

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«ПЕРМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ  
НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

# ЛИНЕЙНЫЕ И НЕЛИНЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ

## СПЕЦИАЛЬНЫЙ ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

*Допущено методическим советом  
Пермского государственного национального  
исследовательского университета в качестве  
учебно-методического пособия для студентов,  
обучающихся по направлениям подготовки бакалавров  
«Радиофизика», «Нанотехнологии и микросистемная техника»*



Пермь 2022

УДК 621.374: 621.375

ББК 32.847

Л59

Составители: канд. физ.-мат. наук, доц. **И. Л. Вольхин**,  
канд. физ.-мат. наук, доц. **С. И. Гушин**,  
канд. физ.-мат. наук, доц. **С. Б. Карпов**,  
канд. физ.-мат. наук, проф. **И. В. Лунегов**

**Л59**      **Линейные** и нелинейные системы. Специальный лабораторный практикум : учебно-методическое пособие / составители: И. Л. Вольхин; С. И. Гушин, С. Б. Карпов, И. В. Лунегов ; Пермский государственный национальный исследовательский университет. – Пермь, 2022. – 108 с.: ил.

ISBN 978-5-7944-3792-8

Рассмотрены принципы работы основных линейных и нелинейных систем: мультивибраторов, одновибраторов, триггеров, счетчиков, делителей частоты, колебательных контуров с нелинейной индуктивностью и широкополосного усилителя. Дано описание макетов, методики выполнения лабораторных работ и обработки полученных результатов.

Предназначено для студентов, обучающихся по направлениям «Радиофизика», «Физика», «Нанотехнологии и микросистемная техника», по специальности «Информационная безопасность автоматизированных систем». Может быть использовано при проведении лабораторных занятий в научно-образовательном центре ПАО «ПНППК».

**УДК 621.374: 621.375**

**ББК 32.847**

*Печатается по решению ученого совета физического факультета  
Пермского государственного национального исследовательского университета*

*Рецензенты:* кафедра прикладной математики ПНИПУ (зав. кафедрой,  
д-р техн. наук, профессор **В. П. Первадчук**);

главный технолог волоконно-оптических технологий –  
начальник ОВОИД НТЦ ПАО «Перм. науч.-произв. приборостроит. компания» **О. Л. Кель**

ISBN 978-5-7944-3792-8

© Вольхин И. Л., Гушин С. И., Карпов С. Б.,  
Лунегов И. В., составление, 2022  
© ПНИУ, 2022

## СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

$R$  – сопротивление;  
 $r$  – внутреннее сопротивление;  
 $r_K$  – активное сопротивление провода катушки;  
 $r_T$  – сопротивление, эквивалентное потерям на гистерезис;  
 $r_B$  – сопротивление, эквивалентное потерям на вихревые токи;  
 $x_{вх}$  – реактивное, или входное сопротивление контура;  
 $\rho_0$  – характеристическое сопротивление в режиме малых колебаний;  
 $I$  – сила постоянного тока;  
 $I_D$  – действующее значение тока, проходящего через катушку индуктивности;  
 $i$  – сила переменного тока;  
 $U$  – постоянное напряжение;  
 $U_c$  – напряжение на емкости;  
 $u$  – переменное напряжение;  
 $u_L$  – переменное напряжение, приложенное к индуктивности;  
 $E$  – напряжение питания;  
 $E_K$  – напряжение коллекторного питания;  
 $h_{21Э}$  – коэффициент передачи тока транзистора в схеме с ОЭ;  
 $t$  – текущее время;  
 $\tau$  – интервал времени;  
 $T$  – период колебаний;  
 $C$  – емкость;  
 $L$  – индуктивность;  
 $L(i)$  – нелинейная индуктивность;  
 $L_d$  – дифференциальная индуктивность;  
 $L_0$  – средняя индуктивность;  
 $VD$  – диод;  
 $VT$  – транзистор;  
 $DA$  – микросхема;  
 $\vee$  – логическое сложение;  
 $|$  – операция Шеффера (операция И-НЕ);  
 $\downarrow$  – операция Пирса (операция ИЛИ-НЕ);  
 $K_{сч}$  – количество входных сигналов;  
 $X_{сч}$  – входные сигналы цифровых устройств;  
 $Q$  – выходные сигналы цифровых устройств;  
 $F$  – управляющий сигнал цифровых устройств;  
 $F_{вх}$  – входная частота цифровых устройств;  
 $F_{вых}$  – выходная частота цифровых устройств;  
 $K_d$  – коэффициент деления частоты;  
 $B$  – магнитная индукция;

$B_m$  – наибольшее значение магнитной индукции;  
 $B_0$  – остаточная магнитная индукция;  
 $\vec{H}$  – вектор напряженности магнитного поля;  
 $H$  – напряженность магнитного поля;  
 $H_m$  – максимальная напряженность магнитного поля;  
 $H_0$  – напряженность постоянного магнитного поля;  
 $H_c$  – коэрцитивная сила;  
 $\mu$  – статическая магнитная проницаемость;  
 $\mu_d$  – дифференциальная магнитная проницаемость;  
 $\mu_\Delta$  – магнитная проницаемость на частотном цикле;  
 $\Phi$  – магнитный поток;  
 $\Phi_m$  – максимальное значение магнитного потока;  
 $S$  – площадь;  
 $N_b$  – число витков в катушке;  
 $l$  – средняя длина магнитной силовой линии;  
 $V$  – объем сердечника катушки индуктивности;  
 $d\omega_L$  – элементарная энергия, накапливаемая за время  $dt$  в магнитном поле катушки;  
 $W_r$  – энергия, расходуемая на перемагничивание материала сердечника;  
 $f$  – частота;  
 $\omega$  – круговая частота;  
 $\omega_0$  – резонансная частота;  
 $\omega_{00}$  – резонансная частота в режиме малых колебаний;  
 $\Delta\omega$  – расстройка частоты;  
 $\xi$  – обобщенная расстройка;  
 $P_v$  – мощность потерь на вихревые токи;  
 $Q_0$  – добротность контура в режиме малых колебаний;  
 $k$  – степень нелинейности;  
 $k^2 I_{1p}^2 = \gamma$  – нет названия.

## ВВЕДЕНИЕ

Специальный лабораторный практикум «Линейные и нелинейные системы:» содержит подробное описание принципов работы мульти-вибратора, одновибратора, триггера, триггеров на логических элементах, счетчиков и делителей частоты, резонансных явлений в контуре с нелинейной индуктивностью, широкополосного усилителя, а также описание экспериментальных установок для исследования их основных параметров, методики выполнения лабораторных работ и обработки полученных результатов.

Специальный лабораторный практикум предназначен для закрепления теоретических знаний, полученных студентами при изучении курса «Линейные и нелинейные системы». Выполнение лабораторных работ способствует более глубокому изучению принципов работы основных линейных и нелинейных систем, а также их использования в современных приборах, и приобретению опыта экспериментирования.

Специальный лабораторный практикум направлен на развитие навыков самостоятельной работы студентов. В методических указаниях к лабораторным работам даны необходимые теоретические сведения о работе исследуемых устройств и список контрольных вопросов, которые нацеливают студентов на самостоятельную работу с рекомендованной литературой до предстоящего знакомства с соответствующими разделами лекционного курса.

В методических указаниях к лабораторным работам представлены только схемы экспериментальных установок. Сборку установок, определение диапазона измерений студентам следует выполнить самостоятельно. Задания лабораторных работ носят исследовательский характер и дают возможность сделать самостоятельные выводы, сопоставив полученные экспериментальные данные с результатами расчетов.

При подготовке к выполнению лабораторных работ и защите отчетов необходимо ознакомиться с рекомендуемой литературой, списком вопросов для самоконтроля и требованиями к оформлению отчета.

Отчет о выполненных лабораторных работах представляется каждым студентом индивидуально на текущем или следующем занятии.

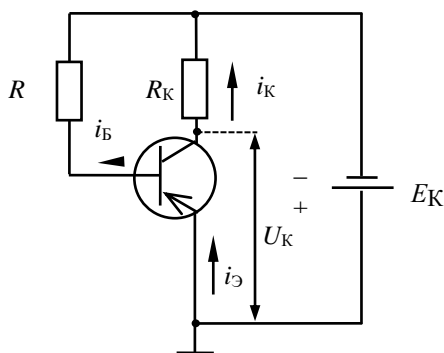
**Отчеты должны содержать:** название работы, схемы исследуемых устройств, условия проведения эксперимента, первичные данные в виде таблиц, обработанные результаты в виде таблиц, графиков и расчетов. В обязательном порядке должны быть приведены формулы, используемые при расчетах, с описанием всех входящих в них величин.

## Работа 1. ИССЛЕДОВАНИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРА

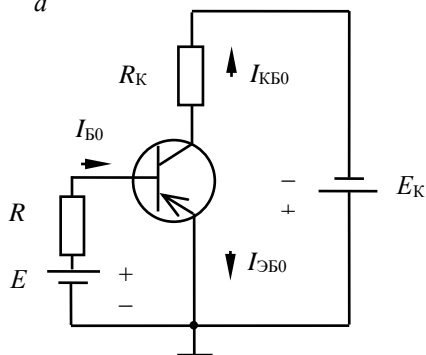
### 1.1. Транзистор в ключевом режиме

Основным элементом многих импульсных схем является транзистор, работающий в ключевом режиме. Такой транзистор имеет два стационарных состояния: в одном он закрыт и обладает большим сопротивлением постоянному току ( $r \sim 100 \text{ кОм}$ ), в другом открыт и насыщен ( $r \sim 1 \text{ Ом}$ ).

Наиболее распространенной схемой включения транзисторного ключевого элемента является схема с общим (заземленным) эмиттером (ОЭ), представленная на рис. 1.1, а (транзистор открыт) и рис. 1.1, б (транзистор закрыт). За положительное направление токов в транзисторе принято направление



а



б

Рис. 1.1. Включение транзисторного ключевого элемента по схеме с общим эмиттером, транзистор: а – открыт; б – закрыт

токе принято направление токов открытого транзистора, показанное на рис. 1.1, а. Если к базе транзистора применен положительный относительно эмиттера потенциал (см. рис. 1.1, б), то для основных носителей тока оба  $p-n$ -перехода в транзисторе закрыты. Через них текут лишь тепловые токи, образованные неосновными носителями. Эти токи называются обратными. Обратный ток в базовой цепи  $I_{Б0}$  противоположен по направлению току базы открытого транзистора  $i_B$ , ток  $I_{ЭБ0}$  также противоположен по направлению току  $i_Э$ , а направления токов  $I_{КБ0}$  и  $i_K$  в коллекторной цепи совпадают. Из-за того, что площадь эмиттера меньше площади коллектора, ток  $I_{ЭБ0}$  значительно меньше тока  $I_{КБ0}$ . Исходя из этого, можно считать, что  $I_{Б0} = I_{ЭБ0} + I_{КБ0} \approx I_{КБ0}$ . У мало-

мощных германиевых транзисторов ток  $I_{КБ0}$  порядка 10 мкА. Он слабо зависит от величины положительного потенциала базы, но значительно возрастает с повышением температуры. Например, у транзисторов МП42 ток  $I_{КБ0}$  при 20 °С равен 25 мкА, а при 60 °С – 250 мкА. При расчетах схем в качестве  $I_{КБ0}$  следует брать это увеличенное на порядок значение, чтобы учесть возможное повышение температуры транзистора.

На рис. 1.2 представлено семейство выходных статических характеристик транзистора:  $i_K = i_K(U_K)$  при  $i_B = \text{const}$ . Если задано напря-

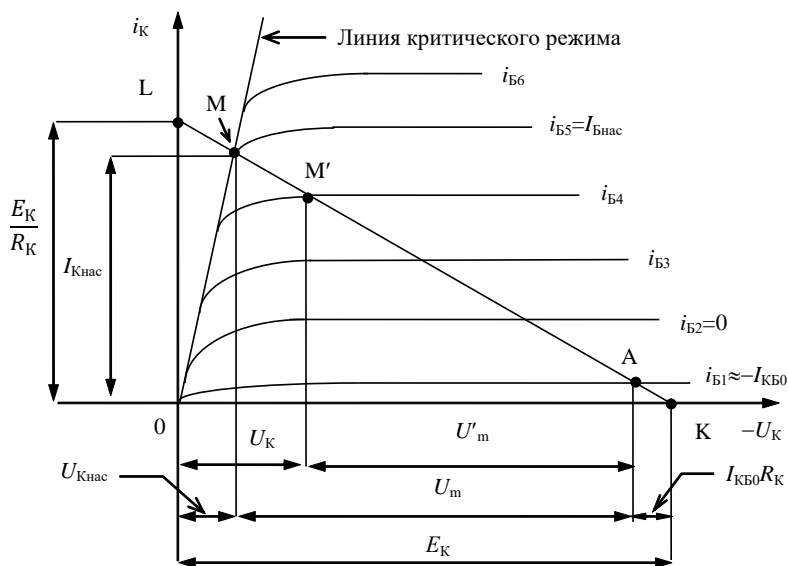


Рис. 1.2. Семейство выходных характеристик транзистора

жение коллекторного питания  $E_K$  и сопротивление  $R_K$ , то можно провести нагрузочную прямую (динамическую выходную характеристику). Она строится следующим образом. Очевидно, что в транзисторе  $|E_K| = |U_K| + i_K R_K$ . Отсюда получается уравнение нагрузочной прямой:  $i_K = (|E_K| - |U_K|)/R_K$ . Прямая проводится по двум ее точкам, которые определяются выражениями: если  $i_K = 0$ , то  $|U_K| = |E_K|$  (точка  $K$  на рис. 1.2). С учетом знака:  $U_K = -E_K$ . Если  $U_K = 0$ , то  $i_K = E_K/R_K$  (точка  $L$ ).

Закрытому состоянию транзистора соответствует точка  $A$  на нагрузочной прямой. Действительно, при этом  $i_B = -I_{B0} \approx -I_{КБ0}$ . В этом

состоянии потенциал коллектора  $U_K = -(E_K - I_{KB0} R_K)$ . Для того чтобы потенциал коллектора закрытого транзистора как можно меньше зависел от изменений тока  $I_{KB0}$  с температурой, необходимо выполнение условия

$$I_{KB0} R_K \ll E_K. \quad (1.1)$$

Это можно осуществить двумя путями: а) выбором кремниевого транзистора, так как у него ток  $I_{KB0}$  на порядок меньше, чем у германиевого транзистора; б) уменьшением величины  $R_K$ . В последнем случае с уменьшением  $R_K$  возрастает ток  $i_K$ . Минимально возможным значением сопротивления  $R_K$  будет

$$R_{K\min} = E_K / i_{K\max}, \quad (1.2)$$

где  $i_{K\max}$  — максимально допустимое значение коллекторного тока открытого транзистора. Его находят в справочнике для данного типа транзистора (*замечание*: в справочнике обычно указывается максимально допустимый ток эмиттера, который лишь незначительно больше тока коллектора). Выбираемое при расчетах значение  $R_K$  должно быть больше  $R_{K\min}$ .

Если значение величины  $I_{KB0} R_K$  соответствует неравенству (1.1), то для практических расчетов можно положить, что в закрытом транзисторе  $U_K \approx -E_K$ , а точку  $A$  на рис. 1.2 считать лежащей на пересечении нагрузочной линии с осью абсцисс.

Когда транзистор открыт, то в зависимости от величины тока базы (которая определяется потенциалом базы) рабочая точка транзистора на семействе статических характеристик располагается либо в активной области (транзистор не насыщен), либо на линии критического режима (транзистор насыщен либо находится на грани насыщения). В обоих случаях величина базового тока определяется следующим выражением (см. рис. 1.1, а):

$$i_B = (E_K - U_B) / R \approx E_K / R. \quad (1.3)$$

Для активной области, т.е. для рабочих точек, лежащих на нагрузочной прямой между точками  $A$  и  $M$  (см. рис. 1.2), справедливо уравнение

$$i_K = h_{21\beta} i_B, \quad (1.4)$$



где  $h_{21Э}$  – коэффициент передачи тока транзистора в схеме с ОЭ (коэффициент усиления базового тока). При этом, например, для точки  $M'$  потенциал коллектора транзистора

$$U_K = -[(E_K - I_{KB0}R_K) - U'_m] \approx -(E_K - U'_m), \quad (1.5)$$

здесь  $U'_m$  – разность значений напряжения на коллекторе в закрытом (точка  $A$ ) и открытом (точка  $M'$ ) состояниях, которая представляет собой амплитуду выходного напряжения каскада  $U'_m = i_K R_K$ .

При увеличении базового тока от  $i_{B1}$  до  $i_{B6}$  уравнение (1.4) в последний раз оказывается справедливым для значения базового тока  $i_{B5} = i_{Bнас}$ . При этом рабочая точка, перемещаясь по нагрузочной линии, попадает в точку  $M$ , лежащую на линии критического режима. Базовому току  $I_{Bнас}$  соответствует коллекторный ток насыщения  $I_{Kнас}$ :

$$I_{Kнас} = h_{21Э} I_{Bнас}. \quad (1.6)$$

Это определяет грань насыщения. При дальнейшем увеличении базового тока ( $i_B > I_{Bнас}$ ) коллекторный ток сохраняет значение  $I_{Kнас}$ , т.е. перестает изменяться, и уравнение (1.4) перестает быть справедливым. При  $i_B > I_{Bнас}$  транзистор находится в насыщенном состоянии, которое характеризуется независимостью коллекторного тока от величины базового тока  $i_K = I_{Kнас} = \text{const}$ . Напряжение на коллекторе транзистора на грани насыщения или в насыщенном состоянии  $U_{Kнас} \ll E_K$ . Можно считать, что  $U_{Kнас} \approx 0$ . Амплитуда выходного напряжения ключевого каскада  $U_m = I_{Kнас} R_K \approx E_K$ . Ток коллектора насыщенного транзистора

$$I_{Kнас} \approx E_K / R_K. \quad (1.7)$$

Степень насыщения транзисторного ключевого каскада характеризуют коэффициентом насыщения:

$$K_{нас} = i_B / I_{Bнас}. \quad (1.8)$$

Если использовать уравнения (1.3) и (1.7), то можно получить выражение для  $K_{нас}$  через параметры элементов ключевого каскада:

$$K_{нас} = \frac{i_B}{I_{Bнас}} = \frac{h_{21Э} i_B}{h_{21Э} I_{Bнас}} = \frac{h_{21Э} i_B}{I_{Kнас}} = h_{21Э} \frac{R_R}{R}. \quad (1.9)$$

Для грани насыщения  $K_{\text{нас}} = 1$ , для глубокого насыщения  $K_{\text{нас}} > 1$ . Таким образом, для обеспечения насыщенного состояния транзистора величина  $R$  должна удовлетворять условию

$$R \ll h_{213} R_K. \quad (1.10)$$

## 1.2. Мультивибратор с коллекторно-базовыми емкостными связями

Мультивибратор в режиме автоколебаний – это релаксационный генератор, обладающий двумя квазиравновесными состояниями. В процессе работы он без какого-либо внешнего воздействия скачком переходит последовательно из одного такого состояния в другое. При этом мультивибратор вырабатывает импульсы, амплитуда, длительность и частота повторения которых зависят от параметров элементов схемы. Для генерирования напряжения прямоугольной формы наиболее часто применяется мультивибратор с коллекторно-базовыми емкостными связями. Схема такого мультивибратора приведена на рис. 1.3. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 1.4.

