}) \quad (t \geq 0). \end{aligned} \right\} \quad (68)$$

Такая функция довольно просто и достаточно точно аппроксимирует реально действующие в ТК сигналы, источником которых обычно является другой ТК, подобный рассматриваемому. В соответствии с этим прием $E^{-}_{\Pi} \approx 0$ и положим (рис. 10):

$$R^{-}_{\Pi} \approx 0; R^{+}_{\Pi} = 1 \text{ кОм}; \Delta E^{+}_{\Pi} \approx E^{+}_{\Pi} = 12 \text{ В}. \quad (69)$$

Что же касается постоянной времени θ^{+}_y , то в интересах исследования влияния формы сигнала положим эту величину изменяемой от значения $\theta^{+}_y = 0$ (сигнал с фронтом прямоугольной формы) до некоторого достаточно большого по сравнению с постоянной времени ТК значения.

3. При расчетах в качестве второй варьируемой величины принимался коэффициент насыщения транзистора s . При этом считалось, что за время действия импульса устанавливается *стационарный режим насыщения транзистора* ($s \geq 1$). Соответствующий этому стационарный ток базы

$$i_{\phi} = I_{\phi s} = s I_{\phi.н} = s \frac{I_{K.н}}{\beta} \approx s \frac{E_K - U_{K.н}}{\beta R_K} \quad (70)$$

обеспечивался выбором надлежащих сопротивлений R_{ϕ} и $R_{см}$, а величина источника $-E_{см}$ устанавливалась из условия получения требуемого значения входного напряжения $U^{-}_{вх} = U^{-}_{\Sigma}$ запертого транзистора (в состоянии покоя) при принятой (заданной) величине коэффициента γ^{+} , который выражается формулой (34а).

Таким образом, из соотношений (32), (33а), (34), (34а) и (52) с учетом принятых равенств $E^-_{и} \approx 0$ и $R^-_{и} \approx 0$ получаем:

$$\gamma^+ - 1 = \frac{R_{\phi} + R^+_{и}}{R_{см}}; \quad E_{см} = \left(1 + \frac{R_{см}}{R_{\phi}}\right) U^-_{э}; \quad (71)$$

$$R^+_{у} = R^+_{б.н} - r_{б.н} = \frac{\gamma^+ - 1}{\gamma^+}; \quad R_{см} = \frac{E^+_{у} - U_{эс}}{sI_{б.н}} - r_{б.н}; \quad (72)$$

$$E^+_{у} = \Delta E^+_{у} \approx \frac{\Delta E^+_{и}}{\gamma^+}. \quad (73)$$

Из формул (71) и (73) видно, что с уменьшением коэффициента $\gamma^+ (\gamma^+ > 1)$ возрастает сопротивление $R_{см}$, что благоприятно в отношении повышения эффективности воздействия импульсного источника $e^+_{и}(t)$. Однако одновременно быстро повышается величина $E_{см}$, нужная для получения требуемого значения $U^-_{э}$. Поэтому практически можно рекомендовать значение

$$\gamma^+ = 1,5 \div 2. \quad (73а)$$

Согласно (42а) и (53) используемое в формуле (72) напряжение на эмиттерном переходе транзистора в режиме стационарного насыщения

$$U_{эс} = U_{э1} + \varphi_T \ln \frac{I_{к.н}}{I_{к1}} + \varphi_T \ln \frac{s\tau_{нс}}{\tau_{\beta}}, \quad (74)$$

где $I_{к1}$ — параметр транзистора; $\tau_{\beta} = \beta \tau_T$, а $\tau_{нс}$ — постоянная времени накопления в режиме стационарного насыщения. Применительно к транзистору КТ324 можно ориентировочно принять

$$\tau_{нс} = k_n \tau_{\beta} \approx s \tau_{\beta}. \quad (75)$$

Впрочем, точный расчет величины $U_{эс} \ll E^+_{у}$ не имеет практического значения.

4. При расчетах учитывались значения (67), (69) и параметры транзистора, а также принятые значения некоторых величин:

$$\begin{aligned} U^-_{э} &= -0,82 \text{ В}; & E^+_{и} &= \Delta E^+_{и} = 12 \text{ В}; \\ \gamma^+ &= 1,5; & U_{к.н} &= 1 \text{ В}. \end{aligned} \quad (76)$$

Расчет неизвестных величин, соответствующих выбранным значениям $s=1 \div 10$, производился в определенном порядке:

- а) из (70) находился ток базы $I_{бс}=sI_{б.н.}$;
- б) из (73) и (74) находились E_y^+ и $U_{эс}$;
- в) из (72) находились R_y^+ , $R_{б.н.}^+$, $R_{б0}^+$ и $R_{см}$;
- г) из (71) находились $R_{ф}$ и $E_{см}$.

Найденные расчетные значения параметров ТК, соответствующие значениям $s=1, 5$ и 10 , приведены в табл. 2.

Т а б л и ц а 2

Параметры	Значения параметров		
	$s=1$	$s=5$	$s=10$
$E_y^+, В$	8	8	8
$I_{бс}, мА$	0,44	2,2	4,4
$U_{эс}, В$	0,78	0,86	0,89
$R_y^+, кОм$	16,3	3,14	1,51
$R_{б.н.}^+, кОм$	16,4	3,24	1,61
$R_{см}, кОм$	48,2	9,42	4,53
$R_{ф}, кОм$	23,1	3,71	1,26
$E_{см}, В$	2,52	2,9	3,75

5. Временные характеристики ТК (длительности переходных стадий ТК) целесообразно нормировать относительно основной постоянной времени $\bar{\theta}_1$, определяющей длительности $T_{л}^+$ и $T_{л}^-$ линейных стадий работы транзистора при его отпирании и запираании. Как следует из формул (45) и (46), постоянная $\bar{\theta}_1$ выражается через величины θ_1 , θ_2^2 , δ' и β' , которые определяются формулами (23)—(25). Но для их применения необходимо предварительно найти эквивалентное линейаризованное сопротивление $\bar{R}_э$, выражаемое в общем случае формулами (18) и (41), а применительно к расчету ТК с насыщающимся транзистором — приближенной формулой (42). Так как величина $\bar{R}_э$, рассчитываемая с использованием соотношений (18) и (41), строго говоря, зависит от коэффициента насыщения s , то величины θ_1 , $T_{зап}$, β' и $\bar{\theta}_1$ также зависят от s (табл. 3), но эти зависимости в большинстве практических случаев слабы.

Вследствие малого значения сопротивления \bar{R}_0 и сравнительно слабого влияния \bar{R}_0 на постоянные θ_1 , θ_2 и $\bar{\theta}_1$ при определении \bar{R}_0 можно воспользоваться более простыми формулами (42) и (42а), из которых применительно к принятым значениям величин следует:

$$\bar{R}_0 = \frac{\varphi_T \ln(I_{K.H}/I_{K1})}{\frac{1}{\beta} I_{K.H} - I_{K1}} = \frac{23 \ln(11/0,23)}{11 - 0,23} \approx 9,3 \text{ Ом.}$$

Используя это не зависящее от s значение $\bar{R}_0 = \text{const}$, получаем:

$$(\beta')_{s=1} = 24,7; (\beta')_{s=5} = 23,3; \\ (\beta')_{s=10} = 21,8.$$

Таблица 3

Параметры	Значения параметров		
	$s=1$	$s=5$	$s=10$
\bar{R}_0 , Ом	9,02	7,95	6,9
β'	24,7	23,5	22,3
θ_1 , нс	77,7	74,2	70,8
$T_{\text{зап}}$, нс	0,86	0,84	0,82
$\bar{\theta}_1$, нс	76,8	73,4	70

Эти значения очень мало отличаются от приведенных в табл. 3. Поэтому также незначительно будут отличаться и другие, зависящие от \bar{R}_0 и β' величины θ_1 , $T_{\text{зап}}$ и $\bar{\theta}_1$. Однако следует иметь в виду, что такое положение обязано малому значению $\beta=25$, принятому в расчете. При $\beta \gg 1$ (например, $\beta \geq 100$) влияние коэффициента насыщения на величину постоянной $\bar{\theta}_1$ оказывается довольно значительным, особенно если $\bar{R}_0 > 10$ Ом.

Учитывая весьма небольшие изменения \bar{R}_0 ; β' и $\bar{\theta}_1$ с изменением s , в дальнейшем при расчетах для $s=1 \div 10$ использовали постоянные значения этих параметров:

$$\bar{R}_0 = 8 \text{ Ом}; \beta' = 23; \bar{\theta}_1 = 75 \text{ нс}; T_{\text{зап}} \approx 0,9 \text{ нс.} \quad (77)$$

9. ПЕРЕХОДНАЯ СТАДИЯ ЗАДЕРЖКИ ВКЛЮЧЕНИЯ ТК

1. Закон нарастания напряжения на эмиттерном переходе в начальной стадии воздействия отпирающего управляющего сигнала $e^+_y(t)$ (в стадии задержки вклю-

чения TK) определяется процессами в пассивной цепи (рис. 6), параметры которой выражаются формулами (15) и значением сопротивления

$$R_{60}^+ = R_y + r_{60}. \quad (78)$$

Учитывая приведенные ранее значения параметров транзистора и принимая согласно (12а) $\varepsilon_1 \approx 0,2$, из (15) находим:

$$\left. \begin{aligned} \bar{C}_{\kappa_1}' &= 0,8 \cdot 2,5 = 2 \text{ пФ}; \quad \bar{C}_{\text{диф}} \approx 0,05 \text{ пФ}; \\ C_{\Sigma} &= \bar{C}_{\kappa_1}' + C_{\Sigma_1} + \bar{C}_{\text{диф}} = 5 \text{ пФ}. \end{aligned} \right\} \quad (79)$$

Используя приведенные в табл. 2 значения R_y^+ и $r_{60} = 0,2$ кОм, из формул (37) и (78) находим значения постоянной времени $\theta = R_{60}^+ C$ при различных значениях коэффициента насыщения (табл. 4).

Таблица 4

Параметры	Значения параметров		
	$s=1$	$s=5$	$s=10$
R_{60}^+ , кОм	16,5	3,34	1,71
$\theta = R_{60}^+ C_{\Sigma}$, нс	82,5	16,7	8,6

2. В стадии задержки включения напряжение на эмиттерном переходе $u_{\alpha} \leq U_{\alpha 1}$ ($U_{\alpha}^- \leq u_{\alpha} < U_{\alpha 1}$). Согласно § 5, пп. 4 и 5 в рассматриваемой области приращение напряжения $\Delta u_{\alpha}(t) = u_{\alpha}(t) - u_{\alpha}(0) = u_{\alpha}(t) - U_{\alpha}^-$ представляет собой реакцию пассивной цепи (рис. 6) на приращение управляющего напряжения $\Delta e^+_y(t)$, вызываемого приращением $\Delta e^+_x(t)$ внешнего импульсного сигнала. В соответствии с формулой (34) приращение

$$\Delta e^+_y(t) \approx \frac{\Delta e^+_x(t)}{\gamma^+} = \frac{\Delta E^+_x}{\gamma^+} \left(1 - e^{-t/\theta^+_y} \right) \cdot 1(t), \quad (80)$$

где приняты во внимание выражения (68), причем ввиду $E^-_x = 0$ согласно (76) $\Delta E^+_x = E^+_x = 12$ В.

Подставляя выражение (80) в соотношение (36), находим искомый закон:

$$\begin{aligned} \Delta u_{\alpha}(t) = & \\ = & \left\{ \begin{aligned} & e^{-t/\theta^+_y} (1 - t/\theta^+_y) & (\theta = \theta_y); \\ & \frac{1}{1 - \theta/\theta^+_y} \left(e^{-t/\theta^+_y} - \frac{\theta}{\theta^+_y} e^{-t/\theta} \right) & (\theta \neq \theta_y). \end{aligned} \right\} \quad (81) \end{aligned}$$

Согласно (38) длительность задержки включения ТК ($t=T_{\text{зад}}$) является корнем уравнения, получаемого из функции (81), если положить в ней

$$\Delta u_{\text{э}}(t) = \Delta u_{\text{э}}(T_{\text{зад}}) = \Delta U_{\text{э1}} = U_{\text{э1}} - U_{\text{э}} = 1,5 \text{ В}, \quad (82)$$

где учтены параметры транзисторов, а также значения, приведенные в (76).

В частности, при $\theta^+_{\text{у}} \neq \theta$ из (81) получаем уравнение для определения длительности задержки включения ТК в виде

$$\frac{1}{1 - \theta/\theta^+_{\text{у}}} \left(e^{-T_{\text{зад}}/\theta^+_{\text{у}}} - \frac{\theta}{\theta^+_{\text{у}}} e^{-T_{\text{зад}}/\theta} \right) = 1 - \lambda_{\text{зад}}, \quad (83)$$

где

$$\lambda_{\text{зад}} = \frac{\Delta U_{\text{э1}}}{\Delta E^+_{\text{у}}} = \frac{\gamma + \Delta U_{\text{э1}}}{\Delta E^+_{\text{н}}} = \frac{1,5 \cdot 1,5}{12} = 0,187. \quad (83a)$$

3. Корни уравнения (83) при любом соотношении $\theta/\theta^+_{\text{у}} \neq 1$ находятся с помощью ЭВМ или графически.

При $\theta^+_{\text{у}} = 0$ (входной сигнал прямоугольной формы)

$$\frac{T_{\text{зад}}}{\theta} = \ln \frac{1}{1 - \lambda_{\text{зад}}} \approx \lambda_{\text{зад}} = \frac{\Delta U_{\text{э1}}}{\Delta E^+_{\text{у}}}. \quad (84)$$

Если отношение большей постоянной времени к меньшей ($\theta/\theta^+_{\text{у}}$ или $\theta^+_{\text{у}}/\theta$) равно двум, то уравнение (83) сводится к квадратному уравнению, из решения которого следует:

$$\frac{T_{\text{зад}}}{\theta_{\text{наиб}}} = \ln \frac{1}{1 - \sqrt{\lambda_{\text{зад}}}}, \quad (85)$$

где $\theta_{\text{наиб}}$ — наибольшая из двух постоянных θ и $\theta^+_{\text{у}}$.

Если $\theta/\theta^+_{\text{у}} > 2$ или $\theta^+_{\text{у}}/\theta > 2$, то корень уравнения (83) довольно точно и просто находится по формуле Ньютона (см. приложение):

$$\frac{T_{\text{зад}}}{\theta_{\text{наиб}}} \approx \ln \frac{1}{L} - \frac{1}{\gamma} \frac{1}{\left(\frac{1}{L}\right)^{\gamma-1} - 1}, \quad (86)$$

где

$$\gamma = \frac{\theta_{\text{наиб}}}{\theta_{\text{наим}}} > 2; \quad L = (1 - \lambda_{\text{зад}}) \left(1 - \frac{1}{\gamma}\right). \quad (86a)$$

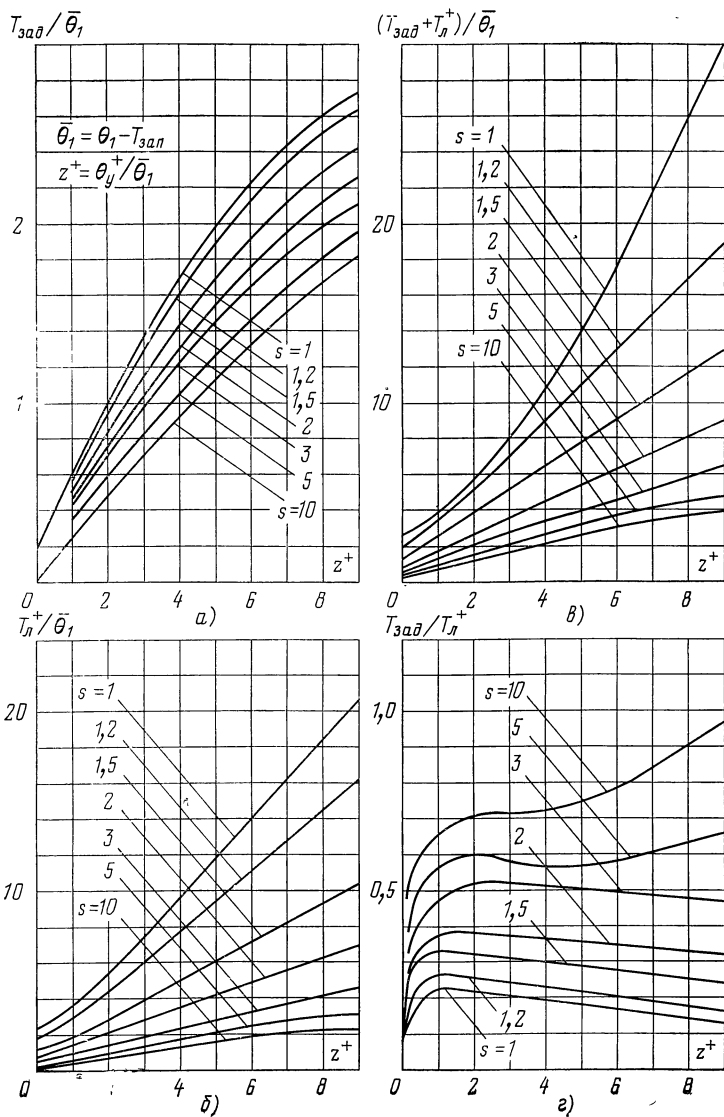


Рис. 11. Временные характеристики процесса включения ТК.

Формулу Ньютона можно применить и при $\gamma < 2$, но $\gamma > 1$. Однако в этом случае следует находить две или даже большее число поправок к приближенному значению корня (см. приложение).

4. При изменении коэффициента насыщения s ($s = 1 \div 10$) постоянная θ изменяется почти обратно пропорционально s (см. табл. 4). Постоянная θ^+_{y} может изменяться в любых пределах. Поэтому длительность $T_{\text{зад}}$ целесообразно нормировать относительно постоянной $\bar{\theta}_1$, меняющейся в узких пределах (в наших расчетах $\bar{\theta}_1 \approx 75 \text{ нс} = \text{const}$).