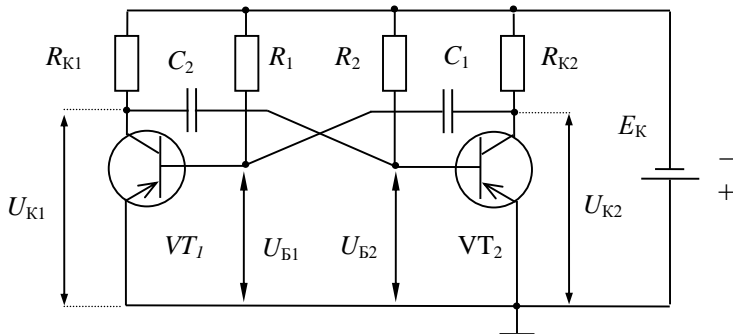


Рис. 1.3. Схема мультивибратора с коллекторно-базовыми емкостными связями

Рассмотрение процессов в схеме начнем с момента, принятого за нулевой на рис. 1.4, когда транзистор  $VT_2$  открыт и насыщен, а  $VT_1$  закрыт. Закрытое состояние  $VT_1$  поддерживается напряжением на конденсаторе  $C_1$ , приложенным между базой и эмиттером  $VT_1$  плюсом к базе (открытый насыщенный транзистор  $VT_2$  можно считать замкнутым ключом). Напряжение на коллекторе запертого транзистора  $VT_1$  следующее:

$$U_{K1} = -(E_K - I_{KB0} R_{K1}) \approx -E_K. \quad (1.11)$$

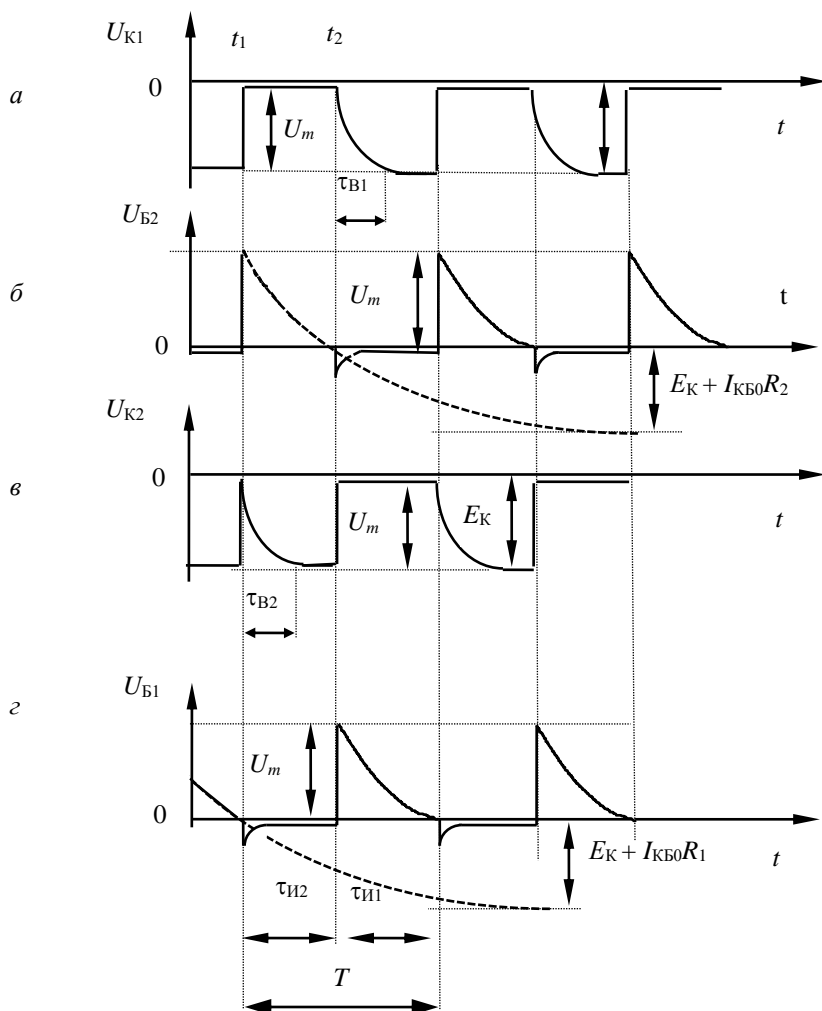


Рис. 1.4. Временные диаграммы мультивибратора с коллекторно-базовыми емкостными связями: а – на коллекторе транзистора  $VT_1$ ; б – на базе транзистора  $VT_2$ ; в – на коллекторе транзистора  $VT_2$ ; г – на базе транзистора  $VT_1$

Напряжение на коллекторе открытого насыщенного транзистора  $VT_2 - U_{K2} = U_{\text{Кнас}} \approx 0$ , на базе  $VT_2$  – небольшое отрицательное напряжение. Конденсатор  $C_1$  перезаряжается. Ток перезаряда  $i_{\text{П}}$  идет по пути: левая пластина  $C_1$ ,  $R_1$ ,  $-E_K$ ,  $+E_K$ , эмиттер  $VT_2$ , коллектор  $VT_2$ , правая пластина  $C_1$ . Постоянная времени этого процесса равняется  $R_1 C_1$ . Часть тока перезаряда  $C_1$  идет в базу закрытого транзистора  $VT_1$  и образует ток  $I_{\text{КБ0}}$ . Потенциал базы  $VT_1$  относительно эмиттера

$$U_{\text{Б1}} = -[E_K - (i_{\text{П}} - I_{\text{КБ0}})R_1]. \quad (1.12)$$

Если бы транзистор  $VT_1$  не открывался, то потенциал базы  $U_{\text{Б1}}$  достиг бы следующего предельного значения (при  $i_{\text{П}} = 0$ ):

$$U_{\text{Б1}} = -(E_K + I_{\text{КБ0}}R_1). \quad (1.13)$$

Итак,  $U_{\text{Б1}}$  от некоторого положительного значения (момент времени  $t = 0$ ) стремится к отрицательному значению ( $t \rightarrow \infty$ ). В момент достижения  $U_{\text{Б1}}$  нулевого значения ( $t = t_1$ ) транзистор  $VT_1$  открывается. Появившийся коллекторный ток  $i_{\text{К1}}$  создает на  $R_{\text{К1}}$  падение напряжения. Потенциал  $U_{\text{К1}} = -(E_K + i_{\text{К1}}R_{\text{К1}})$  повышается. Поскольку конденсатор  $C_2$  не может перезарядиться мгновенно, повышение потенциала на его левой пластине (относительно корпуса) передается на правую пластину, т.е.  $U_{\text{Б2}}$  повышается. Это ведет к уменьшению тока коллектора  $i_{\text{К2}}$  в транзисторе  $VT_2$ . Потенциал коллектора  $U_{\text{К2}}$  понижается (см. рис. 1.4, момент времени  $t_1$ ). Отрицательный перепад напряжения с коллектора транзистора  $VT_2$  через емкость  $C_1$ , которая мгновенно перезарядиться не может, передается на базу первого транзистора; понижение  $U_{\text{Б1}}$  вызывает возрастание  $i_{\text{К1}}$ , повышение  $U_{\text{К1}}$  и т.д. Развивается лавинообразный процесс, заканчивающийся закрытием  $VT_2$  и насыщением  $VT_1$ .

Как только транзистор  $VT_2$  закроется и потенциал его коллектора понизится, т.е. понизится потенциал правой пластины конденсатора  $C_1$ , начнется заряд этого конденсатора по цепи:  $+E_K$  (корпус), эмиттер  $VT_1$ , база  $VT_1$ ,  $C_1$ ,  $R_{\text{К2}}$ ,  $-E_K$ . Постоянная времени этого процесса равна  $C_1 R_{\text{К2}}$ . Пока ток заряда протекает по  $R_{\text{К2}}$ , потенциал коллектора второго транзистора  $U_{\text{К2}} = -(E_K - i_{\text{ЗАР}}R_{\text{К2}})$ . По истечении некоторого времени  $t_{\text{В}}$  зарядный ток  $i_{\text{ЗАР}} \approx 0$  и  $U_{\text{К2}}$  становится равным  $-E_K$ .

Таким образом, постоянная времени  $\tau_{\text{ЗАР}} = CR_{\text{К}}$  определяет длительность отрицательного перепада напряжения коллектора от  $U_{\text{К}} \approx 0$  (насыщенный режим) до  $-E_K$  (закрытый транзистор), т.е. длительность

восстановления  $t_B$  (иначе говоря, фронт импульса  $t_\Phi^{(-)}$ ) приблизительно равна  $3\tau_{\text{ЗАР}}$ .

При отпирании транзистора  $VT_1$  в момент времени  $t_1$  напряжение на его коллекторе  $U_{K1}$  совершает положительный перепад от значения  $-E_K$  до  $U_{\text{Кнас}}$ , т.е. повышается на величину  $U_m$ . Длительность этого положительного перепада  $t_\Phi^{(+)}$  напряжения  $U_K$  определяется только процессами, происходящими в самом транзисторе. Она имеет порядок времени переключения транзистора, приводимого в справочниках. Обычно  $t_\Phi^{(+)} \ll t_\Phi^{(-)}$ . Этот положительный перепад напряжения  $U_m$  с коллектора  $VT_1$  поступает на базу транзистора  $VT_2$  и запирает его. Время пребывания транзистора  $VT_2$  в закрытом состоянии  $t_{\text{И2}}$  определяется процессом заряда конденсатора  $C_2$  (постоянная времени  $C_2 R_2$ ). Направление тока разряда (перезаряда) емкости  $C_2$  следующее: правая пластина  $C_2$ ,  $R_2$ ,  $-E_K$ ,  $+E_K$ , эмиттер  $VT_1$ , коллектор  $VT_1$ , левая пластина  $C_2$ .

По мере разряда  $C_2$  потенциал  $U_{B2}$  становится менее положительным, и, когда он достигает значения  $U_{B2} = 0$ , происходит следующее опрокидывание схемы (момент времени  $t_2$  на рис. 1.4). Между моментами  $t_1$  и  $t_2$  проходит время  $t_{\text{И2}}$ .

Найдем связь  $t_{\text{И2}}$  (времени пребывания транзистора  $VT_2$  в закрытом состоянии) с параметрами схемы мультивибратора. Для этого время будем отсчитывать от момента  $t_1$ , т.е. от момента начала разряда конденсатора  $C_2$ . Тогда напряжение  $U_{B2}$  изменится со временем по следующему закону:

$$U_{B2} = U_{B2}(\infty) - [U_{B2}(\infty) - U_{B2}(0)]e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (1.14)$$

где  $\tau = R_2 C_2$ ;  $U_{B2}(0)$  – потенциал базы транзистора  $VT_2$  в момент начала заряда  $C_2$ ,  $U_{B2}(0) = +U_m$ ;  $U_{B2}(\infty)$  – предельное значение  $U_{B2}$ , которое было бы достигнуто после окончания разряда  $C_2$ , если бы процесс разряда не был прекращен в момент  $t = t_{\text{И2}}$ ,  $U_{B2}(\infty) = -(E_K + I_{KB0} R_2)$ .

В момент  $t = t_{\text{И2}}$  напряжение  $U_{B2}$  становится равным нулю, и схема опрокидывается. Уравнение (1.14) при этом будет выглядеть следующим образом:

$$0 = -(E_K - I_{KB0} R_2) - (E_K + I_{KB0} R_2) - U_m e^{-\frac{t_{\text{И2}}}{R_2 C_2}}. \quad (1.15)$$

Далее получается

$$e^{\frac{t_{\text{И2}}}{R_2 C_2}} = \frac{(E_K + I_{KB0} R_2) + U_m}{E_K + I_{KB0} R_2} = 1 + \frac{U_m}{E_K + I_{KB0} R_2} \approx 2. \quad (1.16)$$

Логарифмируем обе части получившегося уравнения и получаем

$$t_{И2} = R_2 C_2 \ln 2. \quad (1.17)$$

Это и есть время нахождения транзистора  $VT_2$  в закрытом состоянии. Аналогично может быть получено время  $t_{И1}$ .

Длительность периода колебаний:  $T = t_{И1} + t_{И2}$ .

Для симметричного мультивибратора, когда  $R_1 = R_2$ ,  $C_1 = C_2$ ,

$$T = 2RC \ln 2 \approx 2RC \cdot 0,7 = 1,4RC. \quad (1.18)$$

### 1.3. Мультивибратор с улучшенной формой импульсов на коллекторах

Форма импульсов на коллекторах  $U_{K1}$  и  $U_{K2}$  в схеме на рис. 1.3 отличается от прямоугольной (см. рис. 1.4). Она улучшается при уменьшении времени восстановления  $t_{B1}$  и  $t_{B2}$ . Время восстановления  $t_B \approx 3R_K C$  может быть уменьшено путем уменьшения  $R_K$  или  $C$ . Однако  $R_K$  уменьшить возможно только до  $R_{K\min}$  (см. уравнение (1.2)). Уменьшение же емкости  $C$  для сохранения периода  $T$  должно сопровождаться увеличением  $R$ , что обычно приводит к ухудшению температурной стабильности схемы.

Форма импульсов напряжения на коллекторах может быть значительно улучшена другим путем: исключением сопротивлений  $R_{K1}$  и  $R_{K2}$  из цепи заряда конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ . Схема, построенная на этом принципе, изображена на рис. 1.5. Выбор сопротивлений здесь осуществляется следующим образом:

$$R'_{K1} = R''_{K1} = 2R'_{K1}, \quad R'_{K2} = R''_{K2} = 2R'_{K2}, \quad (1.19)$$

где  $R_{K1}$  и  $R_{K2}$  – величины сопротивлений для схемы на рис. 1.3.

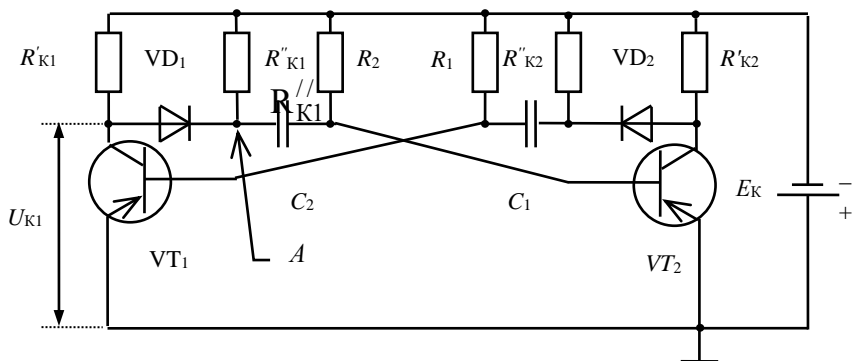


Рис. 1.5. Схема мультивибратора с улучшенной формой импульсов на коллекторах

При таком выборе сопротивлений режим работы открытого транзистора в схеме на рис. 1.5 остается таким же, как и в схеме на рис. 1.3. Это объясняется тем, что диод, связанный с коллектором открытого транзистора, открыт и нагрузочное сопротивление коллекторной цепи определяется параллельным соединением сопротивлений  $R'_{K1}$  и  $R''_{K1}$  (при открытом  $VT_1$ ) или  $R'_{K2}$  и  $R''_{K2}$  (при открытом  $VT_2$ ).

При запираании транзистора диод, связанный с его коллектором, тоже запирается, и сопротивление  $R'_{K1}$  отключается от цепи заряда конденсатора. Так, при запертом транзисторе  $VT_1$  диод  $VD_1$  заперт и конденсатор  $C_2$  заряжается по цепи:  $+E_K$  (корпус), эмиттер-база  $VT_2$ ,  $C_2$ ,  $R''_{K1}$ ,  $-E_K$ . Отсутствие падения напряжения на  $R'_{K1}$  обуславливает прямоугольную форму напряжения на коллекторе  $U_{K1}$  (рис. 1.6, а).

Следует обратить внимание на то, что время восстановления напряжения на конденсаторе  $C$  здесь в два раза больше времени восстановления в схеме рис. 1.3 (рис. 1.6, б).

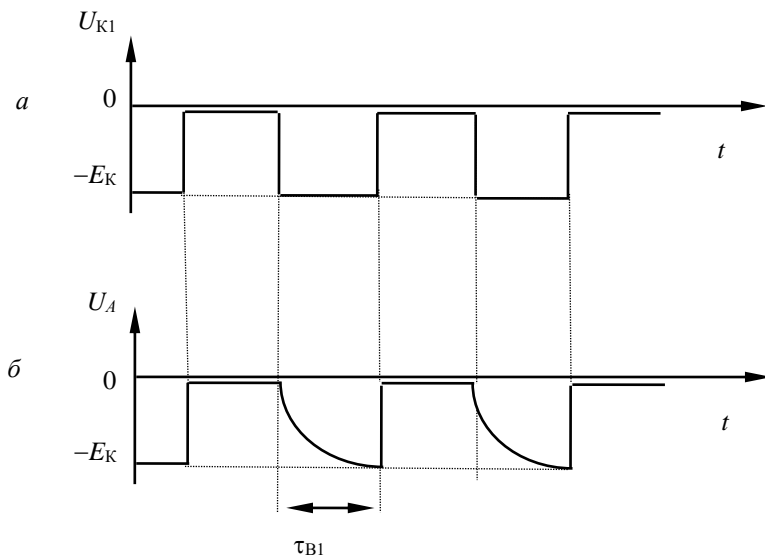


Рис. 1.6. Временная диаграмма мультивибратора с улучшенной формой импульсов: а – на коллекторе транзистора  $VT_1$ ; б – в точке А (см. рис. 1.5)

#### 1.4. Расчет мультивибратора

Задаются амплитуда импульсов  $U_m$  и период автоколебаний  $T$  для симметричной схемы или длительности импульсов  $t_{H1}$  и  $t_{H2}$  для несимметричной схемы, а также тип транзистора.

Расчет производится в следующем порядке:

1. Выбирается напряжение источника  $E_K \approx (1,05 \div 1,10) U_m$ .

2. Выбирается сопротивление  $R_K$ . С одной стороны,  $R_K$  должно быть больше, чем  $R_{K\min} = E/i_{K\max}$ , для того, чтобы через транзистор не проходил ток, больший предельно допустимого (см. уравнение (1.2)). С другой стороны, для того чтобы потенциал коллектора запертого транзистора мало зависел от температуры за счет тока  $I_{KB0}$ , должно быть выполнено условие (1.1), т.е.  $R_K$  должно быть много меньше, чем  $E_K/I_{KB0}$ . Величины  $i_{K\max}$  и  $I_{KB0}$  находят в справочнике для заданного типа транзистора. Следует учесть замечание об этих токах, сделанное во введении. Обычно  $R_K$  находится в диапазоне от нескольких сот ом до нескольких килоом.

На резисторе  $R_K$  будет выделяться тепловая мощность  $P = i_K E_K$ , если транзистор по какой-либо причине открыт долго. При работе в схеме мультивибратора эта мощность будет вдвое меньше. Резистор  $R_K$  должен быть выбран такой мощности, чтобы она была не меньше, чем  $P$ .

3. Определяется величина сопротивления  $R$ . От величины  $R$  зависит ток базы и, следовательно, глубина насыщения транзистора. В мультивибраторах основным видом работы является неглубоко насыщенный режим. При неглубоком насыщении  $K_{\text{нас}} = 2 \div 3$ . Согласно формуле (1.9),  $K_{\text{нас}} = h_{21\beta} R_K / R$ , откуда получается выражение для  $R = h_{21\beta} R_K / K_{\text{нас}}$ .

4. Далее по формуле (1.18) вычисляется величина емкости  $C$ :  $C = T/1,4R$ . Если мультивибратор несимметричный, то  $C_1 = t_{H1}/0,7R$  и  $C_2 = t_{H2}/0,7R$ .

5. Определяется время восстановления:  $t_B \approx 3R_K C$ .

## 1.5. Экспериментальная часть

По рассчитанным значениям собирается схема мультивибратора на рис. 1.3, наблюдается форма напряжения на коллекторах и базах транзисторов, измеряются  $U_m$ ,  $T$ ,  $t_B$  и сравниваются с рассчитанными или заданными значениями этих величин.

После этого собирается схема с прямоугольной формой импульсов напряжения на коллекторах согласно рис. 1.5. Для этого вместо рассчитанных выше  $R_K$  в схему впаиваются  $R'_{K1} = R''_{K1} = 2R_{K1}$ . Остальные элементы схемы остаются прежними. Диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  в лабораторном макете постоянно включены на внутренней стороне верхней панели. Наблюдается форма напряжения на коллекторах транзисторов, а также в точке  $A$  (см. рис. 1.5), измеряется новое  $t_B$ .



## 1.6. Контрольные вопросы

1. Изобразить три схемы включения биполярного транзистора.
2. Объяснить, почему в ключевых схемах обычно используется схема включения «общий эмиттер».
3. Нарисовать направления токов, протекающих через биполярный транзистор в ключевом режиме в случае открытого и закрытого ключей.
4. Нарисовать семейство выходных статических характеристик биполярного транзистора. Пояснить, как строится нагрузочная прямая. Положение рабочих точек в открытом и закрытом режимах.
5. Нарисовать электрическую схему мультивибратора с коллекторно-базовыми емкостными связями.
6. Объяснить работу нарисованной схемы мультивибратора с коллекторно-базовыми емкостными связями, используя временные диаграммы.
7. Нарисовать электрическую схему мультивибратора с улучшенной формой импульсов на коллекторах.
8. Объяснить работу нарисованной схемы мультивибратора с улучшенной формой импульсов на коллекторах, используя временные диаграммы.
9. Объяснить методику расчета мультивибратора.
10. Сравнить результаты эксперимента с результатами расчета.

## Список литературы

1. *Важенина З. П.* Импульсные генераторы на полупроводниковых приборах. М.: Энергия, 1977. 68 с.
2. *Ицхоки Я. С., Овчинников Н. И.* Импульсные и цифровые устройства. М.: Советское радио, 1972. 591 с.
3. *Агаханян Т. М.* Интегральные микросхемы. М.: Энергоатомиздат, 1983. 404 с.
4. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: справочник / под. ред. Б. Л. Перельмана. М.: Радио и связь, 1981. 656 с.
5. *Нефедов В. И., Сигов А. С.* Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для академического бакалавриата. М.: Юрайт, 2019. 266 с.
6. *Бессонов Л. А.* Нелинейные электрические цепи. 12-е изд-е, перераб. и доп. М.: Высшая школа, 2022. 832 с.

## Работа 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОВИБРАТОРА

### 2.1. Одновибратор с эмиттерной связью

Одновибратор (ждущий мультивибратор) – это одноканальный релаксационный генератор. Он имеет одно устойчивое (ждущее) состояние, в котором может находиться достаточно долго. Внешний запускающий сигнал скачком переводит его в новое – квазиравновесное состояние, после чего в схеме происходит сравнительно медленный процесс, заканчивающийся возвращением одновибратора в исходное состояние. В результате вырабатывается один импульс определенной длительности и амплитуды.

Одновибратор находит широкое применение в импульсной технике для получения заданного временного интервала, создания временной задержки одного сигнала относительно другого, стандартизации импульсов по амплитуде и длительности и т.д.

На рис. 2.1 представлена распространенная схема одновибратора с эмиттерной связью.

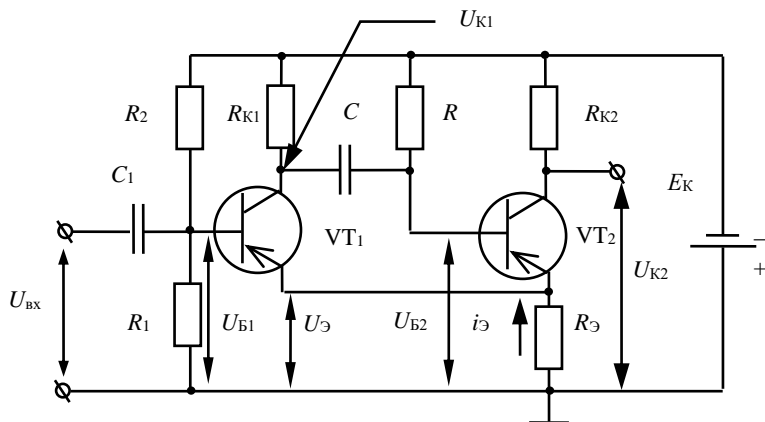


Рис. 2.1. Схема одновибратора с эмиттерной связью

В ждущем состоянии транзистор  $VT_1$  закрыт, а транзистор  $VT_2$  открыт и насыщен. Режим насыщения  $VT_2$  реализуется, если соотношение между величинами  $R$  и  $R_{K2}$  удовлетворяет условию  $R \leq h_{21Э} R_{K2}$ . Эмиттерный ток  $I_{Э2}$  транзистора  $VT_2$  создает на сопротивлении  $R_Э$  падение напряжения  $U_{Э2} = I_{Э2} R_Э$ . Поскольку  $VT_2$  находится в состоянии насыщения, его потенциалы базы  $U_{Б2}$  и коллектора  $U_{К2}$  по отношению к корпусу приблизительно равны:  $U_Э = -U_{Э2}$ .

Напряжение  $U_{\mathcal{Z}2}$  своим плюсом подается через сопротивление  $R_1$  на базу транзистора  $VT_1$  и обеспечивает его закрытое состояние, если  $|U_{\mathcal{Z}2}| > |U_{B1}|$ , где  $U_{B1}$  – потенциал базы  $VT_1$ , определяемый делителем напряжения  $R_1$ – $R_2$ :  $U_{B1} = -(I_{\mathcal{D}} + I_{KB0})R_1$ . Здесь  $I_{\mathcal{D}} = E_K/(R_1 + R_2)$  – ток делителя, а  $I_{KB0}$  – ток закрытого транзистора, который идет по  $R_1$  в базу  $VT_1$ , а затем – по сопротивлению  $R_{K1}$ . Коллектор и левая пластина конденсатора  $C$  имеют потенциал  $U_{K1} = -(E_K - I_{KB0}R_{K1}) \approx -E_K$ . У правой пластины конденсатора потенциал равен  $U_{B2}$ , и она имеет знак «плюс» по отношению к левой пластине.

Для запуска схемы на базу закрытого транзистора  $VT_1$  в момент времени  $t_1$  (рис. 2.2) подается короткий импульс отрицательной полярности. Транзистор  $VT_1$  приоткрывается, появляется его коллекторный ток  $i_{K1}$ . Потенциал коллектора (и левой пластины конденсатора  $C$ ) становится менее отрицательным, т.е. повышается. Поскольку заряд конденсатора мгновенно измениться (уменьшиться) не может, положительный перепад  $U_{K1}$  передается на базу транзистора  $VT_2$ , вследствие чего  $VT_2$  начинает закрываться, уменьшаются его эмиттерный ток и падение напряжения на сопротивлении  $R_{\mathcal{Z}}$ . Запирающее первый транзистор напряжение уменьшается, происходит дальнейшее увеличение тока  $i_{K1}$ , повышение напряжений  $U_{K1}$  и  $U_{B2}$  и т.д. Этот процесс происходит лавинообразно и заканчивается опрокидыванием одновибратора: транзистор  $VT_2$  запирается, а  $VT_1$  переходит в открытое и насыщенное состояние. Теперь по сопротивлению  $R_{\mathcal{Z}}$  протекает эмиттерный ток  $I_{\mathcal{Z}1}$ . Очевидно, что его величина должна быть меньше  $I_{\mathcal{Z}2}$  (это условие легко выполняется при выборе  $R_{K1} > R_{K2}$ ).

Состояние схемы после окончания опрокидывания характеризуется следующими величинами:  $U_{\mathcal{Z}} = -I_{\mathcal{Z}1}R_{\mathcal{Z}} = -U_{\mathcal{Z}1}$ ;  $U_{K1} = -U_{\mathcal{Z}1}$ ;  $U_{K2} = -(E_K - I_{KB0}R_{K2}) \approx -E_K$ . Перепад напряжений на коллекторе  $VT_1$  в момент времени  $t_1$  составляет  $+(E_K - U_{\mathcal{Z}1})$ . Потенциал базы  $U_{B2}$  в этот момент  $-U_{\mathcal{Z}2} + (E_K - U_{\mathcal{Z}1}) = E_K - (U_{\mathcal{Z}1} + U_{\mathcal{Z}2})$ .

Далее происходит относительно медленный разряд конденсатора  $C$ . Путь тока разряда  $i_{PA3}$ : правая пластина  $C$ , сопротивление  $R$ ,  $-E_K$ ,  $+E_K$ , сопротивление  $R_{\mathcal{Z}}$ , транзистор  $VT_1$ , левая пластина конденсатора. Постоянная времени этого процесса  $\tau_{PA3} = (R + R_{\mathcal{Z}})C$ . Следует заметить, что по сопротивлению  $R$  протекает не весь ток  $i_{PA3}$ , а ток  $(i_{PA3} - i_{KB0})$ , так как в базу закрытого транзистора  $VT_2$  ответвляется ток  $I_{KB0}$ .

По мере уменьшения заряда конденсатора ток  $i_{PA3}$  уменьшается, потенциал  $U_{B2}$  понижается и спустя время  $t_{\text{и}}$  после начала этого процесса становится  $U_{B2} = -U_{\mathcal{Z}1}$ . Транзистор  $VT_2$  открывается, его эмиттерный ток увеличивает падение напряжения на сопротивлении  $R_{\mathcal{Z}}$ , что ведет к запираанию транзистора  $VT_1$ . Напряжение на коллекторе  $VT_1$  получает отрицательное приращение, которое через конденсатор  $C$

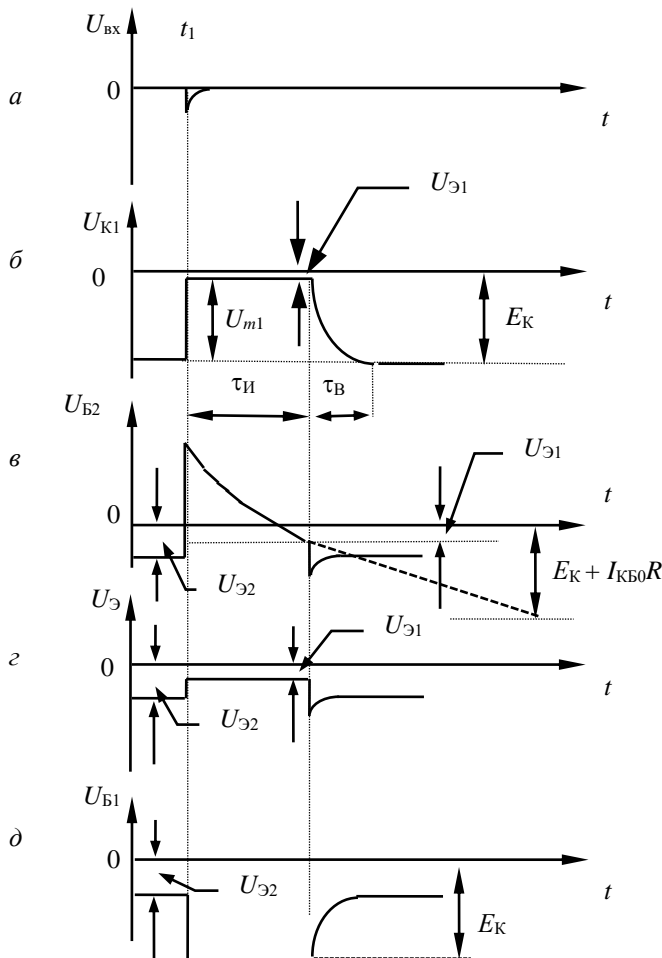


Рис. 2.2. Временные диаграммы одновибратора с эмиттерной связью: *а* – на входе  $VT_1$ ; *б* – на коллекторе транзистора  $VT_1$ ; *в* – на базе транзистора  $VT_2$ ; *г* – на эмиттерах  $VT_1$  и  $VT_2$ ; *д* – на базе транзистора  $VT_2$

передается на базу  $VT_2$  и способствует дальнейшему увеличению его эмиттерного тока и т.д. Вновь происходит лавинообразный процесс, заканчивающийся запирающим транзистора  $VT_1$  и насыщением  $VT_2$ .

Окончательное возвращение схемы в ждущее состояние осуществляется после того, как зарядится конденсатор  $C$ . Ток заряда идет

от  $+E_K$  к  $-E_K$  по сопротивлению  $R_Э$ , эмиттерному переходу транзистора  $VT_2$  и сопротивлению  $R_{K1}$ . Постоянная времени процесса заряда  $\tau_{ЗАР} = (R_{K1} + R_Э)C$ . После того, как пройдет время  $t_B \approx 3\tau_{ЗАР}$ , схема оказывается в исходном состоянии.

Как видно из временных диаграмм, помещенных на рис. 2.2, в одновибраторе генерируется одиночный импульс, длительность которого  $t_{И}$  определяется процессом разряда конденсатора  $C$  и связанным с ним изменением потенциала базы  $U_{Б2}$ . Найдем связь  $t_{И}$  с параметрами схемы. Если отсчитывать время  $t$  от момента начала разряда конденсатора (момент  $t_1$  на рис. 2.2), то потенциал  $U_{Б2}$  будет изменяться по закону

$$U_{Б2}(t) = U_{Б2}(\infty) - [U_{Б2}(\infty) - U_{Б2}(0)]e^{-\frac{t}{\tau_{РАЗ}}}, \quad (2.1)$$

где  $\tau_{РАЗ} = (R + R_Э)C$ ;  $U_{Б2}(0)$  – потенциал базы транзистора  $VT_2$  в момент начала заряда  $C$ ,  $U_{Б2}(0) = -E_K - (U_{Э1} + U_{Э2})$ ;  $U_{Б2}(\infty)$  – предельное значение  $U_{Б2}$ , которое было бы достигнуто, если бы переразряд емкости продолжался бесконечно долго,  $U_{Б2}(\infty) = -(E_K I_{КБ0}R) \approx -E_K$ .

При  $t = t_{И1}$  уравнение (2.1) принимает вид

$$-U_{Э1} = -E_K - [-E_K - E_K + (U_{Э1} + U_{Э2})]e^{-\frac{t}{\tau_{РАЗ}}}. \quad (2.2)$$

После несложных преобразований получается

$$t_{И} = \tau_{РАЗ} \ln \frac{2E_K - (U_{Э1} + U_{Э2})}{E_K - U_{Э1}}. \quad (2.3)$$

Учитывая, что  $U_{Э1} = E_K R_Э / (R_Э + R_{K1})$ ,  $U_{Э2} = E_K R_Э / (R_Э + R_{K2})$ , можно прийти к выражению

$$t_{И} = \tau_{РАЗ} \ln \left( 2 + \frac{R_{K1} - R_{K2}}{R_Э + R_{K2}} \cdot \frac{R_Э}{R_{K1}} \right). \quad (2.4)$$

Обычно второй член в скобке составляет не более 0,1, поэтому можно считать, что длительность импульса одновибратора

$$t_{И} = \tau_{РАЗ} \ln 2 = (R + R_Э)C \ln 2 = 0,7(R + R_Э)C. \quad (2.5)$$

## 2.2. Одновибратор с плавно изменяющейся длительностью импульса

Схема одновибратора, у которого длительность импульса плавно изменяется в пределах от некоторого  $t_{И1}$  до  $t_{И2}$ , показана на рис. 2.3. Здесь сопротивление  $R$  заменено двумя сопротивлениями, из которых одно ( $R_3$ ) – постоянное, а второе ( $R_4$ ) – переменное. Изменение длительности  $t_{И}$  осуществляется путем изменения постоянной времени  $\tau_{РАЗ}$ . Соотношение между  $R_3$  и  $R_4$  должно отвечать условиям

$$t_{И1} = 0,7(R_3 + R_3)C \text{ и } t_{И2} = 0,7(R_3 + R_4 + R_3)C. \quad (2.6)$$

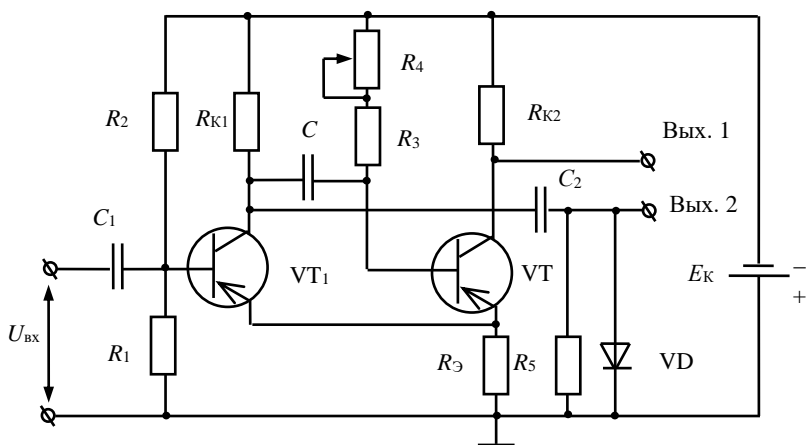


Рис. 2.3. Схема одновибратора с плавно изменяющейся длительностью импульса

Эта схема служит для получения плавной задержки одного импульса относительно другого. Одновибратор запускается коротким импульсом отрицательной полярности. На коллекторе транзистора  $VT_1$  вырабатывается прямоугольный положительный импульс. Если его продифференцировать с помощью цепи  $C_2R_5$ , то на сопротивлении  $R_5$  получается два коротких импульса положительной и отрицательной полярности – соответственно от переднего и заднего фронтов импульса  $U_{К1}$ . Положительный импульс обрезаается диодом  $VD$ , и на выходе 2 оказывается только отрицательный импульс, который изменением сопротивления  $R_4$  можно плавно перемещать по оси времени, т.е. плавно задерживать относительно входного импульса.

### 2.3. Расчет одновибратора

Задаются: напряжение  $E_K$ ; пределы изменения задержки выходного импульса относительно входного  $t_{И1}-t_{И2}$  ( $t_{И2} > t_{И1}$ ); тип транзистора.

Расчет производится в следующем порядке:

1. Выбирается напряжение  $U_{Э2}$  на сопротивлении  $R_Э$  в ждущем состоянии. Его величина должна быть  $(0,1-0,3)E_K$ . Тогда при условии насыщения транзистора  $VT_2$  на сопротивлении  $R_{K2}$  будет напряжение  $U_{RK2} = E_K - U_{Э2}$ .

2. Выбирается ток  $i_{K2}$  транзистора  $VT_2$ . Для этого должны быть выполнены условия (1.1) и (1.2). Величины токов  $i_{K\max}$  и  $I_{KB0}$  находят в справочнике для заданного типа транзистора; при этом следует учесть замечание об этих токах, сделанное на с. 7.

3. Рассчитываются сопротивления  $R_{K2}$  и  $R_Э$ :  $R_{K2} = U_{RK2}/i_{K2}$ ,  $R_Э = U_{Э2}/i_{K2}$ .

4. Рассчитывается сопротивление  $R$ . От его величины зависит ток базы и глубина насыщения транзистора  $VT_2$ . Выбирается  $K_{\text{нас}} \approx 1,5 \div 3$ , определяется из справочника величина  $h_{21Э}$ . Тогда  $R = h_{21Э}R_{K2}/K_{\text{нас}}$ , при этом для рис. 2.3  $R = R_3 + R_4$ . Из соотношений (2.5)  $t_{И1}/t_{И2} = (R_3 + R_Э)/(R + R_Э)$ . Отсюда получаются величины  $R_3$  и  $R_4 = R - R_3$ .

5. По формуле (2.5) рассчитывается емкость конденсатора  $C$ .

6. Выбирается напряжение  $U_{Б1}$ . Для обеспечения закрытого состояния транзистора  $VT_1$  его величина должна быть меньше (например, на 0,2–0,3 В), чем  $U_{Э2}$ .

7. Выбирается ток через делитель  $R_1$   $R_2$ , например 1 мА, и рассчитываются элементы делителя  $R_1 = U_{Б1}/I_D$  и  $R_2 = (E_K - U_{Б1})/I_D$ .

8. В квазиравновесном состоянии одновибратора ток  $i_{K1}$  открытого транзистора  $VT_1$  должен создавать на сопротивлении  $R_Э$  падение напряжения  $U_{Э1} < U_{Б1}$ . Выбирается величина  $U_{Э1}$ , меньшая, чем  $U_{Б1}$ , (например, на 0,2–0,3 В), а затем рассчитывается ток  $i_{K1} = U_{Э1}/R_Э$ .

9. Рассчитывается сопротивление  $R_{K1} = (E - U_{Э1})/i_{K1}$ .

10. Проверяется, выполняется ли условие насыщения транзистора  $VT_1$ :  $R_2 < h_{21Э}R_{K1}$ . Если это условие не выполняется, то для уменьшения  $R_2$  следует задать через делитель больший ток и заново рассчитать сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ .

11. Рассчитываются элементы дифференцирующей цепи  $C_2R_5$ . Рассчитывается постоянная времени этой цепи  $C_2R_5$  из условия, что она должна быть намного (раз в 10–20) меньше длительности вырабатываемого одновибратором импульса  $t_{И1}$ . Далее выбирается сопротивление  $R_5$ . По переменному току оно стоит в схеме параллельно  $R_{K1}$  и, следовательно, шунтирует его. Для того чтобы шунтирование было

незначительным, величина  $R_5$  должна быть в 10–20 раз больше  $R_{K1}$ . Наконец, рассчитывается величина емкости конденсатора  $C_2$ .

#### 2.4. Экспериментальная часть

По рассчитанным величинам собирается схема одновибратора согласно рис. 2.3. (Диод VD постоянно включен на макете.)

В ждущем состоянии с помощью вольтметра измеряются потенциалы  $U_Э$ ,  $U_{Б1}$ ,  $U_{К1}$ ,  $U_{К2}$  и сравниваются с рассчитанными значениями.

Далее от внутреннего или внешнего генератора осуществляется запуск схемы импульсами отрицательной полярности. Амплитуду этих импульсов следует повышать осторожно. На экране осциллографа наблюдается вырабатываемый одновибратором положительный импульс (выход 1). Измеряется амплитуда импульса и его длительность при изменении сопротивления  $R_4$ . На выходе дифференцирующей цепи (выход 2) наблюдается импульс с плавно изменяющейся задержкой.

#### 2.5. Контрольные вопросы

1. Изобразить три схемы включения биполярного транзистора.
2. Объяснить, почему в ключевых схемах обычно используется схема включения «общий эмиттер».
3. Нарисовать направления токов, протекающих через биполярный транзистор в ключевом режиме в случае открытого и закрытого ключей.
4. Нарисовать семейство выходных статических характеристик биполярного транзистора. Пояснить, как строится нагрузочная прямая. Положение рабочих точек в открытом и закрытом режимах.
5. Нарисовать электрическую схему одновибратора с коллекторно-базовыми емкостными связями.
6. Объяснить работу нарисованной схемы одновибратора с коллекторно-базовыми емкостными связями, используя временные диаграммы.
7. Нарисовать электрическую схему одновибратора с плавно изменяющейся длительностью импульсов.
8. Объяснить работу нарисованной схемы одновибратора с плавно изменяющейся длительностью импульсов, используя временные диаграммы.
9. Объяснить методику расчета одновибратора.
10. Сравнить результаты эксперимента с результатами расчета.



### Список литературы

1. *Важенина З. П.* Импульсные генераторы на полупроводниковых приборах. М.: Энергия, 1977. 68 с.
2. *Иццоки Я. С., Овчинников Н. И.* Импульсные и цифровые устройства. М.: Советское радио, 1972. 591 с.
3. *Агаханян Т. М.* Интегральные микросхемы. М.: Энергоатомиздат, 1983. 404 с.
4. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: справочник / под. ред. Б. Л. Перельмана. М.: Радио и связь, 1981. 656 с.
5. *Нефедов В. И., Сигов А. С.* Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для академического бакалавриата. М.: Юрайт, 2019. 266 с.
6. *Бессонов Л. А.* Нелинейные электрические цепи. 12-е изд-е, перераб. и доп. М.: Высшая школа, 2022. 832 с.