Таким образом, представляет интерес зависимость

$$\frac{T_{\text{зад}}}{\bar{\theta}_1} = F_{\text{зад}}(z^+, s); \quad z^+ = \frac{\theta^+_{\text{y}}}{\bar{\theta}_1}. \quad (87)$$

Так как $T_{\text{зад}}/\bar{\theta}_1 = T_{\text{зад}}/\theta(\theta/\bar{\theta}_1)$ и значения постоянных $\bar{\theta}_1$ и θ при различных s известны (см. табл. 3 и 4), то функцию (87) можно считать определенной, если известны корни уравнения (83). В выполненных расчетах, определяющих функцию (87), принимались значения (77).

График зависимости (87) изображен на рис. 11,а. Как видно, длительность задержки включения соизмерима с постоянной $\bar{\theta}_1$ транзистора, причем с возрастанием z^+ , т. е. с возрастанием постоянной времени θ^+_{y} внешнего включающего сигнала $e^+_{\text{н}}(t)$, длительность $T_{\text{зад}}$ возрастает почти по линейному закону от z^+ (если $z^+ > 2$). С увеличением коэффициента насыщения s длительность $T_{\text{зад}}$ уменьшается, так как (см. табл. 4) с возрастанием s уменьшается сопротивление R^{+60} (R^{+60} почти обратно пропорционально s) и, следовательно, уменьшается постоянная времени $\theta = R^{+60}C_{\Sigma}$ цепи (рис. 6), определяющей временные процессы в стадии задержки включения ТК.

10. ПЕРЕХОДНАЯ СТАДИЯ ОТПИРАНИЯ ТРАНЗИСТОРА

1. Эта стадия работы ТК охватывает временные процессы от момента $t = T_{\text{зад}}$ (или $t' = t - T_{\text{зад}} = 0$) до момента $t = t_{\text{зад}} + T^+_{\text{л}}$ (или $t' = T^+_{\text{л}}$) входа транзистора в насыщение. В этой стадии работы ($t' \geq 0$) выходное напряжение ТК $u_{\text{вых}} = u_{\text{н}}$ (см. рис. 4) изменяется от $u_{\text{н}}(0) =$

$=E_K+U_{H1}=E_K+\varepsilon_1 U_{\partial 1} \approx E_K$ до $u_H(T^+_{\text{л}})=U_{K.H}$; здесь учтены равенства (12а) и (19а). Временные процессы в этой стадии ($t' > 0$) описываются линеаризованным уравнением (21) относительно приращения $\tilde{u}_H(t')$ выходного напряжения, где $\tilde{u}_H(t') \approx u_H(0) - E_K$, так как при $t'=0$ выходное напряжение ТК $u_{\text{вых}}(0) = u_H(0) = E_K + U_{H1} = E_K + \varepsilon_1 U_{\partial 1} \approx E_K$.

Уравнению (21) соответствует операционное уравнение (39) относительно изображения $\hat{u}_H(p) \div \tilde{u}_H(t')$, которое с весьма малой погрешностью можно заменить более простым «запаздывающим» уравнением (45). Это уравнение применительно к сигналу (80) в соответствии с соотношениями (43)–(46) приводится к виду (47). Решение этого операционного уравнения (при $\theta^+_y \neq \bar{\theta}_1$) выражается запаздывающей функцией:

$$-\tilde{u}_H(t') = -\tilde{F}_H(t' - T_{\text{зап}}) = A_y (\Delta E^+_y - \Delta U_{\partial 1}) \times \\ \times \left[\left(1 - e^{-\frac{t' - T_{\text{зап}}}{\bar{\theta}_1}} \right) - \lambda^+_y \left(\frac{e^{-\frac{t' - T_{\text{зап}}}{\theta^+_y}} - e^{-\frac{t' - T_{\text{зап}}}{\bar{\theta}_1}}}{1 - \bar{\theta}_1 / \theta^+_y} \right) \right], \quad (88)$$

где A_y, λ^+_y выражаются формулами (44а) и (44б); $T_{\text{зап}} = \theta^2_2 / \theta_1$; θ_1 и θ^2_2 выражаются формулами (23) и (24); $\bar{\theta}_1 = \theta_1 - T_{\text{зап}}$.

Полагая, что в момент $t' = T^+_{\text{л}}$ транзистор входит в насыщение, в соответствии с чем $\tilde{u}_H(T^+_{\text{л}}) = -U_{H2} = -(E_K - U_{K.H})$, на основании соотношения (48) можно записать:

$$-\tilde{u}_H(T^+_{\text{л}}) = -\tilde{F}_H(T^+_{\text{л}} - T_{\text{зап}}) = -\frac{\beta R_K (\Delta E^+_y - \Delta U_{\partial 1})}{s(R^+_{\partial 0} + \beta \bar{R}_s)}, \quad (89)$$

где в предположении, что длительность действия импульсного сигнала $\Delta e^+_H(t)$ достаточно велика, $s = I_{\partial s} / I_{\partial H}$ — стационарный коэффициент насыщения транзистора (см. § 7, п. 1).

2. Подставив равенство (89) в выражение (88), получим уравнение относительно величины

$$x = \frac{T^+_{\text{л}} - T_{\text{зап}}}{\bar{\theta}_1}, \quad (90)$$

которое имеет вид:

$$\left(1 + \frac{z^+ \lambda_y^+}{1 - z^+}\right) e^{-x} - \left(\frac{z^+ \lambda_y^+}{1 - z^+}\right) e^{-x/z^+} = 1 - \frac{1}{s}, \quad (91)$$

где

$$z^+ = \frac{\theta_y^+}{\theta_1};$$

$$\lambda_y^+ = e^{-T_{\text{зад}}/(z^+ \bar{\theta}_1)} \frac{1 - \bar{R}_s C_K / (z^+ \bar{\theta}_1)}{1 - \lambda_{\text{зад}}}, \quad (91a)$$

причем значение $\lambda_{\text{зад}}$ определяется из равенства (83a).

Найдя корни уравнения (91) в виде значений x при различных значениях z^+ и s , мы тем самым определим из равенства (90) относительную величину длительности переходной стадии отпираания транзистора ($T_{\text{л}}^+ = T_{\text{отп}}$) до момента входа транзистора в насыщенное состояние в виде функции

$$\frac{T_{\text{л}}^+}{\theta_1} = \frac{T_{\text{отп}}}{\theta_1} = F_{\text{л}}^+(s, z^+). \quad (92)$$

Корни уравнения (91) в общем случае могут быть найдены с помощью ЭВМ (или графически).

При $z^+ = 0$ ($\theta_y^+ = 0$) корень

$$x = \frac{T_{\text{л}}^+ - T_{\text{зап}}}{\theta_1} = \ln \frac{s}{s-1}, \quad (92a)$$

причем при $s=1$ следует принять некоторый фиксированный уровень установления выходного сигнала в момент входа транзистора в насыщенное состояние (при 90%-ном уровне $x=2,3$). При $z^+=2$ или $z^+=0,5$ уравнение (91) сводится к квадратному уравнению относительно $y=e^{-x}$ или $y=e^{-x/z^+}$.

При $z^+ < 0,5$ или $z^+ > 2$ достаточно точное решение уравнения (91) получается по формуле Ньютона (см. приложение):

при $z^+ < 0,5$

$$x = \frac{T_{\text{л}}^+ - T_{\text{зап}}}{\theta_1} = \ln \frac{L+1}{1-1/s} +$$

$$+ \frac{L}{(L/z^+) - (1-1/s) e^{\tilde{x}/z^+}}; \quad (92b)$$

где $L = \frac{z^+ \lambda_y^+}{1 - z^+} > 0$; $\tilde{x} = \ln \frac{L+1}{1-1/s}$;

при $z^+ > 2$

$$\begin{aligned} \kappa = \frac{T_{+л} - T_{\text{зап}}}{\theta_1} = z^+ \ln \left(\frac{-L}{1-1/s} \right) + \\ + \frac{1+L}{1+L+(1/z^+)(1-1/s)} e^{\tilde{x}}, \end{aligned} \quad (92\text{в})$$

где

$$L = \frac{z^+ \lambda_y^+}{1 - z^+} < 0; \quad \tilde{x} = z^+ \ln \left(\frac{-L}{1-1/s} \right).$$

3. На рис. 11,б представлено семейство кривых, выражающих функцию (92), построенных с использованием численных значений параметров ТК, принятых в § 8 и определяемых равенствами (76), (77) и (82); при этом учитывались значения $T_{\text{зад}}/\theta_1$, рассчитанные в § 9 (см. рис. 11,а). Из сравнения кривых на рис. 11,а и б видно, что в обоих семействах с увеличением $z^+ = \theta_y^+/\theta_1$, т. е. с уменьшением крутизны управляющего сигнала $e^+_y(t)$, длительности $T_{+л}$ и $T_{\text{зад}}$ возрастают, а с возрастанием коэффициента насыщения $s = I_{6s}/I_{6н}$ указанные длительности уменьшаются. Однако характер отмеченного влияния величин z^+ и s на функции $F_{\text{зад}}$ и $F_{+л}$ оказывается различным. Так, для кривых на рис. 11,а производные $\partial F_{\text{зад}}/\partial z^+$ при $z^+ > 2$ весьма слабо зависят от s и от z^+ . Для кривых на рис. 11,б зависимость $\partial F_{+л}/\partial z^+$ от s при $z^+ > 2$ очень сильная: в области $s < 2$ значение частной производной существенно больше, чем в области $s > 2$, а при $s \geq 5$ и $z^+ \geq 8$ производная $\partial F_{+л}/\partial z^+$ весьма мала.

Полное время включения ТК выражается суммой $T_{\text{вкл}} = T_{\text{зад}} + T_{+л}$. Графики зависимости $T_{\text{вкл}}/\theta_1 = F_{\text{вкл}}(s, z^+)$ представлены на рис. 11,в. Как видно, полное время включения тем сильнее зависит от крутизны сигнала, чем меньше коэффициент насыщения.

Интересна зависимость, представленная на рис. 11,г, выражающая соотношение длительностей $T_{\text{зад}}/T_{+л}$; она характеризует роль времени задержки включения ТК на длительность включения.

Из приведенных на рис. 11 зависимостей следует:

а) воздействие на ТК реального переключающего сигнала экспоненциальной формы ($\theta^+_y > 0$; $z^+ > 0$) приводит к существенному увеличению времени включения по сравнению со случаем идеального входного перепада ($\theta^+_y = 0$; $z^+ = 0$), что наиболее сильно проявляется при малых значениях коэффициента насыщения s ;

б) при $\theta^+_y > 0$ длительность задержки включения $T_{\text{зад}}$ соизмерима с длительностью $T^+_{\text{л}}$ и, следовательно, заметно влияет на время включения ТК, особенно при $s > 2$ и $z^+ > 1$ ($\theta^+_y > \theta_1$). В принципе возможно и $T_{\text{зад}} > T^+_{\text{л}}$ (при $z^+ > 10$ и $s \geq 10$);

в) при $\theta^+_y > 0$ ($z^+ > 0$) необходимо учитывать длительность задержки включения ТК.

11. ПЕРЕХОДНАЯ СТАДИЯ РАССАСЫВАНИЯ ЗАРЯДА БАЗЫ НАСЫЩЕННОГО ТРАНЗИСТОРА

1. Переходные процессы в данной стадии работы будем рассматривать при неизменных значениях E_K и R_K (см. рис. 10) и токе базы, изменяющемся по закону, показанному на рис. 12:

$$i_b = \left\{ \begin{array}{ll} I_{bs} = sI_{b.n} & \text{при } t \leq 0; \\ I_{bs} - \Delta i_b^- = I_{bs} - \Delta I_{b-} (1 - e^{-t/\theta_y^-}) & \text{при } t > 0, \end{array} \right\} \quad (93)$$

где $t=0$ — момент начала коммутации тока базы транзистора, который до этого находился в стационарном режиме насыщения с коэффициентом насыщения s .

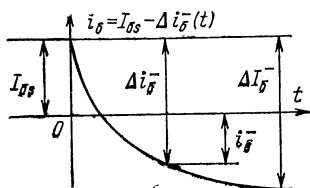


Рис. 12. Закон изменения тока базы при рассасывании заряда в базе.

Току $i_b(t)$ соответствует операционное изображение

$$\hat{i}_b = \hat{i}_b(p) = \frac{sI_{b.n}}{p} - \frac{s^- I_{b.n}}{p(1 + p\theta_y^-)} \div i_b(t), \quad (94)$$

где

$$s^- = k_s s = \frac{\Delta I_{b-}}{I_{b.n}}. \quad (95)$$

2. Процессы в данной стадии работы описываются дифференциальным уравнением (61). С учетом начального условия для заряда базы $Q(0) = I_{бс}\tau_{нс} = sI_{б.н}\tau_{нс}$, где $\tau_{нс}$ — постоянная накопления в стационарном режиме насыщения; уравнению (61) соответствует операционное уравнение (63). Подставляя в него изображение (94), находим изображение заряда базы:

$$\hat{Q}(p) = \frac{sI_{б.н}\tau_{нс}}{p(1+p\tau_{нс})} \left[1 + k_{нс} \frac{\tau_{\beta}}{\tau_{нс}} p\tau_{нс} - \frac{s^-}{s(1+p\theta^-_y)} \right], \quad (96)$$

где в соответствии с равенством (58) принято (применительно к современным кремниевым планарным транзисторам)

$$\tau_{нс} = k_{нс}\tau_{\beta} \geq \tau_{\beta}, \quad (96a)$$

причем в зависимости от типа транзистора и степени его насыщения $k_{нс} \approx 1 \div 10$. Постоянная $\tau_{нс}$ связана с $\tau_{нс}$ и τ_{β} соотношением (59).

Оригинал изображения (96) при условии $\tau_{нс} = \theta^-_y$ имеет вид:

$$Q(t) = sI_{б.н}\tau_{нс} \left\{ 1 - e^{-t/\tau_{нс}} + \sqrt{k_{нс}} e^{-t/\tau_{нс}} - \frac{s^-}{s} \times \right. \\ \left. \times \left[1 - \frac{e^{-t/\tau_{нс}}}{1 - \theta^-_y/\tau_{нс}} + \frac{\frac{\theta^-_y}{\tau_{нс}} e^{-t/\theta^-_y}}{1 - \theta^-_y/\tau_{нс}} \right] \right\}. \quad (97)$$

Это решение справедливо в области $t \geq 0$ при условии

$$Q(t) \geq Q_{гр} = I_{б.н}\tau_{\beta}.$$

3. Длительность T_p рассасывания заряда базы определяется равенством

$$Q(t) = Q(T_p) = Q_{гр} = I_{б.н}\tau_{\beta}. \quad (98)$$

Подставляя это равенство в равенство (97), получаем уравнение относительно $x = T_p/\tau_{нс}$:

$$De^{-x} - Be^{-x/y} = A, \quad (99)$$

где

$$y = \theta^-_y / \tau_H, \quad (y \neq 1); \quad (99a)$$

$$B = \frac{k_s y}{1 - y}; \quad D = \sqrt{k_H} - 1 + \frac{B}{y};$$

$$A = \frac{1}{s \sqrt{k_H}} - 1 + k_s. \quad (99b)$$

Определяя корни уравнения (99) при фиксированных значениях y , k_s и k_H , можно выразить относительную величину длительности T_p рассасывания заряда базы в виде функции

$$x = \frac{T_p}{\tau_H} = F_p(y, s, k_H, k_s). \quad (100)$$

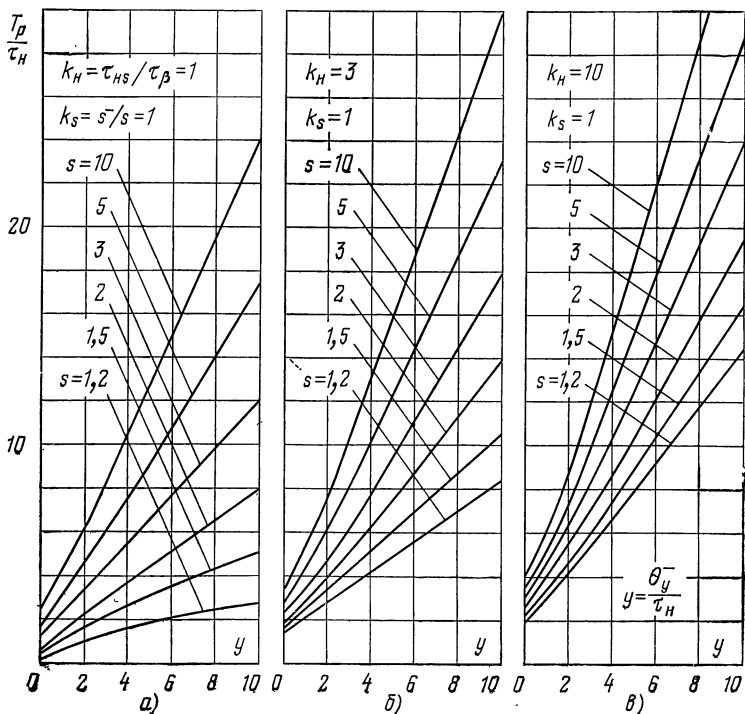


Рис. 13. Длительность рассасывания заряда базы при слабом запирающем сигнале ($k_s = s^- / s = 1$).