### Работа 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ТРИГГЕРА

#### 3.1. Триггер с коллекторно-базовыми связями

Триггер – это устройство, имеющее два состояния устойчивого равновесия. В каждом из них триггер может находиться неограниченно долго и при воздействии запускающего сигнала скачком переходит из одного такого состояния в другое. В настоящей работе исследуется наиболее распространенная схема триггера – схема с коллекторно-базовыми связями и с внешним смещением.

На рис. 3.1 приведена схема такого триггера, а его временные диаграммы представлены на рис. 3.2. В момент времени  $t = 0$  транзистор  $VT_1$  закрыт, а транзистор  $VT_2$  открыт и насыщен. Условия, обеспечивающие это состояние, могут быть получены из анализа эквивалентных схем базовых цепей обоих транзисторов (рис. 3.3 и 3.4).

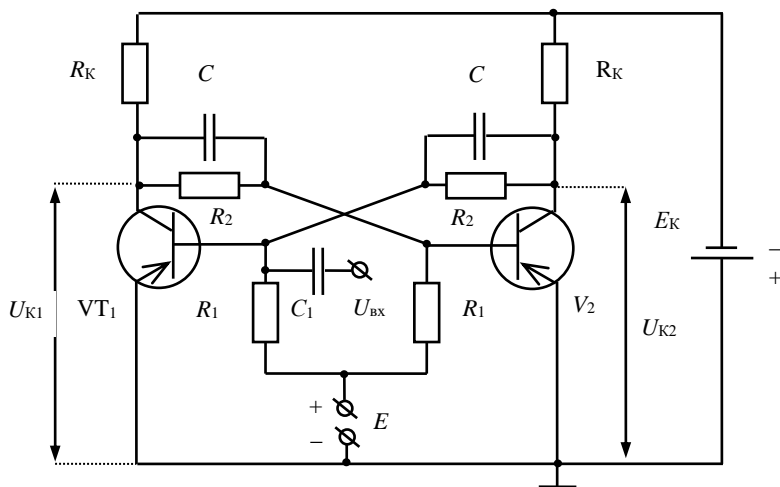


Рис. 3.1. Схема триггера с запуском разнополярными импульсами

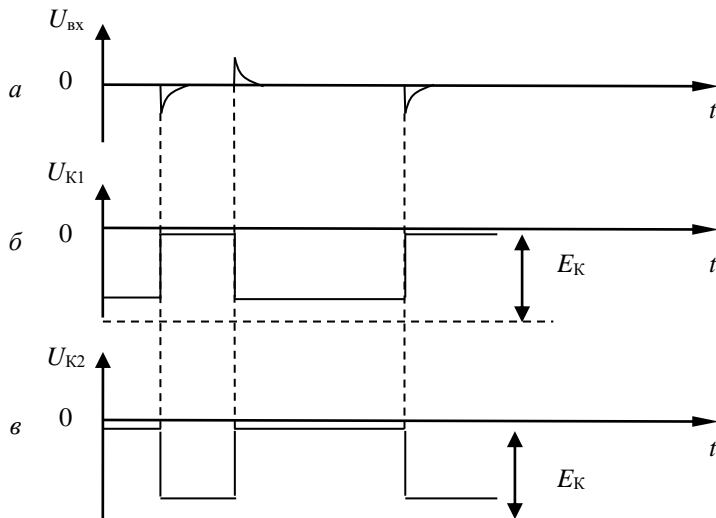


Рис. 3.2. Временные диаграммы триггера с запуском разнополярными импульсами: *а* – на входе транзистора  $VT_1$ ; *б* – на коллекторе транзистора  $VT_1$ ; *в* – на коллекторе транзистора  $VT_2$

На рис. 3.3 транзистор  $VT_1$  закрыт, транзистор  $VT_2$  изображен в виде замкнутого ключа, так как потенциал  $U_{K2} \approx 0$ . Легко видеть, что смещение  $E$  создает на сопротивлении  $R_2$  напряжение  $ER_2/(R_1 + R_2)$ ,

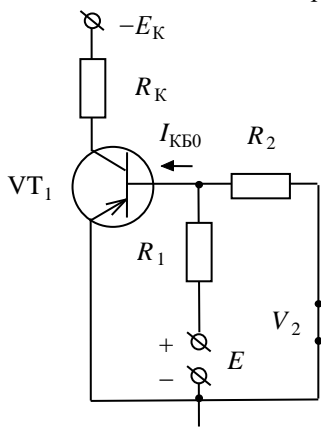


Рис. 3.3. Схема базовой цепи закрытого транзистора  $VT_1$

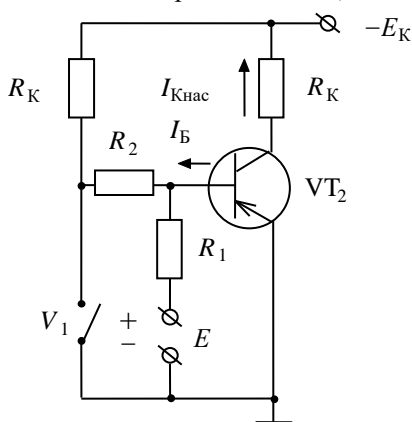


Рис. 3.4. Схема базовой цепи закрытого транзистора  $VT_1$

плюсом обращенное к базе транзистора  $VT_1$ , а тепловой ток  $I_{KB0}$ , создаваемый источником  $E_K$ , образует на параллельно соединенных  $R_1$  и  $R_2$  напряжение  $I_{KB0}R_1R_2/(R_1 + R_2)$ , обращенное к базе своим минусом.

Для обеспечения закрытого состояния транзистора  $VT_1$  должно быть выполнено требование

$$U_{B1} = \frac{E}{R_1 + R_2} R_2 - I_{KB0} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} > 0, \quad (3.1)$$

которое приводит к неравенству  $E - I_{KB0}R_1 > 0$ . Отсюда следует, что транзистор  $VT_1$  будет закрыт, если сопротивление  $R_1$  удовлетворяет условию

$$R_1 < E/I_{KB0}. \quad (3.2)$$

Здесь в качестве  $I_{KB0}$  следует брать ток закрытого транзистора с учетом возможного повышения температуры.

Рис. 3.4 дает эквивалентную схему базовой цепи насыщенного транзистора  $VT_2$ . Транзистор  $VT_1$  изображен на ней в виде разомкнутого ключа. Потенциал коллектора  $VT_1$  равен  $-E_K R_2/(R_K + R_2)$ , коллекторный ток  $i_{K2} = I_{Kнас} = E_K/R_K$ . Ток базы этого транзистора, образуемый источником  $E_K$ , идет из базы по сопротивлениям  $R_2$  и  $R_K$ . За счет смещения  $E$  в базу идет ток  $E/R_1$ . Результирующий ток базы

$$I_{B2} = E_K/(R_2 + R_K) - E/R_1. \quad (3.3)$$

Насыщенное состояние транзистора  $VT_2$  будет иметь место, если этот ток превышает значение  $I_{Bнас}$ , т.е. если удовлетворяется условие  $h_{21Э} I_B > I_{Kнас}$ . После подстановки в него выражения для  $I_B$  и  $I_{Kнас}$  получается неравенство

$$R_2 < R_K \left( \frac{h_{21Э}}{1 + \frac{E}{E_K} \cdot \frac{h_{21Э} R_K}{R_1}} - 1 \right), \quad (3.4)$$

которое превращается в равенство, если в качестве  $h_{21Э}$  взять минимально возможное значение  $h_{21Э \text{ мин}}$ , соответствующее наиболее низкой рабочей температуре транзистора. Тогда

$$R_2 \leq R_K \left( \frac{h_{213}}{1 + \frac{E}{E_K} \cdot \frac{h_{213} R_K}{R_1}} - 1 \right). \quad (3.5)$$

Выбор сопротивления  $R_1$  согласно формуле (3.2) и является условием реализации насыщенного состояния транзистора.

При поступлении на базу транзистора  $VT_1$  импульса отрицательной полярности  $U_{вх}$  (см. рис. 3.2) появляется базовый и, следовательно, коллекторный ток  $VT_1$ . Потенциал коллектора  $U_{K1}$  повышается, этот положительный перепад напряжения передается на базу транзистора  $VT_2$ , вызывая уменьшение токов базы и коллектора  $VT_2$ . Появляющийся при этом отрицательный перепад напряжения  $U_{K2}$  поступает на базу  $VT_1$ , увеличивает его токи базы и коллектора и т.д. Процесс этот развивается лавинообразно и заканчивается переходом (опрокидыванием) триггера в другое состояние устойчивого равновесия, при котором  $VT_1$  открыт и насыщен, а  $VT_2$  – закрыт. Поскольку схема симметрична, оно обеспечивается выполнением тех же условий (3.2) и (3.5), что и первое.

Поскольку в схеме на рис. 3.1 запускающий сигнал подается на вход только одного транзистора, последовательный перевод триггера из одного состояния в другое производится импульсами чередующейся полярности. Можно использовать и синусоидальное напряжение, в этом случае триггер формирует из него прямоугольные импульсы.

Амплитуда выходных импульсов в триггере определяется очевидным выражением

$$U_m \approx E_K \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.6)$$

Хотя опрокидывание триггера происходит быстро, мгновенным его назвать нельзя из-за наличия в схеме паразитных емкостей. Для заряда и разряда этих емкостей требуется конечное время, которое может оказаться больше длительности запускающего сигнала. В этом случае опрокидывание может не произойти. Для ускорения процесса передачи напряжения с коллектора одного транзистора на базу другого сопротивления  $R_2$  в схеме триггера шунтируются емкостями  $C$ . На рис. 3.5 изображена часть схемы, с помощью которой скачок напряжения передается на базу транзистора  $VT_2$ . Параллельно сопротивлению  $R_1$  включена паразитная емкость эмиттерного перехода  $C_{вх2}$ . Если конденсатор  $C$  от-

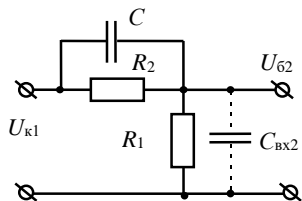


Рис. 3.5. Переходная цепь с транзистора VT<sub>1</sub> на VT<sub>2</sub>

$C$  сохраняется неизменным и перепад  $\Delta U_{K1}$  почти без ослабления оказывается на входе транзистора VT<sub>2</sub>:

$$\Delta U_{B2} = \Delta U_{K1} \frac{C}{C + C_{BX2}} \approx \Delta U_{K2}. \quad (3.7)$$

Емкости  $C$  называются ускоряющими.

### 3.2. Триггер со счетным запуском

Счетным называют запуск триггера импульсами одной и той же полярности. Переключение триггера происходит при поступлении каждого входного импульса.

Одна из распространенных схем счетного запуска показана на рис. 3.6. В этой схеме источник входных импульсов через конденсато-

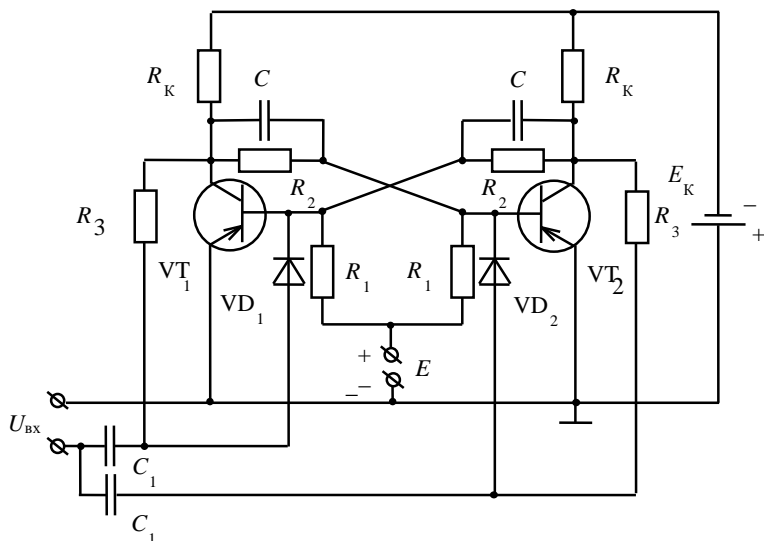


Рис. 3.6. Триггер с запуском однополярными импульсами

ры  $C_1$  и диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  соединен с базами обоих транзисторов. Каждый диод включен таким образом, что его катод соединен с базой, а анод через большое сопротивление  $R_3$  – с коллектором одного и того же транзистора. Если транзистор  $VT_1$  закрыт, то диод  $VD_1$  оказывается также закрытым: потенциал его анода равен  $-E_K R_2 / (R_2 + R_K)$ , т.е. близок к  $-E_K$ , а на его катоде, соединенном с базой  $VT_1$ , – небольшой положительный потенциал. В то же время транзистор  $VT_2$  открыт и насыщен, его потенциалы  $U_{Б2}$  и  $U_{К2}$  имеют небольшие отрицательные значения, и на диоде  $VD_2$  оказывается напряжение, близкое к нулю.

При поступлении на вход схемы положительного импульса, превышающего по абсолютной величине потенциал  $U_{Б2}$ , диод  $VD_2$  открывается, запускающий импульс поступает на базу транзистора  $VT_2$  и способствует его запирающему. В схеме происходит переключение, при этом диод  $VD_2$  запирается напряжением, близким к  $-E_K$ , а диод  $VD_1$  подготавливается к пропуску следующего положительного входного импульса на базу транзистора  $VT_1$ . Амплитуда запускающих импульсов должна быть не меньше  $E_K R_2 / (R_2 + R_K)$ .

### 3.3. Расчет триггера со счетным запуском

Задается тип транзистора и амплитуда выходных импульсов  $U_m$ .

Расчет производится в следующем порядке:

1. Выбирается напряжение источника  $E_K \approx 1,2 U_m$ .
2. Выбирается сопротивление  $R_K$ . Для того чтобы через транзистор не проходил ток, больший предельно допустимого, должно быть выполнено условие  $R_K > R_{K\min} = E / i_{K\max}$ . Для того чтобы потенциал коллектора закрытого транзистора не изменялся с температурой, необходимо выполнить условие  $R_K \ll E_K / I_{КБ0}$ . Величины  $i_{K\max}$  и  $I_{КБ0}$  находят в справочнике для заданного типа транзистора. Следует принять во внимание замечание об этих токах, сделанное во введении.
3. Выбирается напряжение смещения  $E$ . Обычно берут  $E \approx 0,2 |E_K|$ .
4. Из условий, обеспечивающих закрытое состояние одного транзистора и открытое состояние другого, рассчитываются сопротивления  $R_1$  (см. формулу (3.2)) и  $R_2$  (см. формулу (3.5)). Коэффициент передачи тока транзистора (коэффициент усиления тока базы)  $h_{21Э}$  находят в справочнике.
5. Величины ускоряющих емкостей рассчитывают по приближенной формуле  $C \approx \frac{5\tau_{\text{пер}}}{h_{21Э} R_K}$ , где  $\tau_{\text{пер}}$  – время переключения транзистора в секундах (определяется по справочнику).  $R_K$  должно быть выражено в омах, а емкость получается в фарадах.
6. Для того чтобы сопротивления  $R_3$  не сильно шунтировали  $R_K$ , они должны быть выбраны из условия  $R_3 \approx 10 R_K$ .

7. Конденсаторы  $C_1$  вместе с сопротивлениями  $R_3$  образуют входную цепь, которая должна свободно пропускать короткие запускающие импульсы, т.е. постоянная времени  $C_1R_3$  должна быть значительно больше длительности этих импульсов. Это соображение дает возможность рассчитать величину емкости  $C_1$ .

#### 3.4. Экспериментальная часть

По рассчитанным величинам собирают схему триггера со счетным запуском согласно рис. 3.6 (диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  на макете постоянно включены).

С помощью вольтметра измеряют потенциалы  $U_{K1}$  и  $U_{K2}$ , убеждаются в том, что один транзистор открыт, а второй закрыт.

Далее от внутреннего или внешнего генератора осуществляют запуск триггера импульсами положительной полярности и наблюдают на экране осциллографа картину на коллекторе одного из транзисторов. Измеряют амплитуду выходных импульсов.

Увеличивая частоту повторения запускающих импульсов, определяют частоту, при которой опрокидывание триггера прекращается из-за ограниченности его быстродействия.

#### 3.5. Контрольные вопросы

1. Изобразить три схемы включения биполярного транзистора.
2. Объяснить, почему в ключевых схемах обычно используется схема включения «общий эмиттер».
3. Нарисовать направления токов, протекающих через биполярный транзистор в ключевом режиме в случае открытого и закрытого ключей.
4. Нарисовать семейство выходных статических характеристик биполярного транзистора. Пояснить, как строится нагрузочная прямая. Положение рабочих точек в открытом и закрытом режимах.
5. Нарисовать электрическую схему триггера с коллекторно-базовыми емкостными связями.
6. Объяснить работу нарисованной схемы триггера с коллекторно-базовыми емкостными связями, используя временные диаграммы.
7. Нарисовать электрическую схему триггера со счетным запуском на базы.
8. Объяснить работу нарисованной схемы триггера со счетным запуском на базы.
9. Объяснить методику расчета триггера со счетным запуском на базы.
10. Сравнить результаты эксперимента с результатами расчета.



### Список литературы

1. *Важенина З. П.* Импульсные генераторы на полупроводниковых приборах. М.: Энергия, 1977. 68 с.
2. *Иццоки Я. С., Овчинников Н. И.* Импульсные и цифровые устройства. М.: Советское радио, 1972. 591 с.
3. *Агаханян Т. М.* Интегральные микросхемы. М.: Энергоатомиздат, 1983. 404 с.
4. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: справочник / под ред. Б. Л. Перельмана. М.: Радио и связь, 1981. 656 с.
5. *Нефедов В. И., Сигов А. С.* Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для академического бакалавриата. М.: Юрайт, 2019. 266 с.
6. *Бессонов Л. А.* Нелинейные электрические цепи. 12-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 2022. 832 с.

## Работа 4. ТРИГГЕРЫ НА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

### 4.1. Введение

Цифровые устройства – это устройства, предназначенные для приема, обработки и выдачи цифровой информации, т.е. информации, представленной в цифровом виде. При разработке цифровых устройств используются логические элементы и элементы памяти – триггеры. Целью настоящего раздела лабораторного практикума является рассмотрение принципов построения и функционирования различных типов триггеров.

### 4.2. Логические элементы

В основе цифровой схемотехники лежит применение так называемых логических, или переключательных схем. Любые сигналы в цифровой технике могут принимать только два значения, обозначаемые как «логический 0» и «логическая 1». Необходимо помнить, что цифры 0 и 1 не выражают никаких количественных соотношений и являются символами, а не числами.

Анализ и синтез цифровых устройств производится с помощью специального математического аппарата – алгебры логики. Она также оперирует двумя понятиями: «истина» и «ложь», которые принято обозначать логической единицей (1) и логическим нулем (0). Функции, изучаемые в алгебре логики, могут принимать два значения (0 или 1), аргументами функций являются логические или двоичные переменные, которые могут принимать только одно из двух значений: 0 или 1. Любые функции в алгебре логики строятся на основе нескольких логических операций, таких как отрицание, дизъюнкция, конъюнкция и т.д. Некоторые из них мы рассмотрим ниже.

Любую логическую функцию можно реализовать с помощью специальных радиоэлектронных устройств – так называемых логических элементов. Каждый логический элемент реализует какую-либо операцию алгебры логики. На схемах логические элементы обычно обозначаются прямоугольником. Слева находятся входы, справа выходы, а внутри прямоугольника ставится символ, обозначающий ту или иную логическую операцию.

#### 4.2.1. Элемент НЕ

Простейшей операцией алгебры логики является операция отрицания. Иначе эта операция называется инверсией или операцией НЕ. Обозначается эта операция чертой над буквой –  $\bar{a}$ . Когда логическая переменная  $a$  равна 0, то  $\bar{a}$  равно 1, и наоборот. Логический элемент,

реализующий данную операцию, называется элементом НЕ или инвертором.

Таблица истинности операции отрицания и обозначение логического элемента НЕ приведены на рис. 4.1, *а*, *б*.

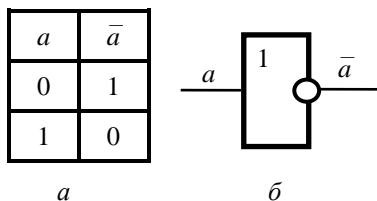


Рис. 4.1. Логический элемент НЕ:  
*а* – таблица истинности; *б* – графическое обозначение на схемах

#### 4.2.2. Элемент И

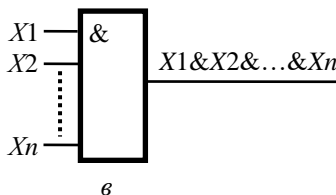
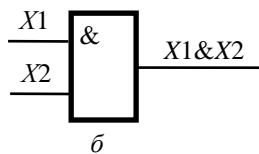
Следующая операция алгебры логики – это операция *конъюнкция*, называемая также операцией И либо логическим умножением. Обозначается данная операция значком & или значком умножения (точкой), например  $X1 \cdot X2$ . Результат операции конъюнкции равен 1, когда все входные аргументы равны 1, в противном случае результат операции равен 0. Логический элемент, реализующий эту операцию, называется конъюнктом или элементом И.