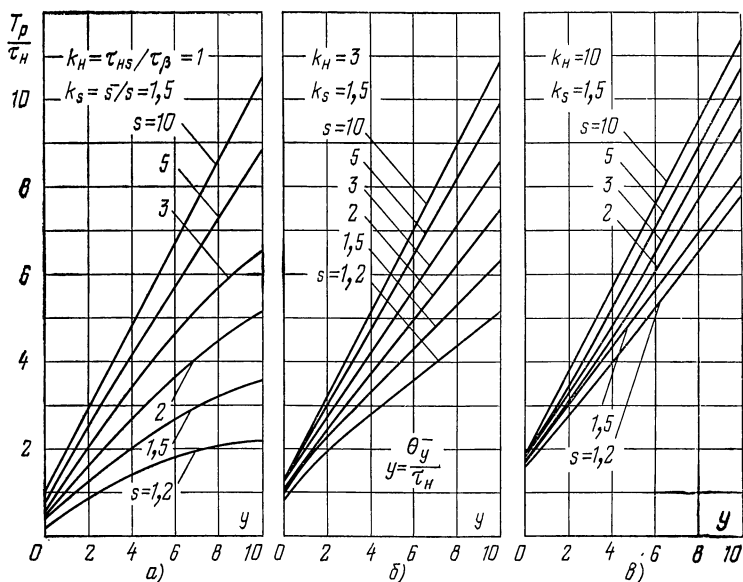


Рис. 14. Длительность рассасывания заряда базы при умеренном запирающем сигнале ($k_s = s/s = 1,5$).

При $y=0$, чему соответствует $\theta_y=0$, т. е. прямоугольный перепад тока i_b (рис. 12), получаем:

$$x = \frac{T_p}{\tau_H} = \frac{D}{A}. \quad (101)$$

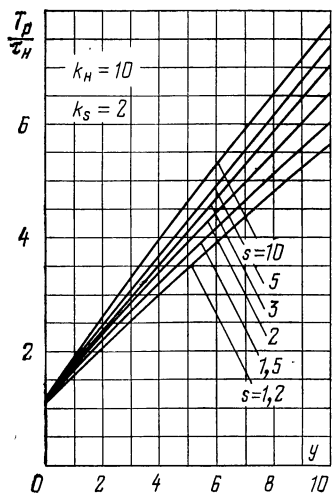
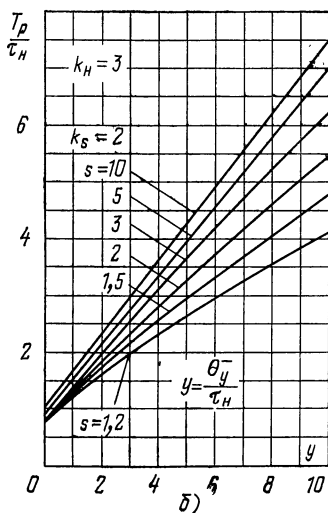
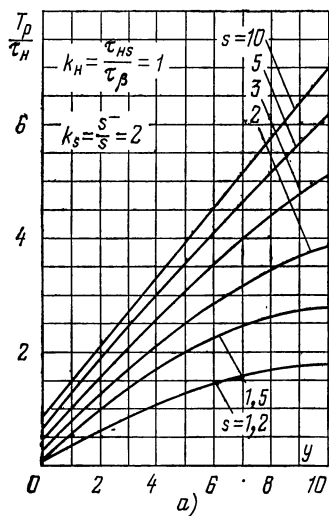
При $y=0,5$ или $y=2$ уравнение (99) сводится к квадратному уравнению относительно $w=e^{-x}$ или $w=e^{-x/y}$, из которого находится точное значение корней [$x = -\ln(1/w)$ или $x/y = -\ln(1/w)$].

При $y < 0,5$ или $y > 2$ корень уравнения (99) довольно точно находится по формуле Ньютона (см. приложение):

при $y < 0,5$

$$x = \frac{T_p}{\tau_H} = \tilde{x} + \frac{B e^{-\tilde{x}/y}}{(B/y) e^{-\tilde{x}/y} - D e^{-\tilde{x}}}, \quad (101a)$$

где $\tilde{x} = \ln(D/A)$;



б)

Рис. 15. Длительность рас-
сасывания заряда базы при
сильном запирающем сигна-
ле ($k_s = s^- / s = 2$).

при $y > 2$

$$x = \frac{T_p}{\tau_H} = \tilde{x} + \left[1 - \frac{B}{D} e^{(y-1) \tilde{x}/y} \right]^{-1}, \quad (1016)$$

где $\tilde{x} = y \ln(-B/A)$.

4. По данным найденных и вычисленных корней построены приведенные на рис. 13—15 семейства кривых,

определяемых функцией (100). Из рассмотрения этих семейств следует:

а) воздействие на ТК реального запирающего сигнала экспоненциальной формы ($\theta_y^- > 0$, $y > 0$) приводит к существенному увеличению времени выхода из насыщения по сравнению со случаем запирающего сигнала в виде идеального перепада ($\theta_y^- = 0$; $y = 0$);

б) влияние $k_n = \tau_{ns}/\tau_p$ на величину T_p/τ_n является весьма умеренным и даже слабым при больших s , особенно если при этом $k_s = s^-/s > 1$. Однако это влияние существенно возрастает при $s \leq 3$ и слабом запирающем сигнале ($k_s = 1$);

в) как и следовало ожидать, величина T_p/τ_n возрастает почти линейно с ростом $y = \theta_y^-/\tau_n$ (особенно при $k_n > 1$);

г) очевидно, что и следует из семейств кривых на рис. 13—15, величина T_p/τ_n уменьшается с увеличением запирающего сигнала (с ростом $k_s = s^-/s$).

12. ПЕРЕХОДНАЯ СТАДИЯ ЗАПИРАНИЯ ТРАНЗИСТОРА

1. Эта стадия работы ТК охватывает временные процессы от момента выхода транзистора из насыщения до момента, в который напряжение на эмиттерном переходе транзистора и ток коллектора достигают пороговых значений: $u_e = U_{e1}$, $i_k = I_{k1}$ (см. рис. 7), что определяет точку практического записания транзистора. Что же касается выходного напряжения $u_{вых} = u_n$ (см. рис. 4), то оно в этой стадии изменяется от небольшой величины $u_n = U_{к.н}$ до $u_n \approx E_k$. Последнее приближение получается весьма хорошим, если выключающий сигнал не очень слаб ($s^- \geq 1$). В этом случае данная линеаризованная стадия работы ТК длительностью $T_{-л} = T_{запир}$ практически определяет процесс *активного среза* выходного напряжения ($T_{ср} \approx T_{-л}$).

2. Рассасывание заряда базы и последующее запираание транзистора производятся одним и тем же управляющим сигналом $e_y = e_y^-(t)$. Поэтому при анализе процессов в данной стадии следует выразить закон $e_y^-(t)$ через те же параметры s , s^- , $I_{б.н}$, θ_y^- , которые определяют закон (93) изменения тока базы в стадии рассасывания заряда базы.

В соответствии с экспоненциальным законом (93) принимаем:

$$e^{-y}(t) = E^+_{-y} - \Delta e^{-y}(t) = E^+_{-y} - \Delta E^{-}_{-y} (1 - e^{-t/\theta^{-}_{-y}}) \cdot 1(t). \quad (102)$$

Здесь момент $t=0$ относится к началу действия выключающего сигнала $-\Delta e^{-y}(t)$, величина и характер которого определяют приращение тока базы $-\Delta i_{-6}(t)$ в стадии рассасывания заряда базы (рис. 12); $E^+_{-y} = \text{const}$ — управляющий сигнал, который действовал в цепи базы непосредственно перед началом приложения сигнала $-\Delta e^{-y}(t)$ и который определял значение тока базы $I_{6s} = sI_{6.н} = \text{const}$ в режиме стационарного насыщения (как это было принято в § 11) с коэффициентом насыщения s .

При определении связи между величинами E^+_{-y} и ΔE^{-}_{-y} с величинами $I_{6s} = sI_{6.н}$ и $\Delta I_{-6} = sI_{6.н}$ можно исходить из приближенного соотношения (см. рис. 4):

$$E^+_{-y} = R^+_{6.н} s I_{6.н} + U_{9s}, \quad (103)$$

вытекающего из формулы (52); здесь U_{9s} довольно просто выражается с помощью формул (42а) и (53) через исходные величины. Однако имея в виду возможность анализа рассматриваемой стадии работы на основе линеаризованных уравнений, базирующихся на соотношении (48), особенно при наличии статической характеристики транзистора (см. рис. 7), позволяющей достаточно точно определить значение \bar{R}_9 .

Из соотношения (48) с учетом поясняющих равенств (50а) следует, что

$$\Delta E^+_{-y} - (U_{91} - E^{-}_{-y}) \approx s(R^+_{6} + \beta \bar{R}_9) I_{6.н}, \quad (104)$$

где приняты во внимание также равенства (29) и (29а). Кроме того, учитывая необходимость сопряжения двух стадий работы транзистора и обычно выполнение неравенства $R^+_{6} \gg r_{60}$ ($r_{60} > r_{6.н}$) в соотношении (104), в дальнейшем принимают $R^+_{6.н} \approx R^+_{60} = R^+_{6}$. Эти в большинстве случаев практически вполне приемлемые приближения существенно упрощают последующие довольно громоздкие преобразования.

Так как $E^+_y = E^-_y + \Delta E^+_y$ (см. рис. 9), то можно записать:

$$E^+_y \approx U_{\text{э1}} + s I_{\text{б.н}} (R^+_6 + \beta \bar{R}_9). \quad (104a)$$

С другой стороны, учитывая линеаризацию процессов в области $I_{\text{к.н}} < i_{\text{к}} \leq I_{\text{к1}}$, соответствующей рассматриваемой стадии работы, можно принять (рис. 12):

$$\Delta E^-_y \approx I^-_6 (R^+_6 + \beta \bar{R}_9) = s^- I_{\text{б.н}} (R^+_6 + \beta \bar{R}_9). \quad (104б)$$

3. В дальнейшем будем производить отсчет времени в данной стадии работы от момента $t = T_p$ выхода транзистора из насыщения. В соответствии с этим введем время

$$t' = t - T_p. \quad (105)$$

С учетом этого временного сдвига и равенств (104a) и (104б) представим сигнал (102) в следующем виде:

$$e^-_y = e^-_{\text{э}y}(T_p + t') = U_{\text{э1}} + I_{\text{б.н}} (R^+_6 + \beta \bar{R}_9) [s - s^- + s^- e^{-(T_p + t')/\theta^-_y}] \cdot 1(t). \quad (105a)$$

Рассматривая в области $t' \geq 0$ «полные» токи и напряжения (а не их приращения), представим линеаризованную систему уравнений (20) в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} (i_{\text{к}} - I_{\text{к1}}) \bar{R}_9 &= u_{\text{э}} - U_{\text{э1}}; \\ i_6 &= \tau_{\text{т}} \frac{di_{\text{к}}}{dt'} + \frac{i_{\text{к}}}{\beta}; \\ i_6 + C_{\text{э}} \frac{du_{\text{э}}}{dt'} + C_{\text{к}} \frac{du_{\text{к}}}{dt'} &= \frac{e^-_y (T_p + t') - u_{\text{э}}}{R^+_6}; \\ i_{\text{к}} + C_{\text{н}} \frac{du_{\text{н}}}{dt'} - C_{\text{к}} \frac{du_{\text{к}}}{dt'} &= \frac{E_{\text{к}} - u_{\text{н}}}{R_{\text{к}}}. \end{aligned} \right\} \quad (106)$$

Параметры \bar{R}_9 , $U_{\text{э1}}$ и $I_{\text{к1}}$ сохраняют те же значения, что и при отпирании транзистора (см. рис. 7).

Решая систему уравнений (106) относительно тока коллектора, находим:

$$\frac{d^2 i_{\text{к}}}{dt'^2} \theta_2 + \frac{di_{\text{к}}}{dt'} \theta_1 + i_{\text{к}} = \Phi(t'). \quad (107)$$

Здесь θ_1 и θ_2 выражаются равенствами (23)—(25) и

$$\Phi(t') \approx \frac{\beta}{R_6 + \beta \bar{R}_9} [e^{-y(T_p + t')} - U_{91} + \\ + R_K(C_K + C_H) \frac{de^{-y(T_p + t')}}{dt'}], \quad (108)$$

где пренебрежено малой величиной $I_{K1} \bar{R}_9$. Заметим, что характеристическая функция уравнения (107) совпадает с характеристической функцией уравнения (21).

Подставляя в (108) выражение (105а), получаем:

$$\Phi(t') = \beta I_{6.H} (S^{-}_y + \lambda^{-}_y e^{-t'/\theta^{-}_y}), \quad (108a)$$

где с учетом соотношения (95)

$$S^{-}_y = s - s^- = s(1 - k_s); \quad (109)$$

$$\lambda^{-}_y = k_s s e^{-T_p/\theta^{-}_y} \left[1 - \frac{R_K(C_K + C_H)}{\theta^{-}_y} \right]. \quad (110)$$

Заметим, что при $\theta^{-}_y = 0$ путем раскрытия неопределенности находим $\lambda^{-}_y = 0$.

4. Дифференциальному уравнению (107) соответствует операционное уравнение относительно изображения $\hat{i}_K(p) \leftrightarrow i_K(t)$:

$$(p^2 \theta_2^2 + p \theta_1) \left(\hat{i}_K - \frac{I_{K.H}}{p} \right) + \hat{i}_K = \\ = \frac{\beta I_{6.H}}{p} \left[S^{-}_y + \frac{\lambda^{-}_y p \theta^{-}_y}{1 + p \theta^{-}_y} \right],$$

где принято во внимание, что в момент $t' = 0$ $i_K(0) = I_{K.H}$ и $di_K/dt' = 0$. Решая операционное уравнение относительно \hat{i}_K , получаем:

$$\hat{i}_K = \left[\frac{1}{p} + \frac{\Psi(p)}{p(1 + p \theta_1 + p^2 \theta_2^2)} \right] \frac{\beta I_{6.H}}{p}, \quad (111)$$

где

$$\Psi(p) = (S^{-}_y - 1) + \frac{\lambda^{-}_y p \theta^{-}_y}{1 + p \theta^{-}_y}. \quad (111a)$$

Используя аналогично принятому в § 12 метод «запаздывающей функции» [17], представим уравнение (111) в «укороченной» форме:

$$\frac{\hat{i}_k}{\beta I_{6.н}} = \frac{1}{p} + \frac{e^{-pT_{\text{зап}}}}{p(1 + p\bar{\theta}_1)} \left[S_y^- - 1 + \frac{\lambda_{-y} p \theta_{-y}^-}{1 + p \theta_{-y}^-} \right], \quad (112)$$

где

$$T_{\text{зап}} = \frac{\theta_2^2}{\theta_1}; \quad \bar{\theta}_1 = \theta_1 - T_{\text{зап}}. \quad (112a)$$

Оригинал изображения (112) имеет вид:

$$\begin{aligned} \frac{i_k(t)}{\beta I_{6.н}} = & 1 + (S_y^- - 1) \left(1 - e^{-\frac{t' - T_{\text{зап}}}{\bar{\theta}_1}} \right) + \\ & + \frac{\lambda_{-y} \theta_{-y}^-}{\theta_{-y}^- - \bar{\theta}_1} \left(e^{-\frac{t' - T_{\text{зап}}}{\theta_{-y}^-}} - e^{-\frac{t' - T_{\text{зап}}}{\bar{\theta}_1}} \right). \end{aligned} \quad (113)$$

В момент $t' = T_{-л}$ ток коллектора снижается до «порогового» значения $i_k = I_{к1}$. Подставляя эти равенства в (113), получаем уравнение

$$\frac{I_{к1}}{\beta I_{6.н}} - S_y^- = \left(1 - S_y^- - \frac{\lambda_{-y} z^-}{z^- - 1} \right) e^{-x} + \frac{\lambda_{-y} z^-}{z^- - 1} e^{-x/z^-}, \quad (114)$$

где

$$x = \frac{T_{-л} - T_{\text{зап}}}{\bar{\theta}_1}; \quad z^- = \frac{\theta_{-y}^-}{\bar{\theta}_1}. \quad (115)$$

В уравнении (114) относительно x величины $I_{к1}$, $I_{6.н}$, β и $\bar{\theta}_1$ мы считаем заданными, как это было принято при расчете длительности $T_{\text{зад}}$, $T_{+л}$ и $T_{\text{ф}}$. Выражаемая равенствами (109) величина S_y^- содержит два варьируемых параметра k_s и s . Что же касается величины λ_{-y} , выражаемой формулой (110), то она зависит от четырех параметров k_s , s , k_n и z^- . Действительно, согласно формулам (99a) и (100) относительная длительность рассасывания заряда базы

$$\frac{T_p}{\theta_{-y}^-} = \frac{T_p}{\tau_n} \frac{\tau_n}{\theta_{-y}^-} = \frac{1}{y} F_p(y, s, k_n, k_s), \quad (116)$$

причем согласно (59) и (115) параметр

$$y = \frac{\theta^- y}{\tau_n} = \frac{z^- \bar{\theta}_1}{V k_n \tau_n} \quad (116a)$$

выражается через параметры z^- , k_n и известные величины $\bar{\theta}_1$ и τ_n . Следовательно, выражаемый формулой (110) параметр

$$\lambda^-_y = k_s s e^{-F_p/y} \left[1 - \frac{R_K (C_K + C_H)}{z^- \bar{\theta}_1} \right] \quad (117)$$

с учетом соотношений (116) и (116a) выражается через параметры z^- , s , k_n и k_s .

Таким образом, уравнение (114) относительно x содержит четыре изменяемых параметра. Поэтому после разрешения этого уравнения относительно x определяется функция, выражающая относительную длительность запирающего транзистора в виде функции четырех параметров:

$$\frac{T^-_{-л}}{\bar{\theta}_1} = F^-_{-л}(z^-, s, k_s, k_n). \quad (118)$$

5. Расчеты величины $T^-_{-л}/\bar{\theta}_1$ производились для численных значений параметров, которые использовались при расчетах длительностей отпирающего транзистора ($T^+_{+л}$) и рассасывания заряда базы (T_p), а именно: $U_{э1}=0,68$ В, $I_{к1}=0,23$ мА; $\beta=25$; $\tau_T=0,3$ нс; $C_K=C_э=0,5$ нФ; $C_H=2,5$ пФ; $R_K=1$ кОм, $I_{б.н}=0,44$ мА.