Таблица истинности операции *конъюнкция* и обозначение логического элемента И для двух входных сигналов и для  $n$  входных сигналов приведены на рис. 4.2.

$X1$	$X2$	$X1 \& X2$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

*а*

Рис. 4.2. Логический элемент И:  
*а* – таблица истинности; графическое обозначение на схемах: *б* – для двух входных сигналов; *в* – для  $n$  входных сигналов



### 4.2.3. Элемент ИЛИ

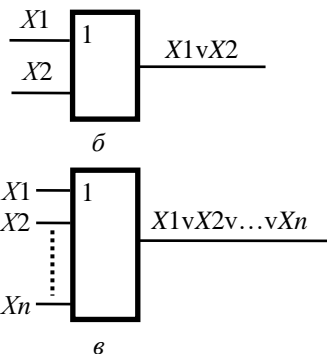
Третьей основной операцией алгебры логики является операция *дизъюнкция* (иначе называемая операцией ИЛИ, реже – логическим сложением). Обозначается операция значком  $\vee$  или знаком  $+$ , например  $X1 \vee X2$ . Результат операции дизъюнкции равен 1, когда хотя бы один из входных аргументов равен 1. Если все аргументы равны 0, то и результат операции ИЛИ равен 0. Логический элемент, реализующий эту операцию, называется дизъюнктом (элементом ИЛИ).

Таблица истинности операции *дизъюнкция* и обозначение логического элемента ИЛИ для двух входных сигналов и для  $n$  входных сиг-

$X1$	$X2$	$X1 \vee X2$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

*a*

Рис. 4.3. Логический элемент ИЛИ: *a* – таблица истинности; графическое обозначение на схемах: *б* – для двух входных сигналов; *в* – для  $n$  входных сигналов



налов приведены на рис. 4.3.

### 4.2.4. Элемент И-НЕ

Операции алгебры логики *дизъюнкция*, *конъюнкция* и *отрицание* образуют базис, т.е. с помощью этих операций можно реализовать любую сколь угодно сложную функцию алгебры логики. Соответственно, с помощью трех логических элементов И, ИЛИ, НЕ можно реализовать любое цифровое устройство. Однако на практике более широкое распространение получили логические элементы, реализующие операцию Шеффера и операцию Пирса. Каждая из них также является базисом и в большинстве случаев оказывается более удобной для использования в цифровых устройствах.

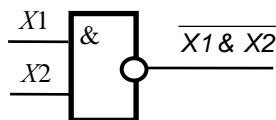
Операция Шеффера обозначается значком  $|$ , например  $X1 | X2$ . Если сравнить таблицу истинности для операции Шеффера (рис. 4.4, *a*) с таблицей истинности для операции И (см. рис. 4.2, *a*), станет очевидным, что операция Шеффера является отрицанием конъюнкции, поэтому ее чаще называют операцией И-НЕ ( $\overline{X1 \cdot X2}$ ). Таблица истинности операции

Шеффера и обозначение логического элемента И-НЕ для двух входных сигналов и для  $n$  входных сигналов приведены на рис. 4.4. Обозначение элемента состоит из двух компонентов – значок & обозначает операцию И, а кружок на выходе элемента – инверсию сигнала (операцию НЕ).

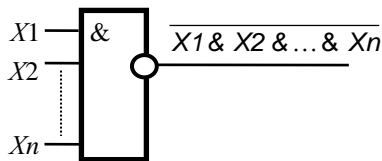
$X_1$	$X_2$	$\overline{X_1 \& X_2}$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

*a*

Рис. 4.4. Логический элемент И-НЕ:  
*a* – таблица истинности; графическое обозначение на схемах: *б* – для двух входных сигналов; *в* – для  $n$  входных сигналов



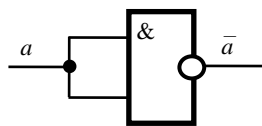
*б*



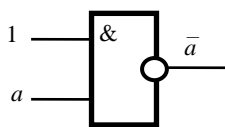
*в*

Одна операция И-НЕ образует базис, следовательно, на элементах И-НЕ можно реализовать любое цифровое устройство. Ввиду этого эти логические элементы наиболее широко применяются при синтезе цифровых устройств.

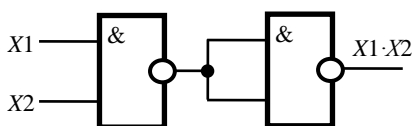
Из элемента И-НЕ легко сделать элемент НЕ, если входной сигнал подать сразу на оба входа (рис. 4.5, *a*) или если на один из входов подать сигнал логической 1, а на другой – входной сигнал (рис. 4.5, *в*). На элементах И-НЕ можно построить схему, реализующую операцию И (рис. 4.5, *б*), а также операцию ИЛИ (рис. 4.5, *г*).



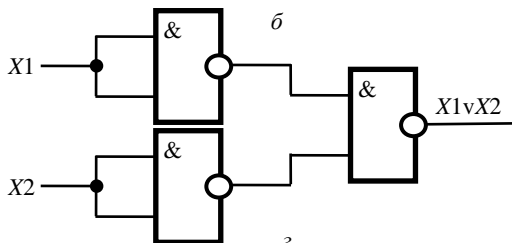
*a*



*в*



*б*



*г*

Рис. 4.5. Схемы на элементах И-НЕ, реализующие операцию: *a* – НЕ; *б* – И; *в* – НЕ; *г* – ИЛИ

#### 4.2.5. Элемент ИЛИ-НЕ

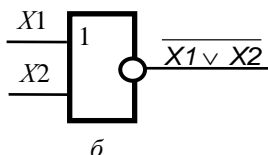
Операция Пирса обозначается значком  $\downarrow$ , например  $X1 \downarrow X2$ , и иначе называется операцией ИЛИ-НЕ (сравните таблицу истинности для операции Пирса (рис. 4.6, а) с таблицей истинности для операции ИЛИ (см. рис. 4.3, а)). Таблица истинности операции Пирса и обозначение логического элемента ИЛИ-НЕ для двух входных сигналов и для  $n$  входных сигналов приведены рис. 4.6.

Операция ИЛИ-НЕ также образует базис, следовательно, на элементах ИЛИ-НЕ также можно реализовать операции И, ИЛИ, НЕ или любую другую цифровую схему.

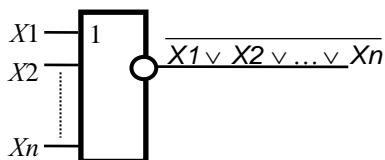
$X1$	$X2$	$\overline{X1 \vee X2}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

а

Рис. 4.6. Логический элемент ИЛИ-НЕ:  
а – таблица истинности; графическое обозначение на схемах: б – для двух входных сигналов; в – для  $n$  входных сигналов



б



в

#### 4.2.6. Другие логические элементы

Кроме рассмотренных логических элементов применяются логические схемы, реализующие другие простые или более сложные функции. В качестве примера можно привести логический элемент, реализующий операцию ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. Результат операции ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ равен 1, когда один и только один из входных аргументов равен 1, и равен 0 во всех остальных случаях. Таблица истинности и обозначение логического элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ приведены рис. 4.7.

Пример более сложных схем – логический элемент, называемый И-ИЛИ-НЕ (рис. 4.8, а). Он описывается функцией  $\overline{X1 \cdot X2 \vee X3 \cdot X4}$ . У нее четыре аргумента, т.е. возможно всего 16 комбинаций входных переменных. Схему элемента можно реализовать из двух конъюнкторов, одного дизъюнктора и одного инвертора (рис. 4.8, б).

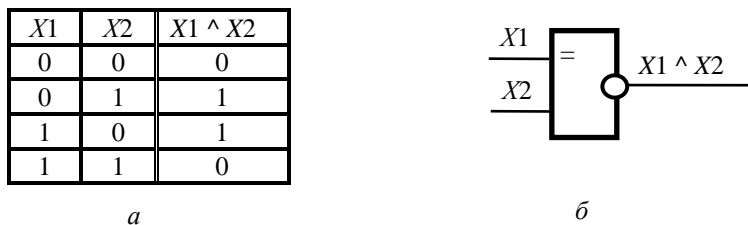


Рис. 4.7. Логический элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ: *a* – таблица истинности; *б* – графическое обозначение на схемах

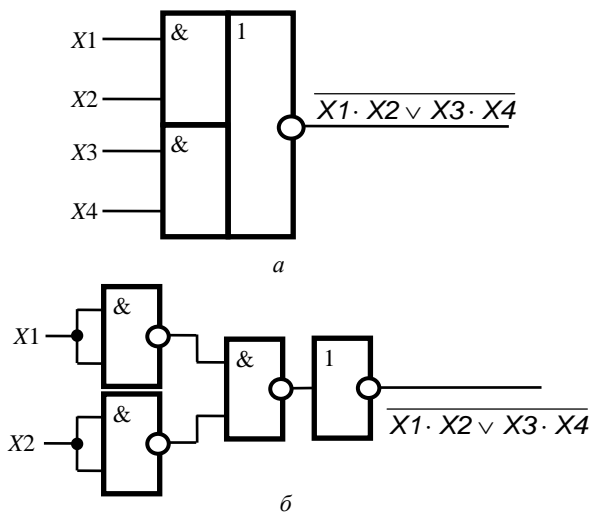


Рис. 4.8. Схемы, выполняющие операцию И-ИЛИ-НЕ:  
*a* – графическое изображение; *б* – реализация на элементах И-НЕ и НЕ

#### 4.2.7. Схемотехника логических элементов

Обычно в цифровой технике логическому 0 ставят в соответствие низкий уровень напряжения, а логической 1 – высокий. Следовательно, элемент НЕ (инвертор) можно реализовать, например, на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером. Если на базу подать низкий уровень напряжения (логический 0), то транзистор будет закрыт и на его коллекторе будет напряжение  $+E$ , т.е. высокий уровень напряжения (логическая 1). Если на базу подать высокий уровень (логическая 1), то транзистор откроется и на его коллекторе будет низкое

напряжение (логический 0). Таким образом, будет осуществляться инверсия входного сигнала (рис. 4.9).

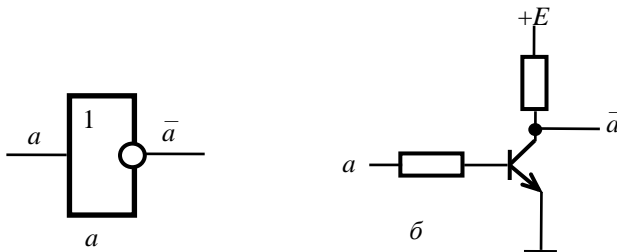


Рис. 4.9. Элемент НЕ: *а* – графическое изображение; *б* – реализация на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером

В настоящее время цифровые устройства выполняются на интегральных микросхемах различных серий, имеющих разную внутреннюю структуру и характеристики. Наиболее широко используются элементы ТТЛ-серии (транзисторно-транзисторная логика) и логические элементы на комплементарных МОП-структурах (КМОП-серии). В качестве примера на рис. 4.10 приведена принципиальная электрическая схема базового элемента И-НЕ ТТЛ-серии.

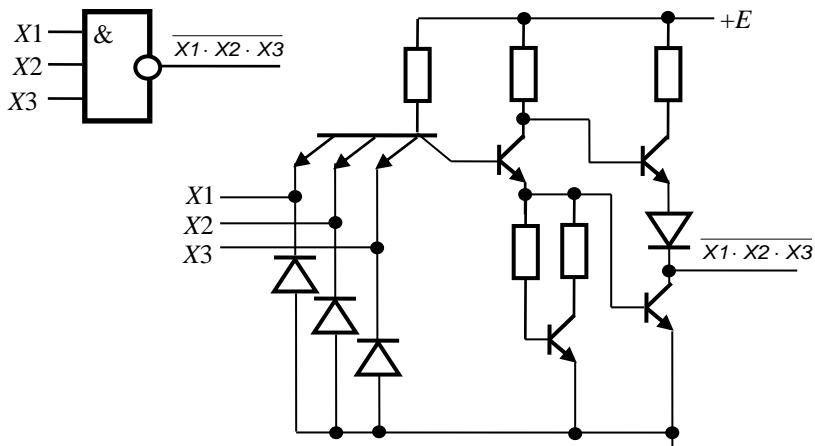


Рис. 4.10. Базовый элемент И-НЕ ТТЛ-серии: *а* – графическое изображение; *б* – принципиальная электрическая схема



### 4.3. Элементы памяти – триггеры

#### 4.3.1. Общее описание и классификация триггеров

При синтезе цифровых автоматов кроме логических элементов, используются специальные устройства, обладающие свойством запоминать информацию, – элементы памяти. Чаще всего в качестве элементов памяти применяют триггеры.

Триггер – логическое устройство с двумя устойчивыми состояниями, предназначенное для записи и хранения цифровой информации. Одно из устойчивых состояний обозначается 0, другое – 1. Как правило, триггер имеет два выхода: прямой (обозначается обычно  $Q$ ) и инверсный ( $\bar{Q}$ ). Когда триггер находится в состоянии 1, на его прямом выходе  $Q$  – высокий уровень напряжения (1), а на инверсном выходе  $\bar{Q}$  – низкий уровень (0). Когда триггер находится в состоянии 0, на выходе  $Q$  – низкий уровень (0), а на выходе  $\bar{Q}$  – высокий уровень (1).

В общем случае любой триггер состоит из схемы управления и запоминающего элемента – собственно триггера. Схема управления (УУ) преобразует входные сигналы  $X_1, X_2, \dots, X_m$ , сигнал синхронизации  $C$  и управляет работой собственно триггера (рис. 4.11, а).

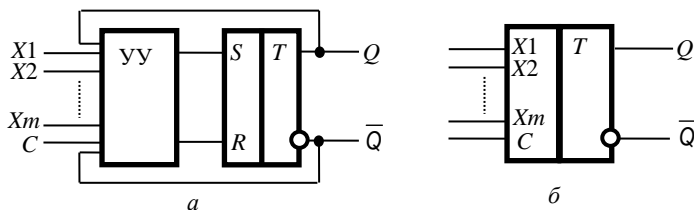


Рис. 4.11. Триггер: а – структурная схема  
б – графическое обозначение на электрических схемах

Выходной сигнал триггера в момент времени  $n + 1$  ( $Q^{n+1}$ ) зависит от входных сигналов ( $X_1, X_2, \dots, X_m$ ) и выходного сигнала триггера в момент времени  $n$  ( $Q^n$ ):  $Q^{n+1} = f(X_1, X_2, \dots, X_m, Q^n)$ . Для описания триггеров используются таблицы истинности и таблицы переключений.

В настоящее время существует большое количество различных типов триггеров, отличающихся схемой управления: JK-триггеры, D-триггеры, T-триггеры и т.д. У простейших триггеров схема управления отсутствует совсем (RS-триггеры). Общее обозначение триггеров показано на рис. 4.11, б. В правой половине триггера ставится символ  $T$  (иногда для двухтактных триггеров ставится символ  $TT$ ). Слева представляются обозначения входов триггера. Число входов у различных типов триггеров различно, однако в зависимости от функционального назначения каждый из них имеет свое название и обозначение:

$S$  – вход для раздельной установки триггера в 1;

$R$  – вход для раздельной установки триггера в 0;

$T$  – счетный вход триггера;

$D$  – информационный вход для установки D- или DV-триггера в 0 или 1;

$J$  – вход для установки JK-триггера в 1;

$K$  – вход для установки JK-триггера в 0;

$V$  – вход разрешения приема информации;

$C$  – вход синхронизации.

Если вход сигнала обозначен кружком, это означает, что действующее значение сигнала 0 (так называемый инверсный вход). Все триггеры можно классифицировать по функциональному признаку и по способу записи информации в триггер. По функциональному признаку триггеры делятся на несколько типов:

а) триггеры с раздельной установкой состояний 0 и 1 (RS-триггеры, E-триггеры, S-триггеры, R-триггеры);

б) триггеры со счетным входом (Т-триггеры);

в) универсальные триггеры с раздельной установкой состояний 0 и 1 (JK-триггеры);

г) триггеры с приемом информации по одному входу (D-триггеры);

д) универсальные триггеры с приемом информации по одному входу (DV-триггеры);

е) комбинированные триггеры (RST-триггеры, JKRS-триггеры, DRS-триггеры и т.д.).

По способу записи информации триггеры делятся на асинхронные и синхронные (тактируемые). В асинхронных триггерах запись информации осуществляется непосредственно с поступлением информационного сигнала на их входы. Синхронные триггеры кроме информационных, содержат еще и тактовые входы (синхровходы, или входы синхронизации). Запись информации в триггеры данного типа осуществляется только при наличии синхронизирующего (тактирующего) сигнала на этих входах.

По способу синхронизации триггеры делятся на триггеры со статическим управлением записью (триггеры, управляемые уровнем сигнала синхронизации) и триггеры с динамическим управлением записью (триггеры, управляемые фронтом сигнала синхронизации).

#### **4.3.2. Асинхронные RS-триггеры**

RS-триггером называется триггер с раздельной установкой в 0 и 1. Его информационные входы  $S$  и  $R$  управляют работой триггера. Сигнал

на  $S$ -входе устанавливает триггер в состояние 1, а сигнал на  $R$ -входе устанавливает триггер в состояние 0. Когда сигналы на входах отсутствуют, триггер хранит свое состояние.

Первый триггер, который мы рассмотрим, – RS-триггер на элементах И-НЕ, или RS-триггер с инверсными входами ( $\bar{S}$  и  $\bar{R}$ ). Схема триггера приведена на рис. 4.12, *а*, а его обозначение в схемах – на рис. 4.12, *б*. Действующее значение сигнала на входах RS-триггера на элементах И-НЕ – 0. Подавая сигнал 0 на вход  $\bar{S}$ , устанавливаем триггер в состояние 1 (на выходе  $Q$  – 1, на выходе  $\bar{Q}$  – 0); подавая 0 на  $\bar{R}$  вход, сбрасываем триггер в 0 (на выходе  $Q$  – 0, на выходе  $\bar{Q}$  – 1).

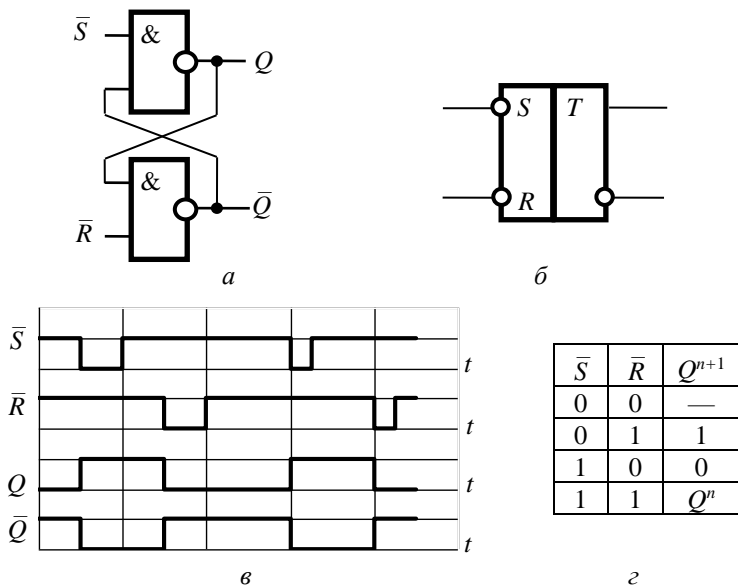


Рис. 4.12. Асинхронный RS-триггер на элементах И-НЕ: *а* – структурная схема; *б* – графическое обозначение на электрических схемах; *в* – эпюры сигналов на входах и выходах; *г* – таблица переключений

При 1 на входах  $\bar{S}$  и  $\bar{R}$  триггер хранит свое состояние. Необходимо отметить, что нельзя подавать сигнал 0 одновременно на входы  $\bar{S}$  и  $\bar{R}$ , так как при этом и на прямом, и на инверсном выходе будет логическая 1. Кроме того, если после сигнала 0 на  $\bar{S}$ - и  $\bar{R}$ -входы подать сигнал 1, то невозможно предсказать, в каком состоянии окажется триггер. Ввиду этого комбинация входных сигналов  $\bar{S} = 0$ ,  $\bar{R} = 0$  называется запрещенной. Таблица переключений, в соответствии с которой работает RS-триггер, приведена на рис. 4.12, *г* (здесь  $Q^n$  – выходное состояние триггера в  $n$ -й

момент времени, а  $Q^{n+1}$  – выходное состояние в  $(n + 1)$ -й момент времени), а эпюры сигналов на входах и выходах представлены на рис. 4.12, в.

Еще один асинхронный RS-триггер, который мы рассмотрим, – RS-триггер на элементах ИЛИ-НЕ. Действующее значение сигнала на информационных входах данного триггера – логическая 1. Схема триггера приведена на рис. 4.13, а, а его обозначение – на рис. 4.13, б.

Триггер на элементах ИЛИ-НЕ – триггер с прямыми входами, следовательно, запрещенная комбинация входных сигналов  $S = 1$ ,  $R = 1$ .

Таблица переключений, в соответствии с которой функционирует данный триггер, приведена на рис. 4.13, г, а эпюры входных и выходных сигналов – на рис. 4.13, в.