В соответствии с (77) принималось: $\bar{R}_э=8$ Ом; $\beta'=23$; $\bar{\theta}_1=75$ нс; $T_{зап} \approx 0,9$ нс.

Значения сопротивления $R^{+}_б=R^{+}_y+r_б$ находились в соответствии с указанным в § 8, п. 4 (см. табл. 4), причем принималось $R^{+}_{б.н} \approx R^{+}_{б.о} = R^{+}_б$.

При определении величины λ^-_y из формулы (117) функция $F_p=T_p/\tau_n$ находилась из графиков на рис. 13—15 для фиксированных значений параметров k_n , k_s , s и y , причем значения y определялись для фиксированных z^- по формуле (116a).

Определение корней уравнения (114) производилось по методу Ньютона (см. приложение) аналогично выполненному в § 10 и 11.

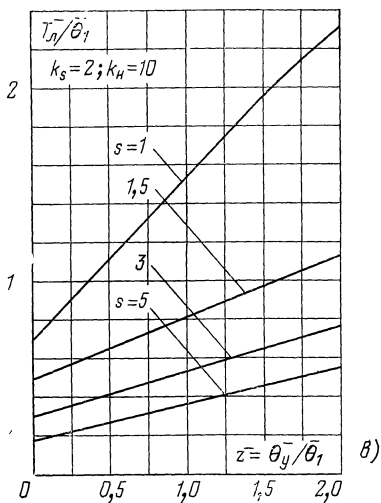
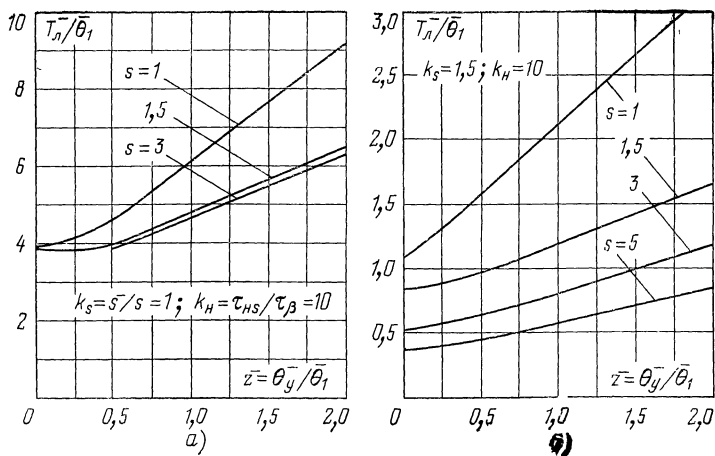


Рис. 16. Длительность запи-
рания транзистора при слабом (а), умеренном (б) и
сильном (в) запирающем
сигнале.

По данным выполненных расчетов построены пред-
ставленные на рис. 16 графики в виде трех семейств
кривых, выражающих функцию (118) при слабом ($k_s =$
 $=1$), умеренном ($k_s=1,5$) и сильном ($k_s=2$) запираю-
щем сигнале.

При слабом запирающем сигнале выражаемый фор-
мулой (109) параметр $S_{-y}^- = 0$. При этом если $\theta_{-y}^- = 0$

(прямоугольный фронт запирающего сигнала), то параметр $\lambda_{-y}=0$, что соответствует мгновенному обрыву цепи протекания тока $i_{вх}$ в эквивалентной входной цепи (см. рис. 4). В этом случае независимо от значения коэффициента насыщения s (так как при любом s к моменту выхода транзистора из насыщения ток коллектора $i_k = I_{к.н}$) можно полагать, что с точностью до небольшого запаздывания $T_{зап}$ ток коллектора снижается по «свободному» закону

$$i_k \approx I_{к.н} e^{-t'/\bar{\theta}_1}. \quad (119)$$

Физически это соответствует снижению i_k из-за рассеяния зарядов в базе (за счет рекомбинации) и в емкостях C_k , C_{ϕ} и C_n при $i_{вх}=0$. Этот процесс протекает практически с постоянной времени $\bar{\theta}_1$. Так как «пороговое» значение тока $i_k = I_{к1} = 0,23$ мА, а $I_{к.н} = \beta I_{\phi.н} = 11$ мА, то независимо от s длительность $T_{-л} \approx \bar{\theta}_1 \ln(11/0,23) = 3,78 \bar{\theta}_1$ (более точно $T_{-л} = 3,78 \bar{\theta}_1 + T_{зап}$, где $T_{зап} \approx 1$ нс).

Если при $k_s=1$ фронт выключающего сигнала не является прямоугольным ($\theta_{-y} \neq 0$), то выключение входного тока $i_{вх}$ происходит не мгновенно ($i_{вх} > 0$), и запираение транзистора протекает медленнее. Однако вследствие большой величины $k_n = \tau_{нс}/\tau_{\beta} = 10$ длительность $T_{-л}$ при $s=3$ оказывается ненамного меньшей, чем при $s=1,5$. Это объясняется тем, что с увеличением s (в особенности при $k_n \gg 1$) затягивается выход транзистора из насыщения, и к началу активной стадии выключающий сигнал $e_{-y}(t)$ становится весьма интенсивным.

При сильном запирающем сигнале ($k_s=2$) длительность запираения транзистора $T_{-л}$ существенно сокращается. При этом степень зависимости $T_{-л}$ от значения коэффициента насыщения s определяется длительностью стадии рассасывания T_p . Наиболее сильно зависимость $T_{-л} = F(s)$ (при фиксировании z^-) проявляется при изменении s от 1 до 1,5, т. е. когда время рассасывания либо равно нулю ($s=1$), либо весьма мало. Поэтому в начальной части стадии запираения интенсивность запирающего сигнала еще очень мала, и при $s=1$ влияние длительности фронта выключающего сигнала ($\theta_{-y} \neq 0$) оказывается наиболее сильным.

Более слабая зависимость функции $T_{-л} = F(s)$ в области $s > 1,5$ объясняется, как и в случае слабого запирающего сигнала, большим значением k_n , равным 10. По

этой же причине слабее проявляется и зависимость $T_{-л} = F(z^-)$.

При умеренном запирающем сигнале ($k_s = 1,5$) указанные выше закономерности сохраняются, но проявляются несколько слабее.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ТЕХНИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ДИНАМИЧЕСКОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА С УСКОРЯЮЩЕЙ ЕМКОСТЬЮ

13. СХЕМА И ПАРАМЕТРЫ ТК

1. На рис. 17 изображена схема ТК с ускоряющей емкостью в цепи базы, шунтируемой резистором R_{ϕ} . Этот ключ открывается сигналами положительной полярности, которые поступают от импульсного источника $e_{и}(t)$ с внутренним сопротивлением $R_{и}$. Стационарные режимы работы транзистора не зависят от емкости конденсатора C_{ϕ} . Импульсные же токи протекают в основном через конденсатор C_{ϕ} , не ограничиваясь практически резистором R_{ϕ} . Это позволяет при включении транзистора создать кратковременный прямой ток базы, значительно превышающий стационарный ток открытого транзистора. Тем самым ускоряется ввод транзистора в насыщение, но предотвращается чрезмерное его насыщение. Благодаря заряду, накопленному конденсатором C_{ϕ} во время открытого состояния транзистора, создается также большой обратный ток базы при запирании транзистора.

Последнее обстоятельство позволяет не вводить специальный источник $E_{см}$ для уменьшения времени рассасывания заряда базы и среза. На рис. 17 принято $E_{см} = 0$.

2. Импульсная э. д. с. экспоненциальной формы, применительно к которой производились последующие расчеты, выражалась функцией (68), но в отличие от при-

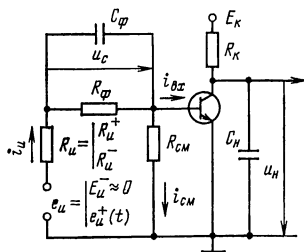


Рис. 17. Схема ТК с ускоряющей емкостью.

нятого в гл. 2 здесь нельзя пренебрегать даже малым внутренним сопротивлением источника $e_{\text{и}}(t)$. Поэтому для конкретности расчетов принималось:

$$R_{\text{и}}^{-}=0,5R_{\text{и}}^{+}=0,5 \text{ кОм}; \Delta E_{\text{и}}^{+}\approx E_{\text{и}}^{+}=11 \text{ В.} \quad (120)$$

Основные параметры схемы ТК принимались такими же, как и в гл. 2; они определялись равенствами (67). Что же касается параметров $R_{\text{см}}$, $R_{\text{ф}}$ и $C_{\text{ф}}$, играющих важную роль в обеспечении требуемого режима работы ТК, то методика их определения изложена в § 16 (см. табл. 5).

14. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ДЛИТЕЛЬНОСТИ ЗАДЕРЖКИ ВКЛЮЧЕНИЯ ТК С УСКОРЯЮЩЕЙ ЕМКОСТЬЮ

1. Расчет задержки включения ТК с ускоряющей емкостью проводится на основе положений, изложенных в гл. 1, а именно:

а) длительность $T_{\text{зад}}^{*}$ стадии задержки включения ТК¹ определяется временем нарастания напряжения на эмиттерном переходе от исходного значения $U_{\text{э}}^{-}$, соответствующего состоянию покоя, до «порогового» напряжения $U_{\text{э}1}$ (см. рис. 5 и 7), которому соответствует весьма малый ток коллектора $I_{\text{к}1}$;

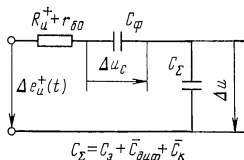


Рис. 18. Приближенная квазилинейная схема входной цепи ТК с ускоряющей емкостью.

б) входной ток транзистора в этой стадии является в основном емкостным, и эквивалентная схема собственно транзистора в этой стадии имеет вид, приведенный на рис. 6, если положить $R_{\text{у}}^{+}=0$.

2. Приближенная эквивалентная схема ТК с ускоряющей емкостью в стадии задержки включения представлена на рис. 18. Эта схема соответствует пренебрежению в этой стадии влиянием больших сопротивлений $R_{\text{ф}}$ и $R_{\text{см}}$, значительно больших весьма малого сопротивления $R_{\text{и}}^{+} + r_{\delta\delta}$. Такое пренебрежение допустимо, если при пренебрежимо малом объемном сопротивлении базы $r_{\delta\delta} = r_{\delta\delta} \approx 0$ можно полагать, что сопротивление $R_{\text{см}}$ шунтируется емкостью

$$C_{\Sigma} = C_{\text{э}} + \bar{C}_{\text{к}} + \bar{C}_{\text{диф}} \quad (121)$$

¹ Важнейшие параметры ТК с ускоряющей емкостью отмечают для различения верхним индексом «*».

и справедливо неравенство

$$R_{\phi}C_{\phi} \gg T_{\text{зад}}^* \ll R_{\text{см}}C_{\Sigma}, \quad (122)$$

которое обычно выполняется.

Напомним, что в равенстве (121) \bar{C}_{κ} и $\bar{C}_{\text{диф}}$ — усредненные значения барьерной емкости и диффузионной емкости транзистора, выражаемые равенствами (15), причем для транзистора типа КТ324 согласно (79) $C_{\Sigma} = 5$ пФ.

Можно показать, что независимо от выполнения или невыполнения неравенств (122) решение, получаемое на основе эквивалентной схемы на рис. 18, почти совпадает с решением, полученным без пренебрежения влиянием сопротивлений R_{ϕ} и $R_{\text{см}}$, если справедливо равенство $R_{\phi}C_{\phi} = R_{\text{см}}C_{\Sigma}$.

Произведенные в § 17 расчеты подтверждают допустимость пренебрежения в рассматриваемой стадии работы ТК сопротивлениями R_{ϕ} и $R_{\text{см}}$.

3. В § 5 обсуждалось, что приращения напряжений на элементах квазилинейной («усредненной») входной цепи, схема которой представлена на рис. 18, могут быть найдены из рассмотрения реакции «пустой» цепи (без учета запасов энергии в цепи) на приращение импульсной э. д. с. $\Delta e_{\text{и}}^+(t)$.

Переходная функция для напряжения на емкости C_{Σ} (рис. 18)

$$h_{\Delta} = \frac{C_{\phi}}{C_{\phi} + C_{\Sigma}} (1 - e^{-t/\theta^*}), \quad (123)$$

где

$$\theta^* = (R_{\text{и}}^+ + r_{\text{б0}}) \frac{C_{\phi}C_{\Sigma}}{C_{\phi} + C_{\Sigma}}. \quad (123a)$$

Отсюда независимо от формы сигнала $\Delta e_{\text{и}}^+(t)$ приращение напряжения на емкости C_{Σ} (на эмиттерном переходе)

$$\Delta u_{\Sigma}(t) = \frac{C_{\phi}}{C_{\phi} + C_{\Sigma}} \frac{e^{-t/\theta^*}}{\theta^*} \int_0^t e^{\xi/\theta^*} \Delta e_{\text{и}}^+(\xi) d\xi.$$

Интегрируя с учетом экспоненциальной формы сигнала (68), т. е. полагая

$$\Delta e^+_{\text{н}}(t) = \Delta E^+_{\text{н}} (1 - e^{-t/\theta^+_{\text{н}}}),$$

получаем:

$$\Delta u_{\text{э}}(t) = E_{\text{экв}} \left[1 + \frac{\theta^*}{\theta^+_{\text{н}} - \theta^*} e^{-t/\theta^*} - \frac{\theta^+_{\text{н}}}{\theta^+_{\text{н}} - \theta^*} e^{-t/\theta^+_{\text{н}}} \right], \quad (124)$$

где

$$E_{\text{экв}} = \Delta E^+_{\text{н}} \frac{C_{\text{ф}}}{C_{\text{ф}} + C_{\Sigma}}. \quad (124a)$$

Для частных случаев $\theta^+_{\text{н}} = 0$ и $\theta^+_{\text{н}} = \theta^*$ формула (124) принимает вид:

при $\theta^+_{\text{н}} = 0$

$$\Delta u_{\text{э}}(t) = E_{\text{экв}} (1 - e^{-t/\theta^*}); \quad (124б)$$

при $\theta^+_{\text{н}} = \theta^*$

$$\Delta u_{\text{э}}(t) = E_{\text{экв}} [1 - e^{-t/\theta^*} (1 + t/\theta^*)]. \quad (124в)$$

Время $t = T^*_{\text{зад}}$ является корнем соответствующего уравнения (124), (124б) или (124в), если положить в нем

$$\Delta u_{\text{э}}(t) = \Delta u_{\text{э}}(T^*_{\text{зад}}) = \Delta U_{\text{э1}} = U_{\text{э1}} - U_{\text{э}}, \quad (125)$$

где (если иметь в виду более общий случай) $U_{\text{э}}$ — отличное от нуля исходное напряжение на эмиттерном переходе в момент $t = 0$.

В момент $t = T^*_{\text{зад}}$ приращение напряжения на конденсаторе $C_{\text{ф}}$

$$\Delta u_{\text{с}}(T^*_{\text{зад}}) = U_{\text{э1}} C_{\Sigma} / C_{\text{ф}} = U_{\text{с1}}. \quad (125a)$$

15. МЕТОДИКА АНАЛИЗА ЛИНЕАРИЗОВАННОЙ СТАДИИ ОТПИРАНИЯ ТРАНЗИСТОРА В КЛЮЧЕ С УСКОРЯЮЩЕЙ ЕМКОСТЬЮ

1. Положим, что эта стадия работы ТК охватывает процессы в ТК от момента $t = T^*_{\text{зад}}$, в который напряжение на эмиттерном переходе достигает «порогового» значения $u_{\text{э}}(T^*_{\text{зад}}) = U_{\text{э1}}$, до момента $t = T^*_{\text{зад}} + T^+_{\text{л}}$ входа транзистора в состояние насыщения.

Поскольку способ составления линеаризованного уравнения ТК при заданном входном токе транзистора

определен в § 4, то прежде всего найдем входной ток $i_{\text{вх}}(t)$.

Начало отсчета времени линеаризованной стадии отнесем к моменту $t=T^*_{\text{зад}}$. В соответствии с этим применительно к линеаризованной стадии введем время

$$t' = t - T^*_{\text{зад}}. \quad (126)$$

Учитывая, что в принимаемом нами сигнале (68) исходное значение сигнала (в состоянии покоя) $E^-_{\text{и}}=0$ и, следовательно, $e^+_{\text{и}}(t)=\Delta e^+_{\text{и}}(t)$, для $t'>0$ можно записать:

$$e^+_{\text{и}}(t') = E^+_{\text{и}} [1 - e^{-(T^*_{\text{зад}} + t')/\theta^+_{\text{и}}}], \quad (127)$$

где ввиду $E^-_{\text{и}}=0$ перепад $\Delta E^+_{\text{и}}=E^+_{\text{и}}$.