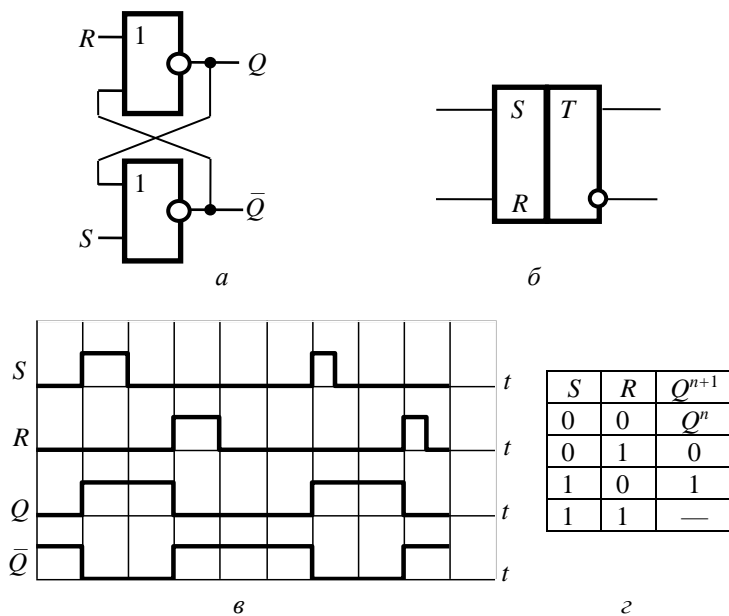


Рис. 4.13. Асинхронный RS-триггер на элементах ИЛИ-НЕ: а – структурная схема; б – графическое обозначение на электрических схемах; в – эпюры сигналов на входах и выходах; г – таблица переключений

Главное достоинство рассмотренных схем – их простота. Большинство сложных триггеров построены на этих триггерах. Недостаток RS-триггеров – наличие запрещенных входных комбинаций. Немного усложнив схему триггеров, можно избавиться от данного недостатка.

При этом запрещенной ранее комбинации входных сигналов  $S = 1$ ,  $R = 1$  необходимо поставить в соответствие какой-либо выходной сигнал. В зависимости от этого можно получить разные типы триггеров: S-триггер, R-триггер, Е-триггер.

Триггер, который при входной комбинации  $S = 1$ ,  $R = 1$  устанавливается в 1, называется S-триггером. Чтобы отличить его от обычного RS-триггера, обозначим его входы соответственно  $S_S$  и  $S_R$ . Схему S-триггера можно построить на элементах И-НЕ (рис. 4.14, а) или на элементах И-ИЛИ-НЕ и НЕ (рис. 4.14, в). Обозначение и таблица переключений приведены соответственно на рис. 4.14, б и г.

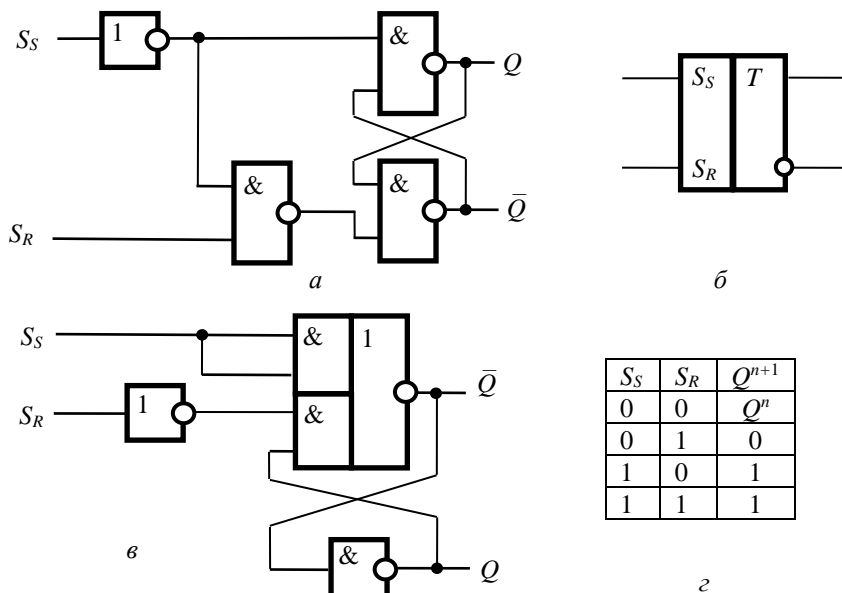


Рис. 4.14. S-триггер: а – структурная схема на элементах И-НЕ; б – графическое обозначение на электрических схемах; в – структурная схема на элементах И-ИЛИ-НЕ и НЕ; г – таблица переключений

Аналогично можно построить R-триггер, который при входной комбинации  $S = 1$ ,  $R = 1$  будет устанавливаться в 0. Схемы, обозначение и таблица переключений приведены на рис. 4.15.

Еще одна разновидность RS-триггера – Е-триггер, который при входной комбинации  $S = 1$ ,  $R = 1$  так же, как и при  $S = 0$ ,  $R = 0$ , хранит

предыдущее состояние. Обозначим его входы соответственно  $E_S$  и  $E_R$ . Схема Е-триггера приведена на рис. 4.16, а, обозначение и таблица переключений приведены на рис. 4.16, б и в.

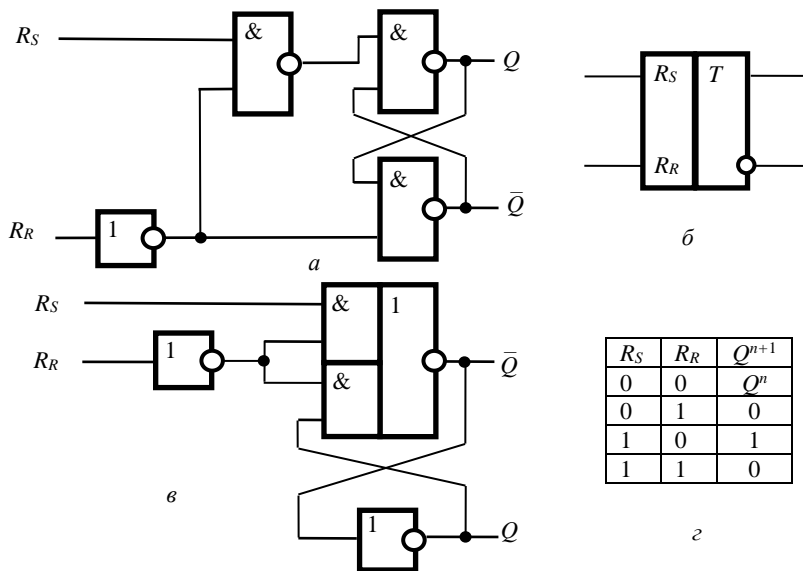


Рис. 4.15. R-триггер: а – структурная схема на элементах И-НЕ; б – графическое обозначение на электрических схемах; в – структурная схема на элементах И-ИЛИ-НЕ и НЕ; г – таблица переключений

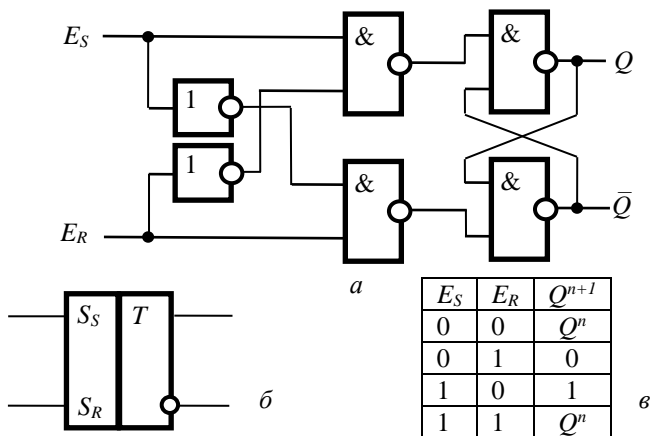


Рис. 4.16. Е-триггер: а – структурная схема; б – графическое обозначение на электрических схемах; в – таблица переключений

### 4.3.3. Синхронный RS-триггер

Синхронный RS-триггер отличается от асинхронного RS-триггера наличием еще одного входа – входа синхронизации ( $C$ -вход). Схема нового триггера может быть получена из схемы RS-триггера на элементах И-НЕ добавлением еще двух логических элементов (рис. 4.17, *а*). Дополнительный вход – вход синхронизации – позволяет управлять переключением триггера, синхронизировать его работу с другими устройствами с помощью специальных импульсов – импульсов синхронизации, подаваемых на  $C$ -вход. Переключение триггера происходит в соответствии с сигналами  $S$ - и  $R$ -входов только при поступлении 1 на вход синхронизации, в противном случае триггер хранит предыдущее состояние. Обозначение триггера приведено на рис. 4.17, *б*, таблица переключений – на рис. 4.17, *з* (символ «\*» означает безразличное значение сигнала), а эюры входных и выходных сигналов – на рис. 4.17, *в*. Следует отметить, что данный триггер является триггером с прямыми входами, а запрещенная комбинация  $C = 1, S = 1, R = 1$ .

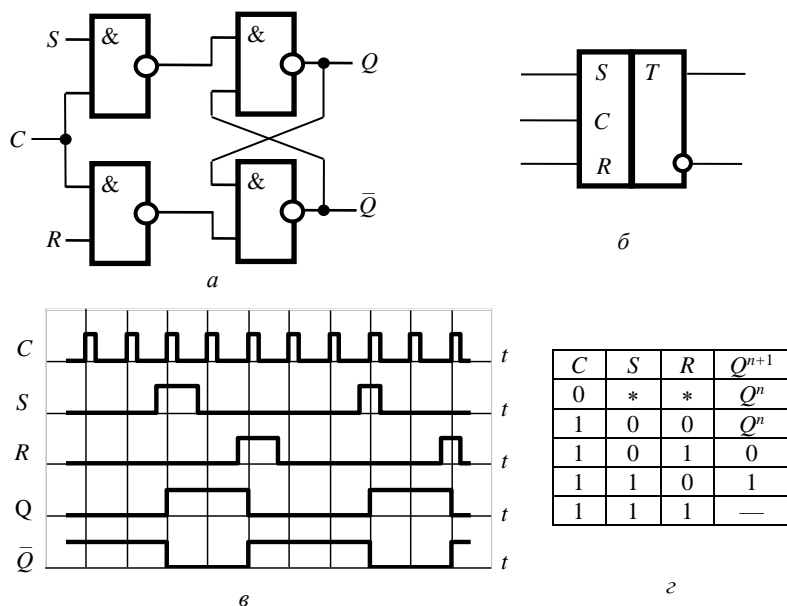


Рис. 4.17. Синхронный RS-триггер: *а* – структурная схема; *б* – графическое обозначение на электрических схемах; *в* – эюры сигналов на входах и выходах; *з* – таблица переключений

Аналогично можно построить схемы синхронного RS-триггера на элементах ИЛИ-НЕ, синхронных S-, R-, E-триггеров. В качестве примера приведена схема синхронного E-триггера (рис. 4.18).

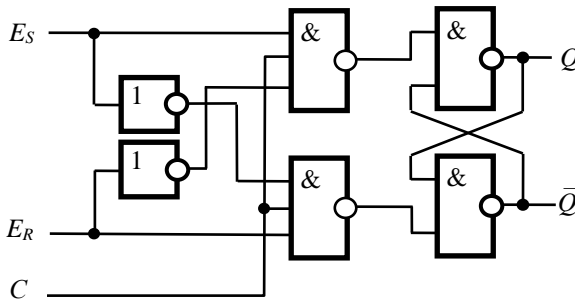


Рис. 4.18. Схема синхронного E-триггера

#### 4.3.4. Двухтактный синхронный RS-триггер

Предыдущие триггеры построены по так называемым одноктактным схемам и относятся к триггерам со статическим управлением записью, так как они переключаются все время, пока на входе синхронизации присутствует сигнал высокого уровня (логическая 1). Это не всегда удобно. Например, если импульсы синхронизации длиннее сигналов на S- и R-входах, то переключение триггера будет происходить и во время действия синхроимпульсов (рис. 4.19).

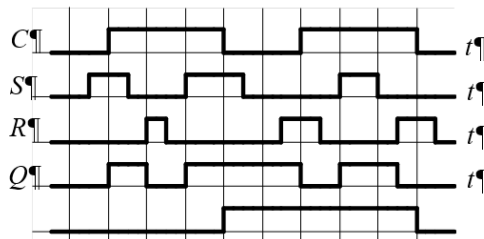


Рис. 4.19. Эпоуры сигналов синхронного RS-триггера со статическим управлением записью

Чтобы исключить подобную ситуацию, необходимо использовать триггеры с динамическим управлением записью, когда триггер переключается только во время переднего фронта синхроимпульса (или только заднего фронта) и хранит информацию все остальное время. Чтобы получить схему такого триггера, можно построить его по так называемой двухтактной схеме. Для этого можно использовать два одноктактных синхронных RS-триггера (рис. 4.20, а). Триггеры включены последовательно. Триггер TP1 называется основным, а TP2 – вспомо-



гательным. Синхросигнал подается на триггеры в противофазе (через инвертор), поэтому когда работает триггер TP1 (на его  $C$ -входе – 1), триггер TP2 хранит свою информацию (у него на  $C$ -входе – 0). При переключении сигнала синхронизации из 1 в 0 триггер TP2 переключается в состояние, в котором находился триггер TP1 в этот момент времени (рис. 4.20, в), и хранит это состояние до следующего переключения синхросигнала из 1 в 0. Таким образом, данный триггер срабатывает на фронт 1/0. Обозначение триггера приведено на рис. 4.20, б. Наклонная линия на входе  $C$  означает, что триггер срабатывает на фронт 1/0 сигнала синхронизации. Таблица переключений двухтактного синхронного RS-триггера приведена на рис. 4.20, г. Значок  $\sqsubset$  означает, что триггер переключается на задний фронт (фронт 1/0) синхросигнала.

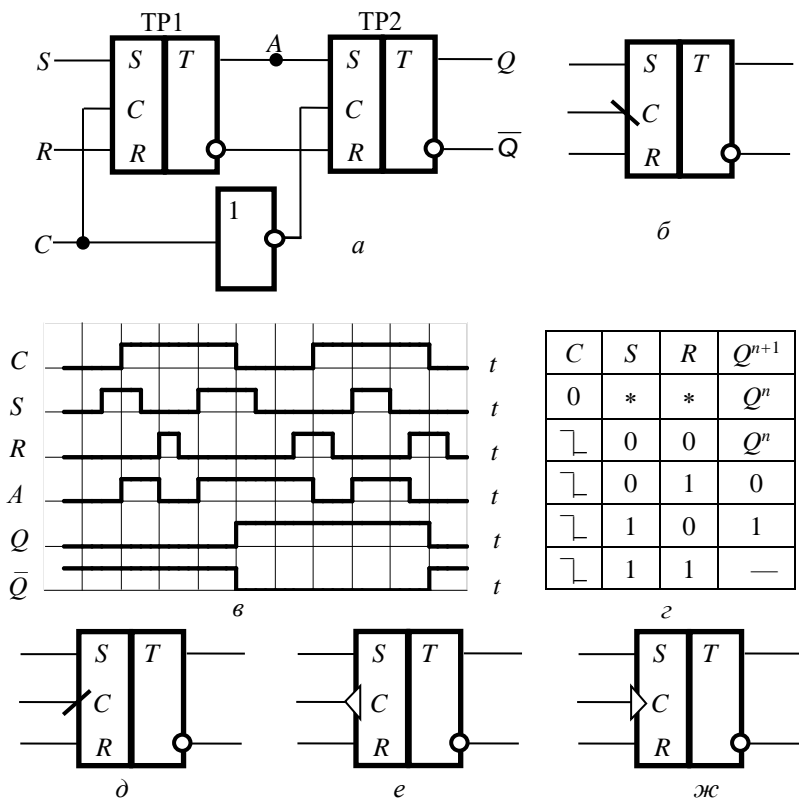


Рис. 4.20. Двухтактный синхронный RS-триггер: а – структурная схема; б – графическое обозначение на электрических схемах; в – эпюры сигналов на входах и выходах; г – таблица переключений; срабатывающий: д – на задний фронт; е – на фронт 1/0; ж – на фронт 0/1

Триггер, изображенный на рис. 4.20, *д*, срабатывает на фронт 0/1 синхрои́мпульса (передний фронт), что обозначается линией, наклоненной в другую сторону. Чтобы получить схему такого триггера, необходимо к схеме, изображенной на рис. 4.20, *а*, добавить еще один инвертор. Обозначить динамический вход триггера можно и так, как изображено на рис. 4.20, *е* (данный триггер срабатывает на фронт 1/0) и на рис. 4.20, *ж* (срабатывает на фронт 0/1).

Аналогично можно построить схемы двухтактных S-, R- и E-триггеров.

#### 4.3.5. D-триггер

D-триггером называется синхронный триггер с одним информационным входом (входом приема информации), работающий следующим образом: триггер устанавливается в состояние 1, если во время синхрои́мпульса на его информационном входе (*D*-входе) – 1, и сбрасывается в 0, если на *D*-входе – 0.

Построить схему D-триггера можно из синхронного RS-триггера и инвертора (рис. 4.21, *а*). Обозначение D-триггера приведено на рис. 4.21, *б*, а эмпоры сигналов на входах и выходах – на рис. 4.21, *в*. D-триггер может быть построен как по двухтактной, так и по одноктактной схеме. Эмпоры сигналов на рис. 4.21, *в* приведены для двухтактного D-триггера, срабатывающего на задний фронт синхрои́мпульса (фронт 1/0). Таблица переключений данного триггера приведена на рис. 4.21, *г*.

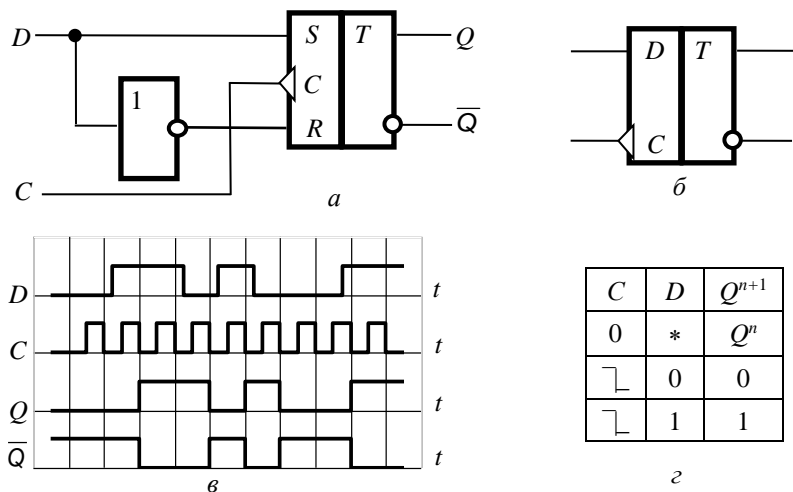


Рис. 4.21. D-триггер: *а* – структурная схема; *б* – графическое обозначение на электрических схемах; *в* – эмпоры сигналов на входах и выходах; *г* – таблица переключений

#### 4.3.6. Синхронный JK-триггер

JK-триггером (рис. 4.22) называется триггер с двумя информационными входами  $J$  и  $K$ . Работа JK-триггера похожа на работу RS-триггера. Так, при подаче сигнала на  $J$ -вход триггер устанавливается в 1, при подаче сигнала на  $K$ -вход триггер сбрасывается в 0, а при сигналах  $J = 0, K = 0$  хранит предыдущее состояние. Однако, в отличие от RS-триггера, у JK-триггера нет запрещенных входных комбинаций сигналов. При сигналах  $J = 1, K = 1$  триггер перебрасывается в противоположное состояние. Такой режим работы называется счетным режимом.

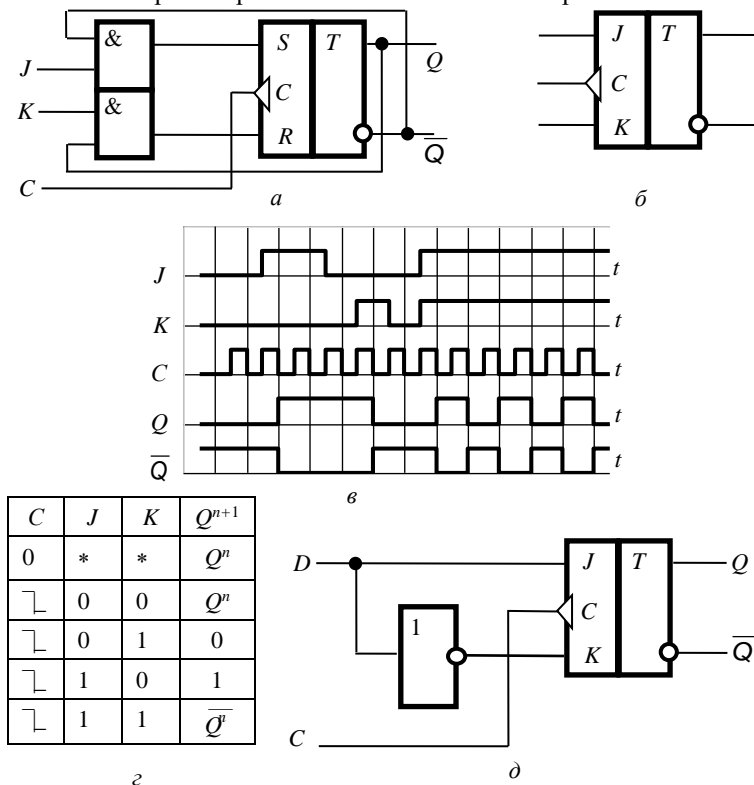


Рис. 4.22. JK-триггер : а – структурная схема; б – графическое обозначение на электрических схемах; в – эпюры сигналов на входах и выходах; г – таблица переключений; д – преобразование в D-триггер

JK-триггер можно построить и по асинхронной схеме, но чаще используются синхронные JK-триггеры с динамическим управлением записью. JK-триггер имеет два информационных входа –  $J$  и  $K$ . Схему

JK-триггера можно построить из двухтактного синхронного RS-триггера с добавлением двух элементов И (рис. 4.22, *а*). Обратные связи с прямого и инверсного выходов заставляют триггер работать в счетном режиме, когда на информационные входы  $J$  и  $K$  подан сигнал 1. Из эюр (рис. 4.22, *в*) видно, что в этом случае частота сигнала на выходе в два раза меньше частоты сигнала на  $C$ -входе, т.е. универсальный JK-триггер может работать в качестве делителя частоты. Обозначение триггера показано на рис. 4.22, *б*. Таблица переключений, в соответствии с которой работает данный триггер, приведена на рис. 4.22, *г*. Значок «\*» означает безразличное значение входного сигнала;  $\sqcap$  означает, что триггер переключается на задний фронт (1/0) синхросигнала.