При принятой форме сигнала с учетом отсутствия во входной цепи источника смещающего напряжения ($E_{\text{см}}=0$) следует полагать, что напряжение на эмиттерном переходе в исходном состоянии (в состоянии покоя) $u_{\text{э}}=U^-_{\text{э}}=0$. Подставляя это значение в равенства (125) и (125а), для момента $t'=0$ ($t=T^*_{\text{зад}}$) можно записать:

$$u_{\text{э}}(0) = \Delta u_{\text{э}}|_{t=T^*_{\text{зад}}} = U_{\text{э}1}; \quad (127a)$$

$$u_{\text{с}}(0) = \Delta u_{\text{с}}|_{t=T^*_{\text{зад}}} = U_{\text{э}1} C_{\Sigma} / C_{\Phi} = U_{\text{с}1}. \quad (1276)$$

Для определения входного тока $i_{\text{вх}}(t')$ составим систему операционных уравнений, связывающих изображение входного тока с изображениями токов и напряжений входной цепи (рис. 17) с учетом начальных условий (127а) и (1276). При этом изображение любого тока $i=i(t')$ или напряжения $u=u(t')$ обозначим в виде

$$\hat{i} = \hat{i}(p) \div i(t') = i; \quad \hat{u} = \hat{u}(p) \div u(t') = u. \quad (128)$$

С учетом обозначений (128) запишем:

$$\left. \begin{aligned} \hat{e}^+_{\text{и}} &= \hat{i}_{\text{и}} R^+_{\text{и}} + \hat{u}_{\text{с}} + \hat{u}_{\text{вх}}; \\ \hat{u}_{\text{вх}} &= \hat{i}_{\text{вх}} r_{\text{б}0} + \frac{U_{\text{э}1}}{p} + \hat{u}_{\text{э}}; \\ \hat{i}_{\text{и}} &= \hat{i}_{\text{вх}} + \hat{i}_{\text{см}} = \frac{\hat{u}_{\text{с}}}{R_{\Phi}} + p C_{\Phi} \left(\hat{u}_{\text{с}} - \frac{U_{\text{с}1}}{p} \right); \\ \hat{i}_{\text{см}} &= \hat{u}_{\text{вх}} / R_{\text{см}}, \end{aligned} \right\} \quad (129)$$

где $\hat{e}^+_{\text{и}}$ — изображение сигнала (127).

Решая систему (129) относительно \hat{i}_{BX} , находим:

$$\hat{i}_{\text{BX}} N(p) = \hat{e}^+_{\text{H}} - \frac{r_{\text{CM}}}{R_{\text{CM}}} (1 + p\theta_{\Phi}) - \frac{r_{\text{CM}}}{R_{\text{CM}}} \left(\hat{u}_{\text{Э}} + \frac{U_{\text{Э1}}}{p} \right) (1 + p\theta_{\Phi}) - \\ - R_{\text{CM}} p\theta_{\Phi} \frac{U_{\text{C1}}}{p} - \left(\hat{u}_{\text{Э}} + \frac{U_{\text{Э1}}}{p} \right) [R^+_{\text{H}} (1 + p\theta_{\Phi}) + R_{\Phi}],$$

где $\theta_{\Phi} = R_{\Phi} C_{\Phi}$; (130)

$$\frac{N(p)}{R_{\text{CM}}} = \frac{r_{\text{Э}}}{R_{\text{CM}}} (1 + p\theta_{\Phi}) + \left(1 + \frac{r_{\text{Э}}}{R_{\text{CM}}} \right) [R_{\Phi} + R^+_{\text{H}} (1 + p\theta_{\Phi})].$$

Так как $r_{\text{Э0}} \ll R_{\text{CM}} \gg R^+_{\text{H}}$ и напряжение $u_{\text{Э}}(t')$ невелико, можно принять:

$$1 + r_{\text{Э0}}/R_{\text{CM}} \approx 1; \quad 1 + R^+_{\text{H}}/R_{\text{CM}} \approx 1.$$

С учетом этих приближений изображение входного тока имеет вид:

$$\hat{i}_{\text{BX}} = \frac{(1 + p\theta_{\Phi}) \left(\hat{e}^+_{\text{H}} - \frac{U_{\text{Э1}}}{p} \right) - p\theta_{\Phi} \frac{U_{\text{C1}}}{p} \frac{R_{\Phi}}{R_{\text{CM}}}}{(R^+_{\text{H}} + r_{\text{Э0}}) (1 + p\theta_{\Phi}) + R_{\Phi}} = \hat{F}(\hat{u}_{\text{Э}}), \quad (131)$$

где

$$\hat{F}(\hat{u}_{\text{Э}}) = \frac{(1 + p\theta_{\Phi}) + R_{\Phi}/R_{\text{CM}}}{(R^+_{\text{H}} + r_{\text{Э0}}) (1 + p\theta_{\Phi}) + R_{\Phi}} \hat{u}_{\text{Э}}. \quad (131a)$$

2. В соответствии с методикой, изложенной в § 4, п. 5, составим систему операционных уравнений, соответствующую системе (20):

$$\left. \begin{aligned} \hat{u}_{\text{Э}} &= \hat{i}_{\text{K}} \bar{R}_{\text{Э}}; \quad \hat{u}_{\text{H}} = \hat{u}_{\text{Э}} - \hat{u}_{\text{K}}; \\ \hat{i}_{\text{BX}} &= p\tau_{\text{Г}} \hat{i}_{\text{K}} + \frac{\hat{i}_{\text{K}} + I_{\text{K}}/p}{\beta} + pC_{\text{Э}} \hat{u}_{\text{Э}} + pC_{\text{K}} \hat{u}_{\text{K}}; \\ \hat{i}_{\text{K}} + \frac{I_{\text{K1}}}{p} + pC_{\text{H}} \hat{u}_{\text{H}} + \frac{\hat{u}_{\text{H}}}{R_{\text{K}}} - pC_{\text{K}} \hat{u}_{\text{K}} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (132)$$

В этой системе

$$\begin{aligned} \hat{i}_{\text{BX}} &= \hat{i}_{\text{BX}}(p) \div \tilde{i}_{\text{BX}}(t'); \\ \hat{u}_{\text{Э}} &= \hat{u}_{\text{Э}}(p) \div \tilde{u}_{\text{Э}}(t'); \\ \hat{u}_{\text{K}} &= \hat{u}_{\text{K}}(p) \div \tilde{u}_{\text{K}}(t'); \\ \hat{u}_{\text{H}} &= \hat{u}_{\text{H}}(p) \div \tilde{u}_{\text{H}}(t'); \\ \hat{i}_{\text{K}} &= \hat{i}_{\text{K}}(p) \div \tilde{i}_{\text{K}}(t'), \end{aligned}$$

причем $\tilde{u}(t')$ и $\tilde{i}(t')$ — приращения напряжения u и тока i относительно их значений в момент $t'=0$; $i_{\text{вх}}(t')$ — полный входной ток в момент t' .

Фигурирующее в системе (132) сопротивление \bar{R}_∂ определяется из линеаризованной статической характеристики рис. 7. В общем случае \bar{R}_∂ выражается формулой (18), а при насыщающемся режиме работы — формулами (42) и (42а).

Исключая из системы (132) изображения \hat{i}_k и \hat{u}_k , получаем два уравнения:

$$\hat{i}_{\text{вх}} = \frac{p\tau_t}{\bar{R}_\partial} \hat{u}_\partial + \frac{\hat{u}_\partial}{\beta \bar{R}_\partial} + \frac{I_{k1}}{p\beta} + pC_\partial \hat{u}_\partial + pC_k \hat{u}_\partial - pC_k \hat{u}_n; \quad (132a)$$

$$\frac{\hat{u}_\partial}{\bar{R}_\partial} + \frac{I_{k1}}{p} + pC_n \hat{u}_n + \frac{\hat{u}_n}{R_k} - pC_k \hat{u}_\partial + pC_k \hat{u}_n = 0. \quad (132b)$$

Выразим из (132б) изображение \hat{u}_∂ :

$$\hat{u}_\partial (1 - p\bar{R}_\partial C_k) = - \left[\frac{I_{k1}\bar{R}_\partial}{p} + p(C_n + C_k) \bar{R}_\partial \hat{u}_n + \frac{\bar{R}_\partial}{R_k} \hat{u}_n \right] \quad (132в)$$

Подставляя (132в) в (132а), после простых преобразований получаем уравнение относительно \hat{u}_n :

$$\begin{aligned} \hat{u}_n \{ p^2 (\theta'_2)^2 + p\theta'_1 + 1 \} = - \left\{ \beta R_k \hat{i}_{\text{вх}} (1 - p\bar{R}_\partial C_k) + \right. \\ \left. + \frac{\beta I_{k1} R_k}{p} [p\tau_t + p\bar{R}_\partial (C_\partial + C_k)] \right\}, \end{aligned} \quad (133)$$

где

$$(\theta'_2)^2 = \beta \tau_t R_k (C_k + C_n) (1 + \delta'); \quad (133a)$$

$$\theta'_1 = \beta [\tau_t + R_k C_k + \bar{R}_\partial (C_\partial + C_k)] + R_k (C_k + C_n). \quad (133б)$$

Здесь δ' выражается формулой (24а) и принято

$$I_{k1} R_k \bar{R}_\partial C_k \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \approx I_{k1} R_k \bar{R}_\partial C_k.$$

Найдем выражение функции (131а), входящее в выражение (131); используем для этого равенство (132в):

$$\begin{aligned} \hat{F}(\hat{u}_\partial) = - \left(\frac{1 + R_\Phi/R_{\text{см}} + p\theta_\Phi}{(R_n^+ + r_{\text{с0}})(1 + p\theta_\Phi) + R_\Phi} \right) \times \\ \times \left[\frac{I_{k1}\bar{R}_\partial/p + p\bar{R}_\partial (C_n + C_k) \hat{u}_n + \hat{u}_n \bar{R}_\partial/R_\Phi}{1 - p\bar{R}_\partial C_k} \right]. \end{aligned} \quad (134)$$

При подстановке выражения (134) в (131), а затем выражения (131) в уравнение (133) получается чрезвычайно громоздкое выражение для изображения \hat{u}_n . Учитывая ограниченное влияние функции $\hat{F}(\hat{u}_s)$ на изображение \hat{u}_n , упростим входящую в (134) первую дробь на основе приближенного представления

$$\frac{1 + R_\phi/R_{cm} + p\theta_\phi}{(R^+_{\phi} + r_{60})(1 + p\theta_\phi) + R_\phi} \approx \frac{1}{R^+_{60}}(a + p\nu\theta_\phi), \quad (135)$$

где коэффициент ускорения ТК с ускоряющей емкостью [4, 5]

$$k = \frac{R_\phi}{R^+_{\phi} + r_{60}} \gg 1 \quad (135a)$$

и

$$R^+_{60} = R^+_{\phi} + R^+_{\pi} + r_{60}; \quad a = 1 + \frac{R_\phi}{R_{cm}}; \quad \nu = \frac{k + 1 - a}{k + 1}. \quad (135b)$$

Приближение (135) получено путем почленного деления числителя на знаменатель левой части (135) с использованием только первых двух членов разложения.

Таким образом,

$$\hat{F}(\hat{u}_s) \approx - \frac{a + \nu p\theta_\phi}{R^+_{60}} \frac{\left[p\bar{R}_s(C_n + C_k) + \frac{\bar{R}_s}{R_\phi} \right] \hat{u}_n + I_{k1}\bar{R}_s/p}{1 - p\bar{R}_s C_k}. \quad (136)$$

После подстановки (136) в операционное уравнение (133) оно приводится к следующему виду:

$$[p^2(\theta^*_2)^2 + p\theta^*_{11} + 1]\hat{u}_n = \hat{\Phi}^*(p). \quad (137)$$

В выражении (137) обозначено:

$$(\theta^*_2)^2 = \beta^* \tau_T R_k (C_k + C_n) (1 + \delta^*); \quad (138)$$

$$\delta^* = \delta' + \nu \frac{\bar{R}_s}{R_6} \frac{\theta_\phi}{\tau_T} \ll 1, \quad (138a)$$

причем δ' выражается формулой (24а);

$$\theta^*_1 = \beta^* \left\{ \tau_T + R_K C_K + \bar{R}_9 (C_9 + C_K) + \frac{\bar{R}_9}{R_0} [a R_K (C_n + C_K) + \right. \\ \left. + v \theta_\Phi] + \frac{R_K (C_n + C_n)}{\beta} \right\}; \quad (139)$$

$$\beta^* = \frac{\beta}{1 + a \beta \bar{R}_9 / R + r_{60}}; \quad (140)$$

$$\hat{\Phi}^*(p) = -\beta^* \left\{ \frac{R_K}{R + r_{60}} \frac{(1 + p \theta_\Phi) (1 - p \bar{R}_9 C_K)}{k + 1 + p \theta_\Phi} \hat{e}_n - \hat{\varphi} \right\}, \quad (141)$$

где изображение функции, зависящей только от малых напряжений,

$$\hat{\varphi} = \hat{\varphi}(U_{91}, U_{C1}, I_{K1}, R_K) = \left(\frac{R_K}{R + r_{60}} \right) \frac{1 - p \bar{R}_9 C_K}{k + 1 + p \theta_\Phi} \left[a \frac{U_{91}}{p} + \right. \\ \left. + p \theta_\Phi \frac{U_{91} + U_{C1}}{p} \right] - \left(p \theta_\Sigma + a \frac{\bar{R}_9}{R_0} \right) \frac{I_{K1} R_K}{p}, \quad (142)$$

причем U_{C1} выражается формулой (127б) и

$$\theta_\Sigma = \tau_T + \bar{R}_9 (C_9 + C_K) + \frac{\bar{R}_9}{R_0} v \theta_\Phi. \quad (143)$$

3. Так как $\theta^*_2 \ll \theta^*_1$, то при нахождении оригинала $\hat{u}_n(t') \leftrightarrow \hat{u}_n$ целесообразно применить метод «запаздывающей функции» [17], в соответствии с чем

$$\hat{u}_n = \hat{u}_n(p) \approx \frac{\hat{\Phi}^*(p)}{1 + p \bar{\theta}^*_1} e^{-p T^*_{\text{зап}}}, \quad (144)$$

где

$$T^*_{\text{зап}} \approx (\theta^*_2)^2 / \theta^*_1; \quad \bar{\theta}^*_1 = \theta^*_1 - T^*_{\text{зап}}. \quad (145)$$

В ряде случаев требуется, чтобы к моменту окончания действия отпирающего сигнала $e^+_{\text{н}}(t)$ переходные процессы в ТК были закончены, причем коэффициент насыщения транзистора был равен заданному значению s . Положим, что длительность импульсов $e^+_{\text{н}}(t)$ настолько велика, что это требование выполняется [4]. Кроме того, как это часто принимается¹, положим:

$$\theta^*_\Phi = R_\Phi C_\Phi = \bar{\theta}^*_1. \quad (146)$$

¹ Это соотношение не является оптимальным, но оно часто бывает предпочтительно оптимальному, так как, во-первых, оно приводит к упрощению решения уравнения (144) и, во-вторых, получаемое решение обычно не сильно отличается от оптимального.

Подставим в (141) изображение сигнала (127), которое имеет вид:

$$\widehat{e}_n^+ = \frac{E_n^+}{p} - \frac{E_n^+ p \theta_y^+ e^{-T_{\text{зад}}^* / \theta_y^+}}{p(1 + p \theta_y^+)}; \quad (147)$$

учитывая при этом равенство (146), представим изображение (144) в следующем виде:

$$-\widehat{u}_n = \frac{\beta^* R_K}{R^+ \theta_0} \frac{E_n^+}{p} (1 - p \bar{R}_9 C_K) \left[\frac{1}{1 + p \theta_{\text{уск}}^*} - \frac{e^{-T_{\text{зад}}^* / \theta_y^+} p \theta_y^+}{(1 + p \theta_{\text{уск}}^*)(1 + p \theta_y^+)} \right] e^{-p T_{\text{зап}}^*} - \frac{\beta^* \widehat{\varphi}}{1 + p \bar{\theta}_1^*} e^{-p T_{\text{зап}}^*}, \quad (148)$$

где

$$\theta_{\text{уск}}^* = \frac{\bar{\theta}_1^*}{k+1} \ll \bar{\theta}_1^* = \theta_1^* - T_{\text{зап}}^*, \quad (149)$$

если выражаемый формулой (135а) коэффициент ускорения $k \gg 1$. Менее существенная часть изображения (148) в соответствии с выражением (142) и равенством (147) имеет вид:

$$-\frac{\beta^* \widehat{\varphi} e^{-p T_{\text{зап}}^*}}{1 + p \bar{\theta}_1^*} = \left\{ -\frac{\beta^* R_K (1 - p \bar{R}_9 C_K)}{R_6 p (1 + p \theta_{\text{уск}}^*)(1 + p \bar{\theta}_1^*)} \times \right. \\ \times [p \bar{\theta}_1^* (U_{\text{с1}}^2 + U_{\text{с1}}) + a U_{\text{с1}}] + \beta^* \frac{I_{\text{к1}} R_K}{p (1 + p \bar{\theta}_1^*)} \times \\ \left. \times \left[p \theta_{\Sigma} + a \frac{\bar{R}_9}{R_6} \right] \right\} e^{-p T_{\text{зап}}^*}. \quad (150)$$

Отрицательный знак в левой части уравнения (148) соответствует тому, что $\widehat{u}_n \rightarrow \widehat{u}_n(t')$ выражает не само выходное напряжение $u_{\text{вых}} = u_n$ (см. рис. 17), а его приращение относительно значения в момент $t' = 0$, равного $u_n(0) = E_K + \bar{U}_{\text{н1}} \approx E_K$. Поэтому действительное напряжение $u_n(t') \approx E_K + \bar{u}_n(t') = E_K - |\bar{u}_n(t')|$, так как $\bar{u}_n(t') < 0$. Обозначая текущее время t' посредством равенства

$$t' - T_{\text{зап}}^* = t'', \quad (151)$$

выразим искомый оригинал в виде сдвинутого (на величину $T^*_{\text{зап}}$) времени:

$$-\tilde{u}_n(t'') = U_0 - U_1 e^{-t''/\theta^*_{\text{уск}}} + U_2 e^{-t''/\theta^+_y} + U_3 e^{-t''/\bar{\theta}^*_1}, \quad (152)$$

где

$$U_0 = \frac{\beta^* R_K}{R^+_{\text{сб}}} [E^+_{\text{и}} - a(U_{\text{э1}} - I_{\text{к1}} \bar{R}_{\text{э}})]; \quad (153)$$

$$U_1 = \frac{\beta^* R_K}{R^+_{\text{сб}}} \left\{ E^+_{\text{и}} \left(1 + \frac{\bar{R}_{\text{э}} C_K}{\theta^*_{\text{уск}}} \right) \left(1 + \frac{\theta^+_y}{\theta^*_{\text{уск}} - \theta^+_y} e^{-T^*_{\text{зап}}/\theta^+_y} \right) + \right. \\ \left. + \frac{\theta^*_{\text{уск}} + \bar{R}_{\text{э}} C_K}{\theta^*_{\text{уск}} - \bar{\theta}^*_1} \left[\frac{\bar{\theta}^*_1}{\theta^*_{\text{уск}}} (U_{\text{э1}} - U_{\text{с1}}) - a U_{\text{э1}} \right] \right\}; \quad (153a)$$

$$U_2 = \frac{\beta^* R_K}{R^+_{\text{сб}}} E^+_{\text{и}} e^{-T^*_{\text{зап}}/\theta^+_y} \frac{\theta^+_y}{\theta^*_{\text{уск}} - \theta^+_y} \left(1 + \frac{\bar{R}_{\text{э}} C_K}{\theta^+_y} \right); \quad (153б)$$

$$U_3 = \frac{\beta^* R_K}{R^+_{\text{сб}}} \left\{ \frac{\bar{\theta}^*_1 + \bar{R}_{\text{э}} C_K}{\theta^*_{\text{уск}} - \bar{\theta}^*_1} [U_{\text{с1}} + U_{\text{э1}} (1 - a)] - \right. \\ \left. - a I_{\text{к1}} \bar{R}_{\text{э}} \right\} + \beta^* I_{\text{к1}} R_{\text{к1}} \frac{\theta_{\Sigma}}{\bar{\theta}^*_1}; \quad (153в)$$

θ_{Σ} выражается формулой (143).

Заметим, что слагаемыми, зависящими от малых значений $U_{\text{э1}}$, $U_{\text{с1}}$, $I_{\text{к1}}$, $\bar{R}_{\text{э}}$, во многих случаях можно пренебречь.

Так как в активном режиме работы транзистора действительное выходное напряжение $u_{\text{н}} = E_{\text{к}} + \tilde{u}_{\text{н}} \geq U_{\text{кн}}$, то текущее время t'' должно удовлетворять неравенству $-\tilde{u}_{\text{н}} \leq E_{\text{к}} - U_{\text{кн}}$. Обозначая длительность линейной части отпираания транзистора до его входа в насыщение через $T^+_{\text{л}} = T_{\text{отп}}$, а разность $T^+_{\text{л}} - T^*_{\text{зап}}$ через $T''_{\text{л}}$, можно длительность $T''_{\text{л}}$ найти из уравнения (152), если положить в нем, что в момент $t'' = T''_{\text{л}}$

$$\tilde{u}_{\text{н}}(T''_{\text{л}}) = \tilde{u}_{\text{н}}(T^+_{\text{л}} - T^*_{\text{зап}}) = E_{\text{к}} - U_{\text{кн}}. \quad (154)$$

16. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ТК С УСКОРЯЮЩЕЙ ЕМКОСТЬЮ

1. Расчет параметров ТК, показанного на рис. 17, проведен применительно к бескорпусному транзистору КТ324, параметры которого приведены в гл. 2. Как и

ранее, полагаем заданными параметры схемы на рис. 17:

$$E_K=12 \text{ В}, R_K=1 \text{ кОм}, C_H=5 \text{ пФ}. \quad (155)$$

Также считаем, что импульсная э. д. с., действующая во входной цепи (см. рис. 17), с точностью до небольшого запаздывания аппроксимируется функцией

$$e_{\text{и}} \left\{ \begin{array}{l} E_{\text{и}}^{-} = 0, \quad (t \leq 0); \\ e_{\text{и}}^{+}(t) = E_{\text{и}}^{-} + \Delta e_{\text{и}}^{+}(t) \approx E_{\text{и}}^{+} (1 - e^{-t/\theta_{\text{и}}^{+}}), \end{array} \right\} \quad (155a)$$

где с учетом $E_{\text{и}}^{-}=0$

$$\Delta E_{\text{и}}^{+} = E_{\text{и}}^{+} = 11 \text{ В}. \quad (155б)$$

2. Как и в гл. 2, положим, что до окончания действия импульсного сигнала $e_{\text{и}}^{+}(t)$ устанавливается стационарный (или близкий к нему) режим насыщения транзистора. При этом условие сопротивления резистора R_{ϕ} выбирается из требования получения заданного коэффициента насыщения s .

Сопротивление резистора $R_{\text{см}}$ выбирается, с одной стороны, из условия достаточно полной передачи импульсного воздействия на базовый вход транзистора; в этом смысле желательно большее сопротивление $R_{\text{см}}$. С другой стороны, при $R_{\text{см}} \gg R_{\phi}$ затягивается установление состояния покоя во входной цепи ТК; в этом смысле желательно выполнение равенства $R_{\phi} C_{\phi} \approx \approx R_{\text{см}} C_{\Sigma}$. Практически принимается $R_{\text{см}} = (1+2) R_{\phi}$.

Так как $R_{\phi} \gg R_{\text{и}}^{+}$, примем при дальнейших расчетах соотношение

$$\frac{R_{\phi} + R_{\text{и}}^{+}}{R_{\text{см}}} = \gamma_{\text{см}} - 1 = \frac{1}{2}. \quad (156)$$

Условие обеспечения стационарного режима насыщения вытекает из рассмотрения схемы входной цепи на рис. 17. Ток, протекающий через $R_{\text{см}}$ в этом режиме, $I_{\text{см}} = (U_{\text{эс}} + I_{\text{бс}} r_{\text{б.н}}) / R_{\text{см}}$, где $I_{\text{бс}} = s I_{\text{б.н}}$ — ток базы; $U_{\text{эс}}$ — напряжение на эмиттерном переходе в режиме насыщения, выражаемое формулами (53) и (58). Таким образом, в соответствии со схемой входной цепи (рис. 17) можно записать уравнение Кирхгофа для рассматриваемого режима работы:

$$E_{\text{и}}^{+} = (R_{\phi} + R_{\text{и}}^{+}) (I_{\text{бс}} + I_{\text{см}}) + I_{\text{бс}} r_{\text{б.н}} + U_{\text{эс}};$$

Подставляя в написанное равенство выражение для $I_{см}$ и заменяя в нем $R_{см}$ из равенства (156), получаем уравнение относительно $R_{ф} + R_{н}^{+}$. Из его решения находим:

$$(R_{ф} + R_{н}^{+}) \approx \frac{E_{н}^{+}}{I_{бс}} \left[1 - (1 + \gamma_{см}) \frac{U_{эс}}{E_{н}^{+}} \right] - r_{б.н.} \quad (156a)$$

Последовательность расчетов параметров ТК, определяющих стационарный режим насыщения транзистора при $s=1-5$, приводится в табл. 5. В ТК с ускоряющей емкостью более сильное состояние насыщения обычно не применяется, так как коэффициент ускорения ТК (k) почти обратно пропорционален s .

Таблица 5

Параметры	Значения параметров			
	$s=1,0$	$s=1,5$	$s=3,0$	$s=5,0$
$I_{бс} = \frac{s}{\beta} I_{к.н.}$, мА	0,44	0,66	1,32	2,2
$U_{эс}$, В	0,78	0,80	0,84	0,86
$R_{ф} + R_{н}^{+}$, кОм	22,2	14,7	7,3	4,3
$R_{ф}$, кОм ($R_{н}^{+} = 1$ кОм)	21,2	13,7	6,3	3,3
$R_{б}^{+} = R_{н}^{+} + R_{ф} + r_{б0}$, кОм	22,4	14,9	7,5	4,5
$R_{см}$, кОм	44,5	29,4	14,6	8,7
a (135б)	1,48	1,46	1,43	1,39
k (135а)	17,7	11,3	5,25	2,78
v (135б)	0,92	0,88	0,77	0,63
β^{*} (140)	24,6	24,4	23,9	23,3
θ_{1}^{*} , нс (139)	76,8	76,0	73,8	71,7
$(\theta_{2}^{*})^2$, нс ² (138)	68	70	72	73
$T_{зап}^{*} = (\theta_{2}^{*})^2 / \theta_{1}^{*}$, нс	0,9	0,92	0,97	1,02
$\bar{\theta}_{1}^{*} = \theta_{1}^{*} - T_{зап}^{*}$, нс	76	75	73	71
$C_{ф} = \bar{\theta}_{1}^{*} / R_{ф}$, пФ	3,6	5,5	11,6	21

В табл. 5 приводятся формулы (или указаны номера формул), по которым производится расчет параметров ТК. Численные значения параметров ТК вычислены применительно к параметрам транзистора типа КТ324 и численным значениям некоторых параметров схемы ТК, определяемых равенствами (67), (120), (155) и (155б). При этих расчетах в соответствии с формулами (41б), (42), (42а) и (156) принято:

$$I_{к.н.} \approx 11 \text{ мА}; U_{э.н.} \approx 0,78 \text{ В}; \bar{R}_э = 9,4 \text{ Ом}; \gamma_{см} = 1,5. \quad (156б)$$

17. РАСЧЕТ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ЗАДЕРЖКИ ВКЛЮЧЕНИЯ ТК С УСКОРЯЮЩЕЙ ЕМКОСТЬЮ

1. Расчет длительности задержки включения ТК ($T_{\text{зад}}^*$) при воздействии импульсного сигнала

$$e_{\text{н}}^+(t) = \Delta e_{\text{н}}^+(t) = E_{\text{н}}^+ (1 - e^{-t/\theta^+ y}) \cdot 1(t) \quad (157)$$

и нулевых начальных условиях квазилинейной («усредненной») входной цепи (рис. 18) производится по одной из зависимостей (124), (124б) или (124в), если в соответствии с равенством (125) принять, что при $u_{\text{э}}(0) = U_{\text{э}} = 0$ напряжение на эмиттерном переходе

$$u_{\text{э}}(T_{\text{зад}}) = \Delta u_{\text{э}}(T_{\text{зад}}^*) = U_{\text{э1}}. \quad (158)$$

В частности, подставляя (158) в (124), получаем уравнение относительно $x = T_{\text{зад}}^* / \theta^*$ в виде

$$F(x) = (1 - \lambda_{\text{зад}}^*) (1 - w) - e^{-x} + w e^{-x/w}, \quad (159)$$

где

$$\lambda_{\text{зад}}^* = \frac{U_{\text{э1}}}{E_{\text{экв}}}; \quad w = \frac{\theta^+ y}{\theta^*} \neq 1. \quad (160)$$

Вследствие равенства (146) значение емкости $C_{\text{ф}}$ существенно зависит от коэффициента насыщения s (см. табл. 5). Поэтому постоянная θ^* и величина $E_{\text{экв}}$, выражаемые формулами (123а) и (124а), также являются функциями s ; их численные значения приводятся в табл. 6.

После определения величины $\lambda_{\text{зад}}^*$ имеются все данные для определения корней уравнения (159) при любом значении параметра $w \neq 1$.

2. Численные значения корней $x = T_{\text{зад}}^* / \theta^*$ уравнения (159) находятся в общем случае с помощью ЭВМ. Аналитические выражения этих корней при $w < 0,5$ или $w > 2$ можно получить, применив метод Ньютона, аналогично выполненному в § 10, п. 3.

В частном случае $w = 0$, что соответствует сигналу с прямоугольным фронтом ($\theta^+ y = 0$), из уравнения (159) находим:

$$x = \frac{T_{\text{зад}}^*}{\theta^*} = \ln \frac{1}{1 - \lambda_{\text{зад}}^*} = \ln \frac{E_{\text{экв}}}{E_{\text{экв}} - U_{\text{э1}}}. \quad (161)$$

При $w=0,5$ и $w=2$ уравнение (159) преобразуется в квадратное уравнение относительно $y=e^{-x}$ и $y=e^{-x/w}$ соответственно. При этом получают решения:

$$x = \frac{T_{\text{зад}}^*}{\theta^*} = \ln \frac{1}{1 - \sqrt{\lambda_{\text{зад}}^*}} \left(w = \frac{\theta^+}{\theta^*} = \frac{1}{2} \right); \quad (162)$$

$$x = \frac{T_{\text{зад}}^*}{\theta^*} = 2 \ln \frac{1}{1 - \sqrt{\lambda_{\text{зад}}^*}} \left(w = \frac{\theta^+}{\theta^*} = 2 \right). \quad (162a)$$

3. Из-за зависимости параметра θ^* от коэффициента насыщения s целесообразно временные характеристики ТК при его включении нормировать относительной постоянной $\bar{\theta}_1^*$, являющейся основной постоянной времени ТК. Хотя выражаемая формулами (139) и (145) постоянная θ_1^* зависит от s , но эта зависимость весьма слабая (см. табл. 5).

Т а б л и ц а 6

Параметры	Значения параметров		
	$s=1$	$s=3$	$s=5$
$\theta_{\text{нс}}^* \dots \dots \dots$	2,4	4,0	4,5
$E_{\text{эКВ}}, \text{В} \dots \dots \dots$	4,81	7,87	9,04
$\lambda_{\text{зад}}^* = U_{\text{э1}}/E_{\text{эКВ}} \dots \dots$	0,141	0,0864	0,0752

Для транзистора рассматриваемого типа с погрешностью менее 5% можно принять:

$$\bar{\theta}_1^* \approx 73 \text{ нс} = \text{const}. \quad (163)$$

Это значение совпадает со значением $\bar{\theta}_1$, при котором рассчитывались временные характеристики простого ключа. Таким образом, при соблюдении (163) предоставляется удобная возможность сравнения быстродействия ключей двух типов.

Пересчет величин x и w производится из следующих соотношений:

$$\frac{T_{\text{зад}}^*}{\theta_1^*} = x \frac{\theta^*}{\theta_1^*}; \quad \frac{\theta^+}{\theta_1^*} = w \frac{\theta^*}{\theta_1^*}. \quad (164)$$

4. После определения корней функции $F(x)$, определяющей уравнение (159), и пересчета корней и параметра ω в соответствии с равенствами (164) была получена зависимость

$$\frac{T_{\text{зад}}^*}{\bar{\theta}_1^*} = F_{\text{зад}}^*(z^+, s); \quad z^+ = \frac{\theta_y^+}{\bar{\theta}_1^*}. \quad (165)$$

Графики зависимости $F_{\text{зад}}^*(z^+, s)$ представлены на рис. 19, а для $s=1, 3$ и 5 . Напомним, что эти результаты получены при условии, что $C_\Phi R_\Phi = \bar{\theta}_1^*$. Как видно из графиков, с возрастанием $z^+ = \theta_y^+ / \bar{\theta}_1^*$, т. е. с возрастанием постоянной времени θ_y^+ внешнего включающего

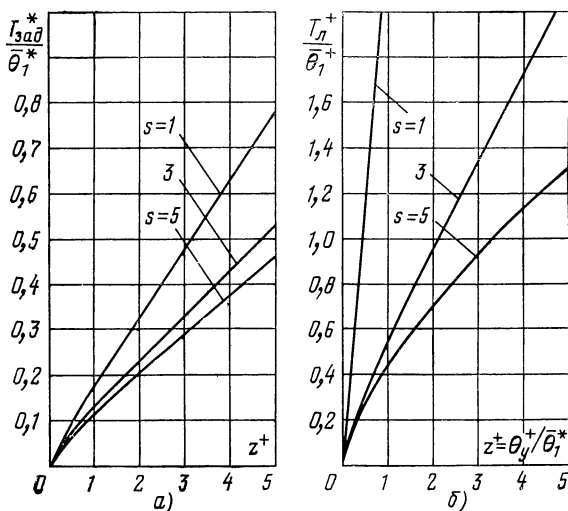


Рис. 19. Временные характеристики процесса включения ТК с ускоряющей емкостью.

сигнала, длительность задержки включения возрастает почти по линейному от z^+ закону, если $z > 0,5$. С увеличением коэффициента насыщения s длительность задержки уменьшается, что объясняется возрастанием емкости C_Φ и, следовательно, повышением коэффициента передачи включающего сигнала на базу ($E_{\text{экв}}$ возрастает) с увеличением s .

5. Интересно сравнить эффективность применения ускоряющей емкости при воздействии сигналов $e_y^+(t)$ с прямоугольным фронтом. Эффект действия ускоря-

ющей емкости оценивается отношением $T_{\text{зад}}/T^*_{\text{зад}}=\eta_{\text{зад}}$, где $T_{\text{зад}}$ — длительность задержки включения ТК без ускоряющей емкости (см. рис. 11,а). В табл. 7 приводятся значения $\eta_{\text{зад}}$, получающиеся при различных значениях $z^+=\theta^+_{\text{y}}/\theta^*_1$, характеризующих крутизну фронта включающего сигнала $e^+_{\text{и}}(t)$; зависимость $\eta_{\text{зад}}$ от z^+ приводится в табл. 7 для $s=1, 3$ и 5 .

Таблица 7

Параметры	Значения параметров											
	$s=1; k=17,7$				$s=3; k=5,25$				$s=5; k=2,78$			
$z \dots$	0	0,5	2,0	5	0	0,5	2	5	0	0,5	2,0	5,0
$\eta_{\text{зад}} \dots$	38,5	4,8	3,1	2,5	12,7	3,3	3,1	2,4	7,8	2,7	2,6	2,4

При оценке величины $\eta_{\text{зад}}$ следует иметь в виду, что условия работы сравниваемых ключей не вполне идентичны (даже без учета влияния ускоряющей емкости). Дело в том, что из-за наличия в расчетной схеме простого ТК смещающего напряжения $-E_{\text{см}} < 0$ величина управляющего напряжения $e^+_{\text{y}}(t)$ получалась существенно меньше, чем $e^+_{\text{и}}(t)$ (их отношение $\gamma^+=1,5$), а величина $\Delta U_{\text{э1}}=U_{\text{э1}}-U_{\text{э0}}=1,5$ В оказывалась существенно больше $U_{\text{э1}}=0,68$ В. Для ТК с ускоряющей емкостью смещающее напряжение $E_{\text{см}}=0$ и $U_{\text{э0}}=0$, ввиду чего $e^+_{\text{y}}(t) \approx e^+_{\text{и}}(t)$ и $\Delta U_{\text{э1}}=U_{\text{э1}}=0,68$ В. Таким образом, в указанных отношениях условия приближения эмиттерного напряжения к «пороговому» значению $u_{\text{э}}=U_{\text{э1}}=0,68$ В были в расчетной схеме более благоприятными, чем в расчетной схеме ТК без ускоряющей емкости.