JK-триггер является универсальным триггером, так как из него можно легко получить не только RS-триггер, но и D-триггер (рис. 4.22, *д*) и T-триггер (рис. 4.23, *а*). Ввиду этого JK-триггер, наряду с D-триггером, наиболее часто встречается в различных сериях цифровых микросхем и наиболее широко применяется при проектировании цифровых устройств.

#### 4.3.7. Т-триггер

T-триггером называется триггер с одним информационным входом  $T$ . При подаче сигнала на вход  $T$  триггер работает в счетном режиме, поэтому его еще называют счетным триггером.

Асинхронный T-триггер можно построить из синхронного JK-триггера (рис. 4.23, *а*) или D-триггера (рис. 4.23, *б*). Данные триггеры переключаются в противоположное состояние на каждый фронт 1/0 сигнала синхронизации. Обозначение триггера приведено на рис. 4.23, *в*.

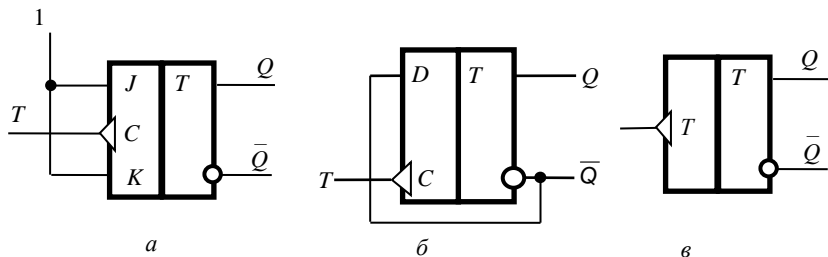


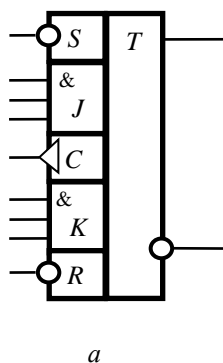
Рис. 4.23. Т-триггер: *а* – построенный из синхронного JK-триггера; *б* – из D-триггера; *в* – графическое обозначение на электрических схемах

#### 4.3.8. Универсальные триггеры

В интегральном исполнении все триггеры строятся по более сложным схемам, чем приведенные выше, с целью улучшения быстродействия триггера и увеличения помехоустойчивости. Чаще всего микросхемы содержат различного рода универсальные триггеры

(JKRS, DRS), которые обычно содержат, кроме входов, работающих в синхронном режиме ( $J$ ,  $K$ ,  $D$ ), еще и асинхронные входы ( $R$  и  $S$ ), с помощью которых можно производить предустановку триггера независимо от синхросигналов.

В качестве примера приведены обозначение и таблица переключений JK-триггера в микросхеме 555TB1 (рис. 4.24) и D-триггера в микросхеме 555TM2 (рис. 4.25). Серия микросхем 555 выполнена по ТТЛ-технологии, поэтому, если на вход микросхем данной серии ничего не подано, микросхема срабатывает так, как если бы на вход была подана логическая 1. Исходя из этого, входы предустановок сделаны инверсными, т.е., чтобы асинхронно установить триггеры в 1, нужно подать сигнал 0 на входы  $\bar{S}$ , чтобы сбросить триггеры в 0 – подать сигнал 0 на входы  $\bar{R}$ . Чтобы триггеры работали в синхронном режиме, нужно подать на входы  $\bar{S}$  и  $\bar{R}$  сигналы 1.



а

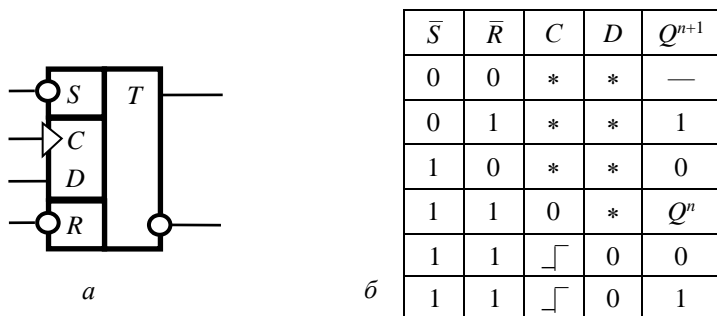
$\bar{S}$	$\bar{R}$	$C$	$J$	$K$	$Q^{n+1}$
0	0	*	*	*	—
0	1	*	*	*	1
1	0	*	*	*	0
1	1	0	*	*	$Q^n$
1	1	$\lceil$	0	0	$Q^n$
1	1	$\lceil$	0	1	0
1	1	$\lceil$	1	0	1
1	1	$\lceil$	1	1	$\overline{Q^n}$

б

Рис. 4.24. JK-триггер: а – обозначение в микросхеме 555TB1;  
б – таблица переключений

Триггер 555TB1 имеет три входа  $J$ , объединенные по И, и три входа  $K$ , также объединенные по И. Это позволяет проще строить на данных триггерах различные автоматы с памятью, в частности счетчики. Срабатывает триггер по фронту 1/0 сигнала синхронизации.

Временные диаграммы для D-триггера 555TM2, иллюстрирующие возможности предустановки, приведены на рис. 4.26. Срабатывает триггер по фронту 0/1 сигнала синхронизации. При подаче сигналов предустановки триггер, независимо от сигналов на входах  $C$  и  $D$ , пере-

Рис. 4.25. D-триггер: *a* – обозначение в микросхеме 555TM2;*б* – таблица переключений

ключается в 1 (при подаче сигнала 0 на вход  $\bar{S}$ ) или в 0 (при подаче сигнала 0 на вход  $\bar{R}$ ).

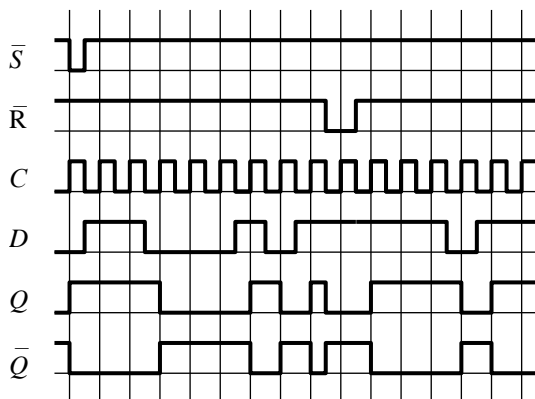


Рис. 4.26. Эпюры сигналов D-триггера в микросхеме 555TM2

## 4.4. Экспериментальная часть

### 4.4.1. Описание лабораторного макета

Макет лабораторной работы «Исследование логических триггеров» состоит из блока управления и наборного поля. Наборное поле содержит наиболее часто применяемые логические элементы И, И-НЕ, НЕ и другие, выводы которых присоединены к специальным гнездам, что позволяет с помощью соединительных проводов собирать различные цифровые схемы, в том числе логических триггеров. Для исследо-

вания работы схем служит блок управления. Для этого в нем собраны генераторы импульсных последовательностей, генератор синхроимпульсов, анализатор логических уровней, четырехканальный коммутатор для осциллографа.

Два генератора импульсных последовательностей собраны на регистрах сдвига и позволяют формировать импульсные последовательности, состоящие из восьми временных интервалов. С помощью переключателя на передней панели можно задавать значение сигнала (0 или 1) в каждом из временных интервалов.

Генератор синхроимпульсов выдает положительные и отрицательные импульсы. С помощью переключателя «1–N» и кнопки «Пуск» можно генерировать как одиночный импульс, так и непрерывную последовательность синхроимпульсов.

Сигналы описанных выше генераторов подаются на входы собранных на наборном поле схем. Выходные состояния схем исследуются с помощью анализатора логических уровней либо с помощью четырехканального коммутатора и осциллографа. Одновременно можно наблюдать выходные сигналы в четырех точках собранной схемы.

С помощью генератора логических уровней (0 и 1) можно исследовать работу схемы в статическом режиме.

#### **4.4.2. Порядок выполнения работы**

Включить наборный макет. Исследовать работу логических элементов И, И-НЕ, НЕ и т.д. Для этого подать на вход элементов сигналы 0 и 1 с генератора логических уровней, а выход элемента подключить к анализатору логических уровней. Проверить правильность работы логического элемента по таблице истинности.

Собрать асинхронный RS-триггер на элементах И-НЕ и ИЛИ-НЕ. Исследовать работу триггера в статическом режиме с помощью анализатора уровней, подавая на вход сигналы 0 и 1 в соответствии с таблицей переключений триггера. Исследовать работу триггера в динамическом режиме. Для этого переключить тумблер «1–N» в положение N, подключить к макету осциллограф, засинхронизировать его с внутренним генератором макета так, чтобы на экране наблюдалось одновременно четыре луча. Подать на входы исследуемого триггера сигналы с генераторов импульсных последовательностей. Набрать на переключателях интересующую последовательность импульсов. Подключить к четырем входам коммутатора входы и выходы схемы и наблюдать на выходах эпюры сигналов.

Собрать схему синхронного RS-триггера. Исследовать его работу в динамическом режиме. Сигналы на C-вход подать с генератора синхроимпульсов. Аналогично исследовать двухтактный RS-триггер, D-триггер, JK-триггер, дру-

гие типы триггеров по заданию преподавателя. Зарисовать эпюры напряжения, проанализировать отличие одних триггеров от других, их универсальность, недостатки, подавая на их входы различные импульсные последовательности.

#### 4.5. Контрольные вопросы

1. Дать определение цифровых устройств.
2. Логический элемент НЕ: графическое обозначение на схемах и таблица истинности.
3. Логический элемент И: графическое обозначение на схемах и таблица истинности.
4. Логический элемент ИЛИ: графическое обозначение на схемах и таблица истинности.
5. Логический элемент И-НЕ: графическое обозначение на схемах и таблица истинности.
6. Логический элемент ИЛИ-НЕ: графическое обозначение на схемах и таблица истинности.
7. Элементы памяти «триггеры»: графическое обозначение и структурная схема.
8. Асинхронные RS-триггеры: графическое обозначение и структурная схема.
9. Синхронные RS-триггеры: графическое обозначение и структурная схема.
10. Универсальные триггеры: графическое обозначение, схема и таблица переключений.
11. Объяснить полученные результаты.

#### Список литературы

1. *Калабеков Б. А.* Цифровые устройства и микропроцессорные системы. М.: Горячая линия-Телеком, 2005. 336 с.
2. *Угрюмов Е. П.* Цифровая схемотехника. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 800 с.
3. *Нефедов В. И., Сигов А. С.* Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для академического бакалавриата. М.: Юрайт, 2019. 266 с.
4. *Бессонов Л. А.* Нелинейные электрические цепи. 12-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 2022. 832 с.
5. *Андреев В. С.* Теория нелинейных электрических цепей. М.: Радио и связь, 1982. 280 с.



## Работа 5. СЧЕТЧИКИ И ДЕЛИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

### 5.1. Введение

Счетчики и делители частоты – это цифровые автоматы с памятью, они работают в соответствии с правилами алгебры логики и строятся на элементах памяти – триггерах и логических элементах. Счетчики и делители частоты широко применяются в цифровых и микропроцессорных устройствах.

В данном издании излагаются основы построения и функционирования счетчиков и делителей частоты.

### 5.2. Счетчики

#### 5.2.1. Назначение и классификация

Счетчиком называется устройство, предназначенное для счета и хранения кода числа подсчитанных сигналов. Под сигналами в данном случае понимаются перепады потенциала, или импульсы. Счет сигналов означает, что на выходе счетчика мы должны получить двоичный код числа пришедших на его вход сигналов. Счетчик – это автомат с памятью, содержащий несколько триггеров и схемы управления. Он имеет как минимум один вход, на который подаются подсчитываемые сигналы, и  $N$  выходов, с которых снимается информация о количестве пришедших на его вход сигналов. Кроме того, счетчик может иметь различного рода управляющие входы.

Основными параметрами счетчиков являются информационная емкость и быстродействие. Емкость характеризует максимальное число импульсов, которое может быть им подсчитано, и численно равна коэффициенту пересчета  $K_{сч}$ . После прихода  $K_{сч}$  входных сигналов счетчик возвращается в исходное состояние. Быстродействие счетчика определяется двумя величинами: разрешающей способностью  $t_p = 1/f_{сч}$ , где  $f_{сч}$  – частота входных сигналов, и временем установки  $t_y$  очередного состояния. Под разрешающей способностью  $t_p$  понимают минимально допустимый интервал времени между двумя входными сигналами, при котором не происходит потери счета. Время установки  $t_y$  – интервал времени между моментом прихода входного сигнала и моментом завершения перехода счетчика в новое устойчивое состояние.

Простейшим счетчиком, коэффициент пересчета которого равен двум, является счетный триггер (Т-триггер). Действительно, триггер может находиться в двух устойчивых состояниях, т.е. осуществлять счет и хранение двух сигналов. Соединяя определенным образом такие триггеры между собой, можно построить схему, имеющую  $2^n$  устойчивых состояний (где  $n$  – число триггеров), т.е. получить счетчик с за-

данным коэффициентом пересчета  $K_{сч} \leq 2^n$ . Переход счетчика из одного состояния в другое происходит при поступлении на его вход очередного сигнала.

Существуют различные схемы счетчиков, отличающиеся назначением, типом и количеством используемых триггеров и т.д. В связи с этим проводится классификация счетчиков.

По порядку изменения состояний счетчики делятся на суммирующие, вычитающие, реверсивные и с произвольным порядком счета. По коэффициенту пересчета счетчики делятся на двоичные, десятичные и с произвольным коэффициентом пересчета. Кроме того, существуют счетчики, выполняющие дополнительные функции (например, счетчики со входами предварительной установки).

По способу переключения счетчики (как и все автоматы с памятью) делятся на асинхронные и синхронные. В синхронных счетчиках все триггеры переключаются одновременно, поэтому они имеют более высокое быстродействие. Синхронные счетчики называют счетчиками с параллельным переносом, а асинхронные – с последовательным. При больших коэффициентах пересчета используется комбинированный перенос. При этом все разряды счетчика разбиваются на группы, в которых организуется параллельный перенос, а между группами – последовательный.

## **5.2.2. Асинхронные счетчики**

### *5.2.2.1. Двоичные асинхронные счетчики*

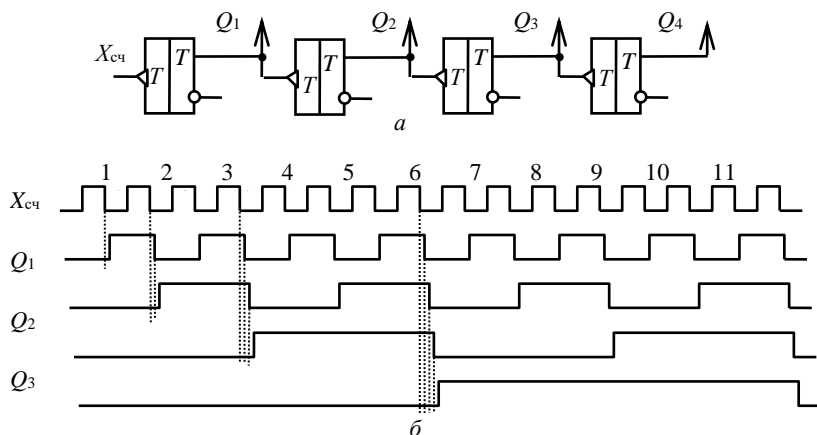
Двоичные асинхронные суммирующие счетчики предназначены для подсчета  $K_{сч}$  входных сигналов, где  $K_{сч} = 2^n$ , и строятся на триггерах, работающих в счетном режиме. При этом на выходах счетчика код последовательно изменяется от 0 до  $K_{сч} - 1$ . При поступлении  $K_{сч}$ -го импульса счетчик сбрасывается в 0 (начальное состояние). В табл. 5.1 показаны состояния, которые должен проходить счетчик с коэффициентом пересчета  $K_{сч} = 16$  ( $X_{сч}$  – номер очередного сигнала). Для построения такого счетчика необходимо последовательно соединить четыре триггера. На рис. 5.1 приведена схема двоичного четырехразрядного счетчика на Т-триггерах и временная диаграмма его работы.

Используемые в схеме триггеры переключаются по фронту 1/0 сигнала на  $T$ -входе. Поскольку каждый триггер имеет конечное время переключения, с ростом разрядности счетчика возрастает величина задержки поступления сигнала на вход очередного триггера относительно входного сигнала  $X_{сч}$ . Из временной диаграммы видно, что такая задержка может привести к искажению информации в счетчике (так называемые состязания).

Таблица 5.1

Таблица состояний двоичного суммирующего счетчика

$X_{сч}$	$Q_4$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

Рис. 5.1. Асинхронный двоичный суммирующий счетчик на Т-триггерах:  
а – функциональная схема, б – временная диаграмма

В силу того, что JK-триггеры при управляющих сигналах на  $J$ - и  $K$ -входах, равных 1, работают в счетном режиме, на них также может быть построена схема асинхронного двоичного суммирующего счет-

чика (рис. 5.2). D-триггер можно заставить работать в счетном режиме, если сигнал с его инверсного выхода подать на его же  $D$ -вход. На рис. 5.3 приведена схема асинхронного двоичного счетчика на D-триггерах. Временные диаграммы работы счетчиков на JK- и D-триггерах аналогичны диаграмме счетчика на T-триггерах.

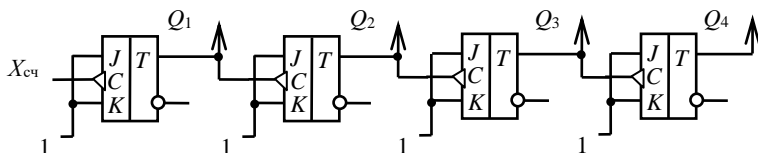


Рис. 5.2. Асинхронный двоичный суммирующий счетчик на JK-триггерах

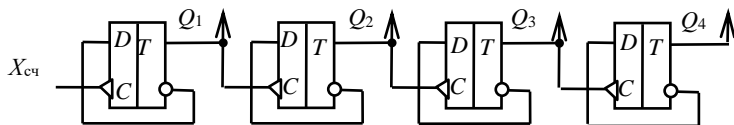


Рис. 5.3. Асинхронный двоичный суммирующий счетчик на D-триггерах

Если в схеме используются T-, JK- или D-триггеры с переключением по фронту 0/1, то для правильной работы суммирующего счетчика необходимо на вход очередного триггера подавать сигнал с инверсного выхода триггера предыдущего разряда.

Вычитающий счетчик должен считать входные сигналы так, чтобы на выходах счетчика код последовательно менялся от  $K_{сч} - 1$  до 0, т.е. при поступлении очередного импульса код должен уменьшаться на 1. При поступлении  $K_{сч}$ -го импульса счетчик сбрасывается в  $K_{сч} - 1$ . Табл. 5.2 показывает состояния, которые должен проходить вычитающий счетчик с коэффициентом пересчета  $K_{сч} = 16$ . Для построения такого счетчика необходимо последовательно соединить четыре триггера, работающих в счетном режиме. При этом если используются триггеры с управлением по фронту 1/0, то вход очередного триггера должен быть соединен с инверсным выходом триггера предыдущего разряда. Если используются триггеры с управлением по фронту 0/1, необходимо вход очередного триггера соединить с прямым выходом триггера предыдущего разряда.

На рис. 5.4 приведена схема двоичного четырехразрядного вычитающего счетчика на JK-триггерах, управляемых фронтом 1/0, и временная диаграмма его работы. Схема вычитающего счетчика на D-триггерах, управляемых фронтом 0/1, показана на рис. 5.5.