Вследствие отмеченных обстоятельств при $z^+=0$, т. е. при сигнале с прямоугольным фронтом, коэффициент эффективности $\eta_{\text{зад}}$ получался больше коэффициента ускорения k (см. табл. 7). Однако при $\theta^+_{\text{y}} > 0$ коэффициент $\eta_{\text{зад}}$ резко снижался. Уже при $z^+ \approx 0,5$ он уменьшался в 3—10 раз, хотя при дальнейшем возрастании z^+ ослабление величины $\eta_{\text{зад}}$ получалось незначительным.

Таким образом, в отношении сокращения длительности задержки включения применение ускоряющей емкости оказывается высокоэффективным лишь при сигналах с фронтом $t_{\text{ф}} \approx 2\theta^+_{\text{и}} < \theta^*_1$.

Что же касается уменьшения величины $\eta_{\text{зад}}$ с ростом коэффициента насыщения, то это является закономерным, поскольку при этом коэффициент ускорения $k = R_{\phi} / (R_{\text{н}} + r_{60})$ снижается.

18. РАСЧЕТ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ОТПИРАНИЯ ТРАНЗИСТОРА В ТК С УСКОРЯЮЩЕЙ ЕМКОСТЬЮ

1. Эта стадия работы ТК охватывает временные процессы от момента $t = T^*_{\text{зад}}$ до момента $t = T^*_{\text{зад}} + T^+_{\text{л}}$ входа транзистора в насыщение. В этой стадии работы выходное напряжение ТК $u_{\text{вых}} = u_{\text{н}}$ изменяется от $u_{\text{н}}(0) = E_{\text{к}} + U_{\text{н1}} \approx E_{\text{к}}$ до $u_{\text{н}}(T^+_{\text{л}}) = U_{\text{к.н.}}$. Временные процессы в этой стадии описываются операционным уравнением (137) относительно приращения $\tilde{u}_{\text{н}}(t')$ входного напряжения ТК.

2. В соответствии с рецептурой расчета, изложенной в § 15, расчет проводят в следующем порядке:

а) используют основные параметры схемы, выражаемые равенствами (67), (120), (155), и параметры транзистора;

б) используют параметры $R_{\text{см}}$, R_{ϕ} , C_{ϕ} , a , k , ν , β^* , $\bar{\theta}^*_{\text{1}}$, приведенные в табл. 5;

в) в соответствии с данными табл. 6 находят $T^*_{\text{зад}}$ по формулам, приведенным в § 17;

г) из формулы (127б) находят значение напряжения $U_{\text{с1}}$ на емкости C_{ϕ} к моменту окончания стадии задержки;

д) из формулы (149) находят постоянную ускорения $\theta^*_{\text{уск}}$, которая зависит от s .

3. В дальнейшем предстоит задача определения корней уравнения, получаемого из функции (152), приравненной к значению (154). Предварительно целесообразно произвести нормировку времени относительно постоянной $\bar{\theta}^*_{\text{1}}$. Для этого вводят обозначения:

$$x = \frac{T^+_{\text{л}} - T^*_{\text{зад}}}{\bar{\theta}^*_{\text{1}}}; \quad z^+ = \frac{\theta^+_{\text{у}}}{\bar{\theta}^*_{\text{1}}}, \quad (166)$$

где $t' = T^+_{\text{л}}$ — искомая длительность стадии отпирания транзистора.

Используя обозначения (166) и равенства (154), получаем уравнение относительно x :

$$E_{\text{к}} - U_{\text{к.н.}} + U_0 = U_1 e^{-(k+1)x} - U_2 e^{-x/z^+} - U_3 e^{-x}. \quad (167)$$

Напряжения U_0, U_1, U_2, U_3 находятся из формул (153)—(153в), причем при подстановке в эти формулы значений θ^+_{y} и $\theta^*_{\text{уск}}$ целесообразно осуществить их нормировку из соотношений $\theta^+_{\text{y}} = z^+ \bar{\theta}^*_1$ и $\theta^*_{\text{уск}} = \bar{\theta}^*_1 / (k+1)$. Величины U_0, U_1, U_2 и U_3 являются функциями параметра z^+ и коэффициента насыщения s .

Корни уравнения (167) находятся при фиксированных значениях z^+ и s , после чего из (166) определяется длительность линеаризованной стадии работы ТК, выражающей длительность $T_{\text{отп}} = T^+_{\text{л}}$ отпирания транзистора (до момента его входа в насыщение). При $s=1$ принят фиксированный уровень абсолютной величины приращения выходного напряжения, равный $0,9(E_{\text{к}} - U_{\text{к.н}})$.

Т а б л и ц а 8

Параметры	Значения параметров											
	$s=1; k=17,7$				$s=3; k=5,25$				$s=5; k=2,78$			
$z^+ \dots$	0	0,5	2	5	0	0,5	2	5	0	0,5	2	5
$\eta_{\text{отп}} \dots$	19,2	2,3	1,2	1,1	6,3	1,9	1,4	1,2	3,4	1,7	1,6	1,5

3. На рис. 19,б представлено семейство зависимостей $T^+_{\text{л}}/\bar{\theta}^*_1$ от параметра $z^+ = \theta^+_{\text{y}}/\bar{\theta}^*_1$ и коэффициента насыщения s . Из рассмотрения графиков следуют выводы:

а) при $s = \text{const}$ длительность $T^+_{\text{л}} = T_{\text{отп}}$ нарастает с увеличением длительности фронта управляющего сигнала почти по линейному закону от z^+ ;

б) с возрастанием коэффициента насыщения s длительность $T^+_{\text{л}} = T_{\text{отп}}$ уменьшается, причем эта зависимость является более сильной, чем зависимость длительности задержки включения от z^+ ;

в) отношение длительности задержки включения к длительности отпирания транзистора, т. е. отношение $T^*_{\text{зад}}/T^+_{\text{л}}$, слабо зависит от s и составляет около 25% при слабой зависимости от z^+ .

4. Об эффективности использования ускоряющей емкости можно судить по величине $\eta_{\text{отп}}$, выражающей отношение длительностей $T^+_{\text{л}}$ в ТК с ускоряющей емкостью и в ТК без ускоряющей емкости. Зависимость от отношения этих длительностей от z^+ (при различных s) иллюстрируется данными табл. 8.

Из табл. 8 видно, что, как и в отношении быстродействия стадии задержки включения, эффективность применения ускоряющей емкости в стадии отпирания транзистора быстро падает в области $0 < z^+ < 1$, сохраняя почти неизменное значение (существенно меньше, чем значение коэффициента ускорения) при $z^+ \geq 1$.

19. РАСЧЕТ ДЛИТЕЛЬНОСТИ РАССАСЫВАНИЯ ЗАРЯДА БАЗЫ ТРАНЗИСТОРА В ТК С УСКОРЯЮЩЕЙ ЕМКОСТЬЮ

1. Отнесем начало отсчета времени ($t=0$) к моменту начала процесса рассасывания заряда в базе, полагая, что до этого момента транзистор находился в состоянии стационарного насыщения ($s \geq 1$; $e^+_{\text{н}} = E^+_{\text{н}} = \text{const}$). Примем, что в области $t > 0$ закон изменения внешнего импульсного воздействия выражается функцией

$$e_{\text{н}} = e^-_{\text{н}}(t) = E^+_{\text{н}} - \Delta e^-_{\text{н}}(t) = E^+_{\text{н}} - E^+_{\text{н}}(1 - e^{-t/\theta^y}) \cdot 1(t), \quad (168)$$

где принято во внимание, что в состоянии покоя $e_{\text{н}} = E^-_{\text{н}} = 0$.

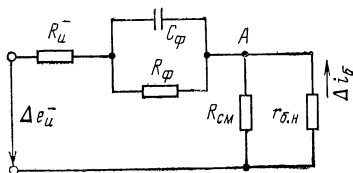


Рис. 20. Эквивалентная схема входной цепи ТК с ускоряющей емкостью в стадии рассасывания заряда базы.

2. Вследствие коммутации сигнала $e^-_{\text{н}}(t)$ ток базы получает отрицательное приращение

$$i_{\text{б}} = i_{\text{б}}(t) = I_{\text{бс}} - \Delta i_{\text{б}}(t), \quad (t \geq 0), \quad (169)$$

где

$$I_{\text{бс}} = s \frac{I_{\text{к.н}}}{\beta} \approx s \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{к.н}}}{\beta R_{\text{к}}}. \quad (169a)$$

Так как за время $T_{\text{р}}$ рассасывания заряда базы изменения напряжений на переходах транзистора весьма малы по сравнению с изменением $e^-_{\text{н}}(t)$, полагаем эти изменения равными нулю, и, следовательно, ток базы в стадии рассасывания равен входному току транзистора. Введение этих приемлемых допущений существенно

упрощает определение закона изменения приращения тока базы $-\Delta i_6(t) = -\Delta i_{вх}(t)$, который может быть найден из схемы на рис. 20. Эта схема соответствует входной цепи транзистора, в которой все источники постоянного напряжения (включая напряжение на конденсаторе C_Φ и напряжение $u_3 = U_{33} = \text{const}$) приняты равными нулю. Учитывая также, что объемное сопротивление базы в режиме насыщения $r_{б.н} \ll R_{см}$ можно принять, что входное сопротивление (рис. 20)

$$R_A = \frac{R_{см} r_{б.н}}{R_{см} + r_{б.н}} \approx r_{б.н} \left(1 - \frac{r_{б.н}}{R_{см}} \right) \approx r_{б.н}, \quad (170)$$

отметим также, что отношение

$$K_{см} = \frac{R_{см}}{R_{см} + r_{б.н}} \approx 1 - \frac{r_{б.н}}{R_{см}} \approx 1. \quad (170a)$$

В соответствии со схемой на рис. 20 и выражением (168) приращение тока базы

$$-\Delta i_6(t) = \int_0^t -\frac{E_{+н}}{\theta_{-н}} e^{-(t-\xi)/\theta_{-н}} h_\Delta(\xi) d\xi, \quad (171)$$

где переходная характеристика цепи

$$h_\Delta(t) = h_\Delta(\infty) - [h_\Delta(\infty) - h_\Delta(0)] e^{-t/\theta_{-н}^*}. \quad (172)$$

Здесь постоянная времени цепи рассасывания

$$\theta_{-н}^* = C_\Phi [R_\Phi \parallel (R_{-н} + R_A)] = \frac{\bar{\theta}_{-н}^*}{k+1} \ll \bar{\theta}_{-н}^*, \quad (173)$$

где приняты во внимание равенство (146) и выражение (135a) для коэффициента ускорения:

$$k = \frac{R_\Phi}{R_{+н} + r_{б0}}; \quad k = \frac{R_{+н} + r_{б0}}{R_{-н} + R_A} \approx \frac{R_{+н} + r_{б0}}{R_{-н} + r_{б.н}}; \quad (174)$$

стационарные же составляющие переходной характеристики выражаются так:

$$h_\Delta(0) = \frac{k_{см}}{R_\Phi + R_{-н} + R_A} = \frac{k_{см} k}{R_{+н} + r_{б0}} \approx \frac{k}{R_{+н} + r_{б0}}; \quad (175)$$

$$h_\Delta(\infty) = \frac{k_{см}}{R_\Phi + R_{-н} + R_A} \approx \frac{k}{(R_{+н} + r_{б0})(k+1)}. \quad (176)$$

Интегрируя (172), находим:

$$-\Delta i_6(t) = \begin{cases} -E_{\text{н}}^+ h_{\Delta}(\infty) \left[1 - e^{-t/\theta_y^-} \left(1 + \frac{t}{\theta_y^-} \right) + A e^{-t/\theta_y^-} \right]; \\ -E_{\text{н}}^+ h_{\Delta}(\infty) [1 - (1-B) e^{-t/\theta_y^-} - B e^{-t/\theta_{\Phi}^-}]. \end{cases} \quad (177)$$

Здесь верхняя функция относится к случаю $\theta_{\Phi}^- = \theta_y^-$, а нижняя — к случаю $\theta_{\Phi}^- \neq \theta_y^-$; кроме того, обозначено:

$$A = \frac{h_{\Delta}(0)}{h_{\Delta}(\infty)} = k\kappa + 1; \quad (178)$$

$$B = \frac{A-1}{\theta_y^-/\theta_{\Phi}^- - 1} = \frac{k\kappa}{\theta_y^-/\theta_{\Phi}^- - 1}. \quad (179)$$

3. Для нахождения длительности рассасывания заряда базы обратимся к уравнению заряда базы

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau_{\text{н}}} = i_6(t) = I_{6s} - \Delta i_6(t),$$

которому соответствует операционное уравнение относительно $\hat{Q} = Q(p) \rightarrow Q(t) = Q$:

$$\frac{\hat{Q}}{\tau_{\text{н}}} = \frac{I_{6s} + p I_{6s} \tau_{\text{нс}}}{p(1 + p \tau_{\text{н}})} - \frac{\{E_{\text{н}}^+ h_{\Delta}(\infty)\}}{p(1 + p \tau_{\text{н}})} \left[1 - \frac{(1-B) p \theta_y^-}{1 - p \theta_y^-} - \frac{B p \theta_{\Phi}^-}{1 + p \theta_{\Phi}^-} \right]. \quad (180)$$

Здесь учтено начальное условие $Q(0) = I_{6s} \tau_{\text{нс}}$.

Решение уравнения (180) имеет вид:

$$\frac{Q(t)}{\tau_{\text{н}}} = I_0 + I_{\text{н}} e^{-t/\tau_{\text{н}}} + I_y e^{-t/\theta_y^-} + I_{\Phi} e^{-t/\theta_{\Phi}^-}, \quad (181)$$

где

$$I_0 = I_{6s} - E_{\text{н}}^+ h_{\Delta}(\infty); \quad (182)$$

$$I_y = (1-B) E_{\text{н}}^+ h_{\Delta}(\infty) \frac{\theta_y^-}{\theta_y^- - \tau_{\text{н}}}; \quad (183)$$

$$I_{\Phi} = B E_{\text{н}}^+ h_{\Delta}(\infty) \frac{\theta_{\Phi}^-}{\theta_{\Phi}^- - \tau_{\text{н}}}; \quad (184)$$

$$I_{\text{н}} = I_{6s} \frac{\tau_{\text{нс}}}{\tau_{\text{н}}} - (I_0 + I_y + I_{\Phi}). \quad (185)$$

4. Для определения длительности рассасывания заряда базы T_p^* следует в функции (181) положить

$$Q(t) = Q(T_p^*) = Q_{гр} = I_{б.н} \tau_p$$

и решить полученное уравнение относительно T_p^* . Это уравнение имеет вид:

$$\Phi = I_n e^{-T_p^*/\tau_n} + I_y e^{-T_p^*/\theta_y} + I_\phi e^{-T_p^*/\theta_\phi}, \quad (186)$$

где

$$\Phi = \frac{\tau_\beta}{\tau_n} I_{б.н} - [I_{б.н} - E_n^+ h_\Delta(\infty)]. \quad (187)$$

Для определенности положим, что в соответствии с равенствами (58) и (59) постоянная накопления в стационарном режиме насыщения

$$\tau_{нс} = k_n \tau_\beta = s \tau_\beta, \quad (188)$$

а среднее значение постоянной накопления

$$\tau_n = \sqrt{\tau_{нс} \tau_\beta} = \sqrt{k_n \tau_\beta} = \sqrt{s} \tau_\beta. \quad (188a)$$

Обозначим:

$$\frac{T_p^*}{\tau_n} = x; \quad \frac{\theta_y}{\tau_n} = y; \quad \frac{\tau_n}{\theta_\phi} = \mu = \sqrt{s} \tau_\beta \frac{1 + \kappa}{\theta_1^*}. \quad (189)$$

Используя принятые обозначения, переписываем (186):

$$\Phi = I_n e^{-x} + I_y e^{-x/y} + I_\phi e^{-\mu x}, \quad (190)$$

где с учетом (188) и (188a) выражения (187), (183) — (185) приводятся к виду

$$\Phi = I_{б.н} \left(\frac{1}{\sqrt{s}} - s \right) + E_n^+ h_\Delta(\infty), \quad (191)$$

$$I_y = \frac{(1-B) E_n^+ h_\Delta(\infty)}{1-1/y}; \quad I_\phi = \frac{B E_n^+ h_\Delta(\infty)}{1-\mu}; \quad (192)$$

$$I_n = s \sqrt{s} I_{б.н} - (I_0 + I_y + I_\phi), \quad (192a)$$

где

$$B = \frac{\kappa \kappa}{\mu y - 1} \quad (193)$$

5. Конкретные расчеты проводились применительно к транзистору типа КТ324.

Основные параметры имеют следующие значения:

$$E_K=12 \text{ В}; E_{+н}=11 \text{ В}; R_K=R_{+н}=1 \text{ кОм};$$

$$R_{-н}=0,5 \text{ кОм}; r_{б.н}=0,1 \text{ кОм}; r_{б0}=0,2 \text{ кОм};$$

$$I_{б.н} = \frac{I_{к.н}}{\beta} = 0,44 \text{ мА}; \quad \tau_{\beta} = 7,8 \text{ нс}.$$

Значения параметров R_{ϕ} , $R_{см}$, \bar{R}_3 , $I_{бs}$, k и θ^*_1 приводятся в табл. 5.

Т а б л и ц а 9

Параметры	Значения параметров		
	$s=1,5$	$s=3$	$s=5$
$K_{см} \approx 1 - \frac{r_{б.н}}{R_{см}}$	0,997	0,993	0,989
$\kappa = \frac{R_{+н} + r_{б0}}{R_{н} + r_{б.н}}$	2	2	2
$h_A(\infty)$, кОм ⁻¹ (176)	0,07	0,144	0,251
μ (189)	3,02	2,13	1,62
Φ , мА (191)	0,471	0,518	0,757
I_0 , мА (182)	-0,11	-0,264	-0,561

Т а б л и ц а 10

Параметры	Значения параметров								
	s=1,5			s=3			s=5		
$y=\theta - y/\tau_{\text{н}}$	0	0,5	2	0	0,5	2	0	0,5	2
B (193)	-22,8	44,8	4,53	-10,5	161	3,22	-5,57	-29,3	2,49
I_y , мА (192)	0	33,7	-5,44	0	254	-7,03	0	-83,7	-8,23
I_{Φ} , мА (192)	8,71	-17,1	-1,73	14,72	-226	-4,51	24,8	130	-11 1
$I_{\text{н}}$, мА (192а)	-7,79	-15,7	8,1	-12,2	-25,3	14,1	-19,3	-41,3	24,8

В табл. 9 и 10 приводятся значения других параметров, рассчитанные по приведенным выше формулам; номера формул указаны в таблицах.

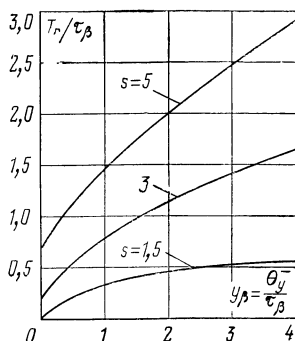
Используя данные табл. 9 и 10, находили корни уравнения (190) для различных значений y (в основном $y=0$, 0,5 и 2) и значений $s=1,5$; 3,0; 5. Используя при-

веденные в этих таблицах численные значения параметров, нашли корни уравнения (190) в виде функции

$$x = \frac{T_p^*}{\tau_n} = F_x(y, s). \quad (194)$$

Так как все остальные параметры уравнения (190) зависят либо только от s (табл. 9), либо от s и y (табл. 10), то согласно формулам (188а) и (189) y и τ_n зависят от s . Поэтому целесообразно длительность T_p и

Рис. 21. Длительность рассасывания заряда базы ТК с ускоряющей емкостью.



постоянную θ_y^- , характеризующую крутизну выключающего сигнала, нормировать относительно постоянной τ_β , которая не зависит ни от s , ни от θ_y^- . Соответствующие формулы пересчета этих величин следующие:

$$\frac{T_p^*}{\tau_\beta} = x \sqrt{s}; \quad y_\beta = \frac{\theta_y^-}{\tau_\beta} = y \sqrt{s}. \quad (195)$$

Таким образом, относительная длительность рассасывания заряда базы может быть выражена в виде функции

$$\frac{T_p^*}{\tau_{\beta,1}} = F_p^*(s, y_\beta). \quad (196)$$

6. Графики функции (196) представлены на рис. 21.

Ход кривых показывает, что время рассасывания T_p^* существенно зависит от коэффициента насыщения s и возрастает с уменьшением крутизны фронта запирающего сигнала (s возрастанием θ_y^-), причем тем более резко, чем больше s , так как с увеличением s возрастает постоянная накопления $\tau_n = \sqrt{s} \tau_\beta$.

7. Проведем сравнение длительностей стадий рассасывания T_p для простого ключа и ключа с ускоряющей емкостью T_p^* . Если учитывать, что для ТК с ускоряющей емкостью принято равенство $k_H \approx s$, а для простого ТК при расчете длительности T_p использовались фиксированные значения коэффициента $k_H=1, 3$ и 10 , сравнение возможно лишь для случая $k_H=s=3$.

Т а б л и ц а 11

Параметры	Значения параметров при $s=k_H=3$											
	$k_s=1$				$k_s=1,5$				$k_s=2$			
$y = \frac{\theta_y}{\tau_H}$	0	0,2	0,5	2	0	0,2	0,5	2	0	0,2	0,5	2
$\frac{T_p}{\tau_H}$	2,2	2,3	2,6	4,6	1,17	1,3	1,6	2,8	0,83	0,99	1,25	2,2
$\frac{T_p^*}{\tau_H}$	0,13	0,28	0,44	0,9	0,13	0,28	0,44	0,9	0,13	0,28	0,44	0,9
$\frac{T_p}{T_p^*}$	17,2	8,2	5,9	5,2	9,1	4,6	3,6	3,1	6,5	3,5	2,8	2,4

Результаты сравнения приведены в табл. 11 для трех значений коэффициента $k_s=s/s=1; 1,5; 2$, характеризующих относительную величину запирающего сигнала в простом ТК [см. соотношение (95)].

При оценке результатов сравнения следует учесть два обстоятельства:

а) коэффициент ускорения ТК с ускоряющей емкостью для стадии рассасывания может быть определен из соотношения (174) с заменой R_H^+ на R_H^- и r_{60} на $r_{6.H}$, т. е. имеем:

$$k = \frac{R_\Phi}{R_H^- + r_{6.H}} = \frac{6,3}{0,5 + 0,1} \approx 10,5;$$

б) из-за отсутствия в ТК с ускоряющей емкостью смещающего напряжения, имеющегося в ТК без ускоряющей емкости, величина запирающего сигнала в последнем ТК примерно в 1,5 раза меньше, чем в ТК с ускоряющей емкостью. Поэтому наиболее сопоставимыми являются результаты при $k_s=1,5$, что в некоторой мере компенсирует указанную выше разницу в запирающих сигналах,

Учитывая эти обстоятельства, можно сделать вывод, что при $k_s=1,5$ и $\theta_y=0$ (запирающий сигнал с идеальным фронтом) выигрыш по быстродействию в стадии рассасывания для ТК с ускоряющей емкостью примерно равен коэффициенту ускорения ключа (что и следовало ожидать), но с ростом θ_y ($y \neq 0$) этот выигрыш уменьшается.

При $k_s=1$ выигрыш в быстродействии при $\theta_y=0$ получается существенно большим, чем коэффициент ускорения (17,2 против 10,5). При $k_s=2$, наоборот, выигрыш получается меньше коэффициента ускорения.

Таким образом, применительно к сигналам с пологими фронтами применение ускоряющей емкости не дает существенного эффекта в стадии рассасывания и тем более в ускорении остальных переходных стадий.

8. Что же касается переходной стадии запираания транзистора в ТК с ускоряющей емкостью, то она описывается линеаризованным дифференциальным уравнением, подобным уравнению, описывающему процессы в линеаризованной стадии отпираания транзистора (постоянные времени обоих процессов одинаковы). Поэтому длительность $T_{-л} = T_{\text{запир}}$ имеет значение, близкое к $T_{+л} = T_{\text{отп}}$. Более точное определение длительности $T_{-л}$ сопряжено с весьма громоздкими вычислениями, так как для их производства необходимо предварительно определить приращение напряжения на ускоряющей емкости за время рассасывания заряда базы транзистора.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРИБЛИЖЕННОГО ВЫРАЖЕНИЯ КОРНЯ ТРАНСЦЕНДЕНТНОГО УРАВНЕНИЯ ПО МЕТОДУ НЬЮТОНА

Как известно [18], процедура нахождения по методу Ньютона более точного значения некротного вещественного корня уравнения $f(x)=0$ (если известно приближенное значение x_0 этого корня) выражается в определении суммы

$$x_1 = x_0 + \Delta x_0, \quad (\text{П1})$$

где поправка

$$\Delta x_0 = - \frac{f(x_0)}{df/dx|_{x=x_0}}. \quad (\text{П2})$$

При необходимости более точное значение корня $x_2 = x_1 + \Delta x_1$ находится по той же формуле (П2), если в ней заменить x_0 на x_1 .

В ряде случаев приближенное значение корня x_0 может быть найдено из «укороченного» уравнения $\tilde{f}(x_0) \approx 0$, где $\tilde{f}(x)$ отличается от $f(x)$ пренебрежением некоторыми составляющими функции $f(x)$. Именно такие случаи имели место при определении корней в гл. 2 и 3.

В одном из типовых случаев уравнение имеет вид:

$$f(x) = A + Be^{-bx} + De^{-dx} = 0, \quad (\text{П3})$$

где $b > 0$ и $d > 0$.

Если в уравнении (П3) выполняются неравенства

$$BD < 0; |B| \gg |A| \ll |D|,$$

то приближенное значение корней может быть найдено из «укороченного» уравнения

$$\tilde{f}(x) = Be^{-bx} + De^{-dx} = 0. \quad (\text{П4})$$

Отсюда приближенное выражение корня

$$x_0 = \frac{1}{d-b} \ln \left(-\frac{D}{B} \right),$$

и согласно (П2) и (П4) имеем поправку

$$\Delta x_0 = \frac{A}{(d-b)De^{-dx_0}}.$$

В другом типовом случае, когда в уравнении (П3) $d > b$ и, кроме того, заметно выполняется неравенство $-(A/B) > 1$, приближенное значение корня может быть найдено из «укороченного» уравнения

$$f(x) = A + Be^{-bx} = 0.$$

Отсюда

$$x_0 = \frac{1}{b} \ln (-B/A),$$

и согласно (П2)

$$\Delta x_0 = - \frac{De^{-dx_0}}{-bBe^{-bx_0} - dDe^{-dx_0}} = \left[d + b \frac{B}{D} e^{x_0(d-b)} \right]^{-1}.$$

В тех случаях, когда ожидаемое значение корня уравнения (П3) $x < 1$, приближенное значение этого корня может быть найдено из уравнения, получающегося при разложении экспоненциальных членов в ряд. Ограничиваясь усеченными рядами, получаем «укороченное» уравнение

$$\tilde{f}(x) = A + B \left(1 - bx + \frac{b^2 x^2}{2} \right) + D \left(1 - dx + \frac{d^2 x^2}{2} \right) = 0.$$

Определяя из этого уравнения приближенное значение корня x_0 , находим поправку в виде

$$\Delta x_0 = \frac{A + Be^{-bx_0} + De^{-dx_0}}{+ bBe^{-bx_0} + dDe^{-dx_0}}.$$

Это выражение использовалось в гл. 3 при определении длительности рассасывания заряда базы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шокли В. Теория электронных полупроводников. М.: Изд-во иностран. лит., 1953. — 714 с.
2. Миддлбрук Р. Введение в теорию транзисторов. М.: Атомиздат, 1960. — 304 с.
3. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.: Энергия, 1977. — 671 с.
4. Агаханян Т. М. Основы транзисторной электроники. М.: Энергия, 1974. — 256 с.
5. Ицхоки Я. С., Овчинников Н. И. Импульсные и цифровые устройства. М.: Советское радио, 1973. — 592 с.
6. Расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах/ Под ред. Т. М. Агаханяна. М.: Советское радио, 1975 — 344 с.
7. Ицхоки Я. С., Грачев Б. Н. Особенности анализа переходных процессов в быстродействующих транзисторных ключах интегральных микросхем.— В кн.: Научно-методические материалы по импульсной технике и дискретной обработке информации/ Под ред. В. Т. Горяинова. М.: ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1978, с. 28—40.
8. Абдуханов М. А., Берестовский Г. Н., Кузьмин В. А. О расчете процессов в полупроводниковых триодах методом заряда.— Радиотехника и электроника, 1960, № 3, с. 38—45.
9. Недолужко И. Г., Каганов И. Л. Расчет переходных процессов в полупроводниковых триодах методом заряда.— В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. М.: Советское радио, 1965, вып. 13, с. 228—247.
10. Агаханян Т. М. Измерение импульсных параметров полупроводникового триода в ключевом режиме.— В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. М.: Советское радио, 1963, вып. 10, с. 338—359.
11. Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В. Параметры и предельные режимы работы транзисторов. М.: Советское радио, 1971.— 381 с.
12. Филиппов А. Г. Анализ переходного процесса в транзисторном ключе с учетом емкостей переходов и емкости нагрузки.— В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. М.: Советское радио, 1966, вып. 16, с. 250—262.
13. Бингелис А. Ю., Невераускас А. В. Анализ переходных процессов в транзисторе с учетом параметров переключающего импульса.— В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. М.: Советское радио, 1968, вып. 20, с. 167—179.
14. Ячевский В. И., Соловьев В. В. К расчету переходных процессов при открывании транзисторов.— В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. М.: Советское радио, 1970, вып. 24, с. 76—85.

15. Ячевский В. И., Соловьев В. В. О влиянии формы входного сигнала на переходный процесс в ключевой схеме с разделительной емкостью в цепи базы. — Радиотехника, 1971, № 3, с. 93—96.

16. Ячевский В. И. О влиянии формы переключающего сигнала на переходный процесс открывания ключевой схемы. — Радиотехника, 1973, № 1, с. 97—99.

17. Ицхоки Я. С. Приближенный метод анализа переходных процессов в сложных линейных цепях. М.: Советское радио, 1969. — 171 с.

18. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике. М.: Наука, 1964, с. 145.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Перечень условных обозначений	5
Глава первая. Основные положения технического расчета транзисторного ключа	8
1. Основные предпосылки	8
2. Влияние замены распределенных параметров транзистора сосредоточенными параметрами	9
3. Нелинейное дифференциальное уравнение ТК	12
4. Метод технического расчета ТК и оценка погрешности расчета	15
5. Рецепт анализа нелинейной стадии работы ТК (расчет длительности задержки включения ТК)	23
6. Рецепт анализа линеаризованной стадии работы ТК (расчет длительности отпирания транзистора)	27
7. Основные соотношения в режиме насыщения	31
Глава вторая. Технический расчет динамического режима работы транзисторного ключа	36
8. Схема и параметры ТК	36
9. Переходная стадия задержки включения ТК	40
10. Переходная стадия отпирания транзистора	44
11. Переходная стадия рассасывания заряда базы насыщенного транзистора	48
12. Переходная стадия запираания транзистора	53
Глава третья. Технический расчет динамического режима работы транзисторного ключа с ускоряющей емкостью	61
13. Схема и параметры ТК	61
14. Методика расчета длительности задержки включения ТК с ускоряющей емкостью	62
15. Методика анализа линеаризованной стадии отпирания транзистора в ключе с ускоряющей емкостью	64
16. Расчет параметров ТК с ускоряющей емкостью	71

17. Расчет длительности задержки включения ТК с ускоряющей емкостью	74
18. Расчет длительности отпирания транзистора в ТК с ускоряющей емкостью	78
19. Расчет длительности рассасывания заряда базы транзистора в ТК с ускоряющей емкостью	80
Приложение. Определение приближенного выражения корня трансцендентного уравнения по методу Ньютона . .	88
Список литературы	90

ЛИДИЯ ИЗРАИЛЕВНА БЯЛИК
ВИКТОР ИВАНОВИЧ ЯЧЕВСКИЙ

**Работа ключевых транзисторных каскадов
при реальных переключающих сигналах**

Редактор издательства Г. Н. Астафуров
Обложка художника Е. В. Никитина
Технический редактор Н. М. Пушкарева
Корректор Г. А. Полонская

ИБ № 693

Сдано в набор 23.05.79

Подписано в печать 14.11.79

T-18667

Формат 84×108¹/₃₂

Бумага типографская № 1

Гарн. шрифта литературная

Печать высокая

Усл. печ. л. 5,04

Уч.-изд. л. 4,8

Тираж 14 500 экз

Заказ 155

Цена 25 к.

Издательство «Энергия», 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

ИМЕЕТСЯ В ПРОДАЖЕ

Галахова О. П., Колтик Е. Д., Кравченко С. А. Основы фазометрии. — 1976. — 256 с., ил. — 1 р. 17 к.

Рассматриваются вопросы проектирования и анализа аппаратуры, применяемой при измерении фазовых соотношений в электро- и радиотехнических целях. Приводятся принципы построения фазоизмерительных приборов для диапазона от инфразвуковых до сверхвысоких частот. Рассматриваются и анализируются практические схемы приборов, даются рекомендации по повышению точности. Обсуждаются вопросы построения поверочных схем в области фазометров.

Книга рассчитана на специалистов, занимающихся разработкой, проектированием и исследованием электронной и электромеханической фазометрической аппаратуры; она будет полезна студентам и аспирантам, изучающим проблемы повышения точности и помехоустойчивости измерительной аппаратуры.

Книгу можно приобрести в следующих магазинах:

191040, г. Ленинград, ул. Пушкинская, 2, магазин «Техническая книга»;

103050, г. Москва, ул. Медведева, 1, магазин № 8 «Техническая книга».

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

ИМЕЕТСЯ В ПРОДАЖЕ

Дульнев Г. Н., Семяшкин Э. М. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах. — 1968. — 360 с., ил. — В пер.: 70 к.

Содержание: Перенос тепловой энергии конвекцией. Перенос тепловой энергии излучением. Перенос тепловой энергии в твердых телах. Методы приближенного анализа теплового режима радиоэлектронных аппаратов. Тепловой режим одноблочного радиоэлектронного аппарата при естественной конвекции. Тепловой режим радиоэлектронных аппаратов микромодульных и модульных конструкций. Тепловой режим многоблочных конструкций радиоэлектронных аппаратов. Тепловой режим радиоэлектронных аппаратов при вынужденной внутренней конвекции.

Для инженерно-технических работников, занимающихся вопросами проектирования и повышения надежности радиоэлектронных аппаратов, преподавателей, аспирантов и студентов радиотехнических и теплофизических специальностей.

Приобрести эту книгу Вы можете в магазинах Книготорга, а также заказать по почте. Заказ будет выполнен наложенным платежом (без задатка).

Адреса магазинов: 121096, г. Москва, ул. Василисы Кожиной, 10, магазин № 170;
103050, г. Москва, ул. Медведева, 1, «Книга—почтой» магазин № 8;

196066, г. Ленинград, Московский проспект, 189, магазин № 92.

25 к.