Таблица 5.2

Таблица состояний двоичного вычитающего счетчика

$X_{сч}$	$Q_4$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$
0	1	1	1	1
1	1	1	1	0
2	1	1	0	1
3	1	1	0	0
4	1	0	1	1
5	1	0	1	0
6	1	0	0	1
7	1	0	0	0
8	0	1	1	1
9	0	1	1	0
10	0	1	0	1
11	0	1	0	0
12	0	0	1	1
13	0	0	1	0
14	0	0	0	1
15	0	0	0	0

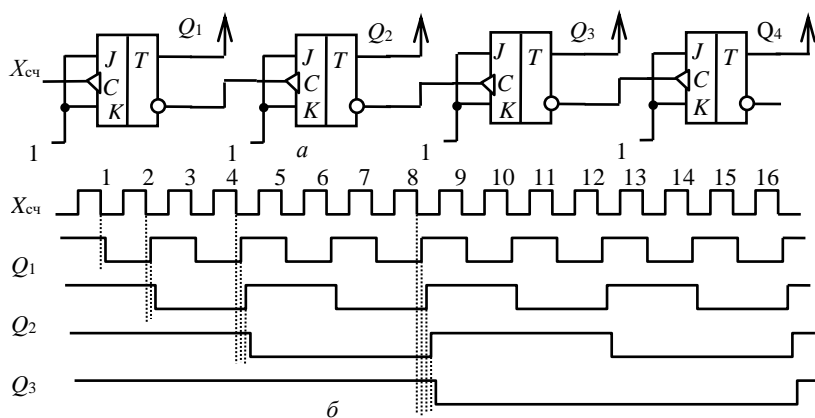


Рис. 5.4. Асинхронный двоичный вычитающий счетчик на JK-триггерах:  
 а – функциональная схема, б – временная диаграмма

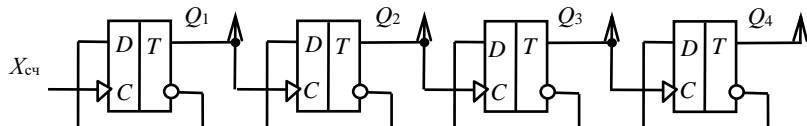


Рис. 5.5. Асинхронный двоичный вычитающий счетчик на D-триггерах

### 5.2.2.2. Десятичные асинхронные счетчики

Десятичными называются счетчики, имеющие  $K_{сч} = 10$ . Их обычно строят на четырех триггерах. Двоичный счетчик на четырех триггерах имеет 16 состояний, а десятичный должен иметь только десять, следовательно, шесть избыточных состояний необходимо исключить. Это можно сделать разными способами, при этом в зависимости от исключенных состояний в разных вариантах одним и тем же десятичным числам будут соответствовать различные двоичные коды. Иными словами, счетчики работают в различных двоично-десятичных кодах.

Существует большое число двоично-десятичных кодов, часть из которых приведена в табл. 5.3.

Таблица 5.3

Таблица кодировок десятичных счетчиков

Номер состоя- ния	Двоичный код  $Q_4Q_3Q_2Q_1$	Десятичные эквиваленты двоичных чисел в различных двоично-десятичных кодах							
		Несамодополняющиеся					Самодополняющиеся		
		8-4-2-1	2-4-2-1	4-2-2-1	5-2-1-1	5-4-2-1	2-4-2-1	с избыт- ком 3	4-2-2-1
0	0000	0	0	0	0	0	0	—	0
1	0001	1	1	1	1	1	1	—	1
2	0010	2	2	2	—	2	2	—	2
3	0011	3	3	3	2	3	3	0	—
4	0100	4	4	—	—	4	4	1	—
5	0101	5	5	—	3	—	—	2	3
6	0110	6	6	4	—	—	—	3	4
7	0111	7	7	5	4	—	—	4	—
8	1000	8	—	—	5	5	—	5	—
9	1001	9	—	—	6	6	—	6	5
10	1010	—	—	6	—	7	—	7	6
11	1011	—	—	7	7	8	5	8	—
12	1100	—	—	—	—	9	6	9	—
13	1101	—	—	—	8	—	7	—	7
14	1110	—	8	8	—	—	8	—	8
15	1111	—	9	9	9	—	9	—	9

При поступлении на вход десятичного счетчика последовательно десять импульсов на выходах счетчика код будет изменяться в соответствии с выбранным при синтезе типом двоично-десятичной кодировки. Наиболее часто используется кодировка 8-4-2-1, при этом код на выходах счетчика будет соответствовать номеру импульса, пришедшего на его вход. Схема десятичного счетчика, работающего в коде 8-4-2-1 на JK-триггерах, приведена на рис. 5.6, а на D-триггерах – на рис. 5.7.

Аналогично можно построить схемы десятичных счетчиков с другими кодировками и счетчики с другими коэффициентами пересчета.

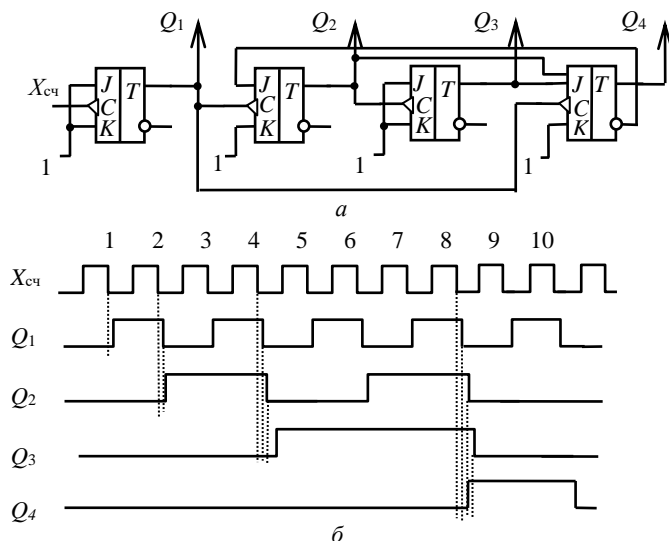


Рис. 5.6. Асинхронный десятичный счетчик на JK-триггерах:  
а – функциональная схема, б – временная диаграмма

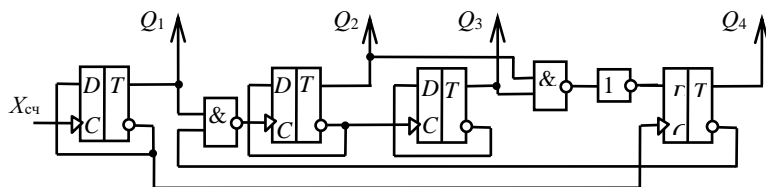


Рис. 5.7. Асинхронный десятичный счетчик на D-триггерах

### 5.2.3. Синхронные счетчики

#### 5.2.3.1. Синтез счетчиков

Синтез счетчиков проводится по тем же правилам, что и для любого другого автомата с памятью, с учетом того, что функции выхода тривиальны, так как выходные сигналы и внутренние состояния обычно совпадают. Основными исходными данными для синтеза счетчика являются коэффициент пересчета  $K_{сч}$  и порядок изменения его состояний. При этом быстродействие счетчика будет определяться как быстродействием используемых для его синтеза триггеров, так и способом организации межразрядных переносов.

Рассмотрим синтез наиболее быстродействующих счетчиков – синхронных. Тактовые (счетные) импульсы в таких счетчиках подаются на входы синхронизации всех триггеров одновременно. Задачей синтеза является, таким образом, определить функции, подаваемые на информационные входы триггеров.

Порядок синтеза синхронных счетчиков можно представить в виде следующих этапов:

1. Определяется необходимое (минимальное) число триггеров  $m$  исходя из заданного  $K_{сч}$ , при этом  $2^{m-1} < K_{сч} \leq 2^m$ , а также тип триггеров.

2. Составляется таблица (карта) переключений счетчика на основе заданного порядка изменения его состояний (выходных сигналов). Эта карта обычно представляет собой карту Карно, в которой строки и столбцы обозначены выходными сигналами триггеров  $Q_1, Q_2, \dots, Q_m$ , а в клетках стрелками показан порядок переключения счетчика при поступлении очередного входного сигнала.

3. На основе карты переключений составляется карта Карно для функций выходов триггеров в момент времени  $n + 1$  ( $Q_j^{n+1}$ , где  $j$  – порядковый номер триггера,  $j = 1 \div m$ ) в зависимости от этих же функций в момент времени  $n$  ( $Q_j^n$ ) и от управляющих сигналов (если таковые имеются у счетчика).

4. По карте Карно, полученной в п. 3, с помощью характеристической таблицы (словаря) триггера составляются карты Карно для функций возбуждения входов триггеров. По этим картам минимизируются функции возбуждения информационных входов триггеров и составляется схема счетчика. Аргументами найденных функций будут выходы триггеров  $Q_j$  и, если имеются, управляющие сигналы счетчика.

Словарь триггера представляет собой таблицу, в которой содержатся значения входных сигналов триггера при различных его пере-



ключениях  $Q^n \rightarrow Q^{n+1}$ . Ниже приведены словари наиболее часто применяемых триггеров.

На основе данного метода рассмотрим синтез и функционирование различных типов синхронных счетчиков.

#### Словари часто применяемых триггеров

Словарь RS-триггера

$Q^n \rightarrow Q^{n+1}$	$S$	$R$
0 0	0	*
0 1	1	0
1 0	0	1
1 1	*	0

Словарь JK-триггера

$Q^n \rightarrow Q^{n+1}$	$J$	$K$
0 0	0	*
0 1	1	*
1 0	*	1
1 1	*	0

Словарь D-триггера

$Q^n \rightarrow Q^{n+1}$	$D$
0 0	0
0 1	1
1 0	0
1 1	1

#### 5.2.3.2. Двоичные синхронные счетчики

Изменение состояний суммирующего двоичного четырехразрядного счетчика приведено в табл. 5.1. На основании ее составляем карту переключений (рис. 5.8, а). Поскольку для данного счетчика необходимо четыре триггера, эта карта будет иметь 16 клеток. Обозначим столбцы выходными значениями триггеров  $Q_4$  и  $Q_3$ , а строки  $Q_2, Q_1$ . В клетках стрелками укажем порядок изменения состояний счетчика (в соответствии с табл. 5.1).

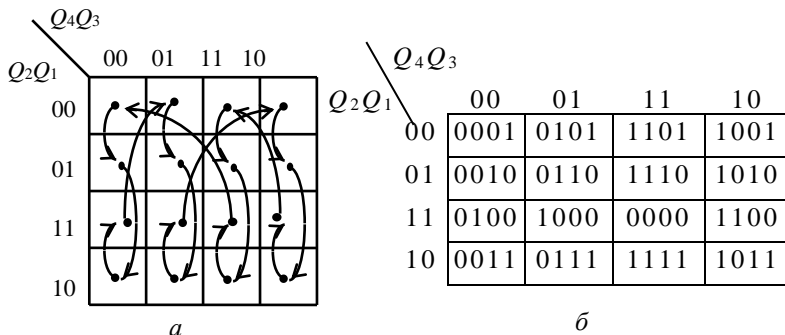


Рис. 5.8. Карта для суммирующего двоичного синхронного счетчика:

а – переключений; б – Карно функций выхода триггеров

По карте переключений составляем карту Карно для выходных значений триггеров (рис. 5.8, б). В этой карте строки и столбцы обозначены выходными значениями триггеров в момент времени  $n$  (соответственно столбцы  $Q_4^n Q_3^n$ , строки  $Q_2^n Q_1^n$ ), а в клетки записываем выходные значения этих же триггеров в момент времени  $n + 1$  ( $Q_4^{n+1} Q_3^{n+1} Q_2^{n+1} Q_1^{n+1}$ ).

Выбираем JK-триггеры для построения схемы счетчика. По этой карте Карно, используя словарь JK-триггера (см. выше), составляем карты Карно для функций возбуждения входов триггеров (рис. 5.9),

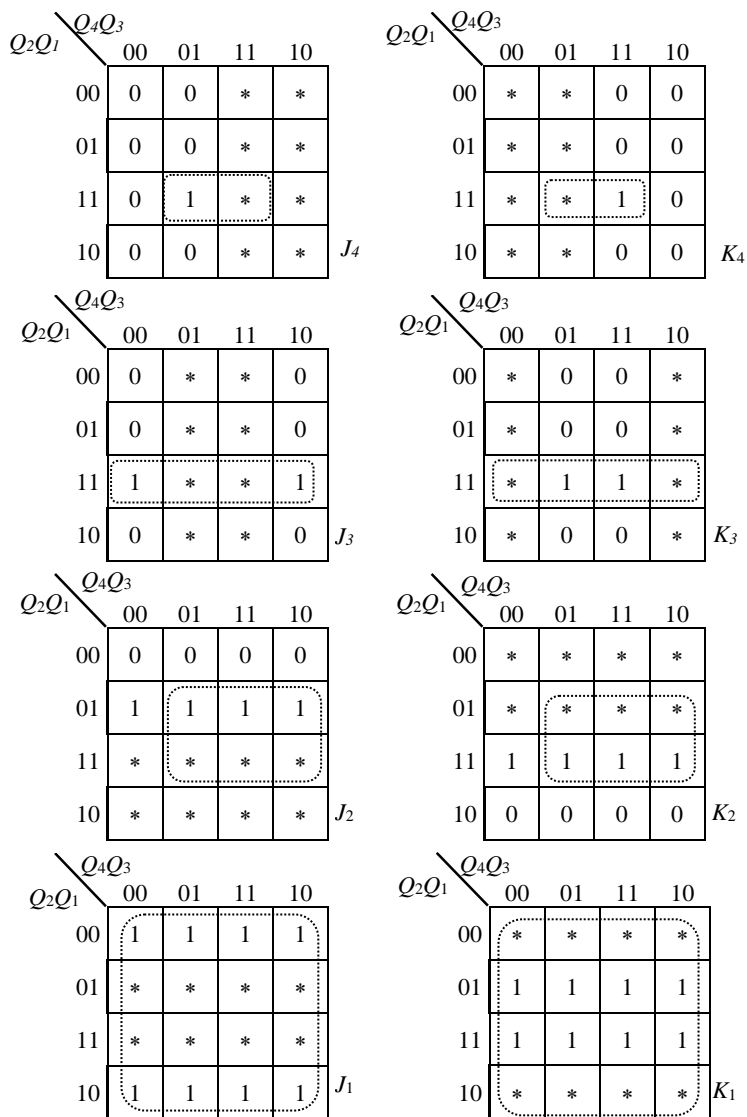


Рис. 5.9. Карты Карно для функций возбуждения входов триггеров двоичного суммирующего счетчика

соответственно  $J_4, K_4, J_3, K_3, J_2, K_2, J_1, K_1$ .

По картам Карно минимизируем функции, для этого строим прямоугольники накрытия и записываем функции аналитически:

$$J_4 = Q_3 Q_2 Q_1, \quad K_4 = Q_3 Q_2 Q_1; \quad J_3 = Q_2 Q_1, \quad K_3 = Q_2 Q_1; \quad J_2 = Q_1, \quad K_2 = Q_1; \quad J_1 = 1, \quad K_1 = 1.$$

По этим функциям строим схему (рис. 5.10). В данном счетчике все триггеры переключаются одновременно, следовательно, отсутствуют состязания, кроме того, быстродействие данного счетчика вы-

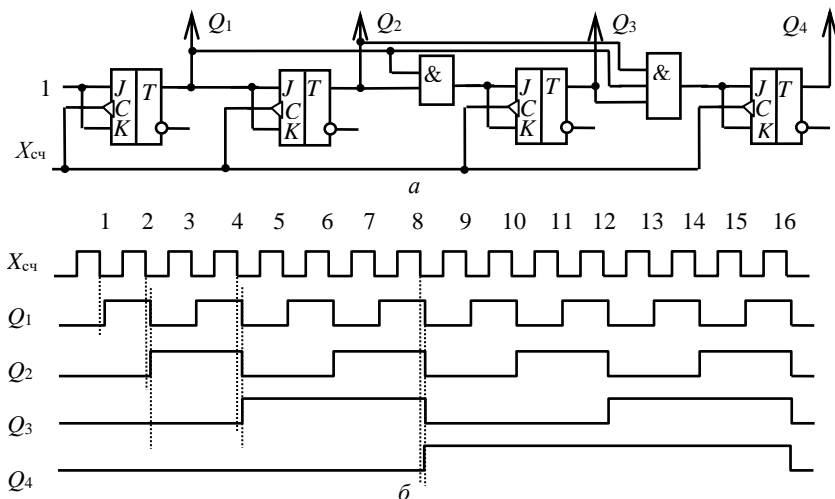


Рис. 5.10. Синхронный двоичный суммирующий счетчик на JK-триггерах и элементах И: *а* – функциональная схема, *б* – временная диаграмма

ше, чем асинхронного.

Реально используемые при построении счетчиков JK-триггеры имеют по три входа  $J$  (объединенные по  $\&$ ) и по три входа  $K$  (также объединенные по  $\&$ ). Схема на таких триггерах показана на рис. 5.11.

Схема синхронного вычитающего счетчика (рис. 5.12) рассчитывается аналогично. Строим карту переключений (в соответствии с табл. 5.2), карту Карно функций выхода триггеров, по ней строим карты для функций возбуждения входов  $J$ - и  $K$ -триггеров. После минимизации получим следующие функции:

$$J_4 = \bar{Q}_3 \bar{Q}_2 \bar{Q}_1, \quad K_4 = \bar{Q}_3 \bar{Q}_2 \bar{Q}_1; \quad J_3 = \bar{Q}_2 \bar{Q}_1, \quad K_3 = \bar{Q}_2 \bar{Q}_1; \\ J_2 = \bar{Q}_1, \quad K_2 = \bar{Q}_1; \quad J_1 = 1, \quad K_1 = 1.$$

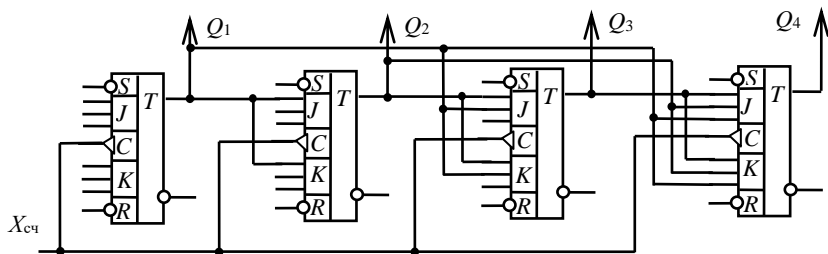


Рис. 5.11. Синхронный двоичный суммирующий счетчик на JK-триггерах

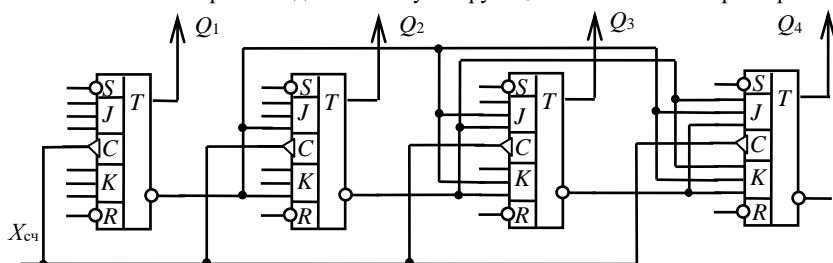


Рис. 5.12. Синхронный двоичный вычитающий счетчик на JK-триггерах

Рассмотрим еще одну разновидность двоичного счетчика – реверсивный счетчик. Реверсивный счетчик может работать в режиме суммирования и в режиме вычитания. Для этого он кроме счетного входа должен иметь управляющий вход  $F$ , например такой, что при сигнале 0 на этом входе счетчик работает в режиме вычитания, а при сигнале 1 – в режиме суммирования.

Новое состояние, в которое должен переключиться счетчик, будет определяться не только состоянием в предыдущий момент времени  $Q_4^{n+1} Q_3^{n+1} Q_2^{n+1} Q_1^{n+1}$ , но и управляющим сигналом  $F$ , поэтому карта переключений и карты Карно будут пятикоординатными (рис. 5.13). Пусть аргумент  $F$  определяет квадратную карту (левую при  $F = 0$  или правую при  $F = 1$ ), остальные, как и в предыдущих примерах, – столбцы ( $Q_4, Q_3$ ) и строки ( $Q_2, Q_1$ ). В клетках стрелками указываем порядок изменения состояний счетчика (в левой карте – для режима вычитания, в правой – для режима суммирования). После построения карт Карно для функций возбуждения входов триггеров и минимизации этих функций получаем

$$\begin{aligned} J_4 &= \bar{Q}_3 \bar{Q}_2 \bar{Q}_1 \bar{F} \vee Q_3 Q_2 Q_1 F, & K_4 &= \bar{Q}_3 \bar{Q}_2 \bar{Q}_1 \bar{F} \vee Q_3 Q_2 Q_1 F; \\ J_3 &= \bar{Q}_2 \bar{Q}_1 \bar{F} \vee Q_2 Q_1 F, & K_3 &= \bar{Q}_2 \bar{Q}_1 \bar{F} \vee Q_2 Q_1 F; \\ J_2 &= \bar{Q}_1 \bar{F} \vee Q_1 F, & K_2 &= \bar{Q}_1 \bar{F} \vee Q_1 F; & J_1 &= 1, & K_1 &= 1. \end{aligned}$$

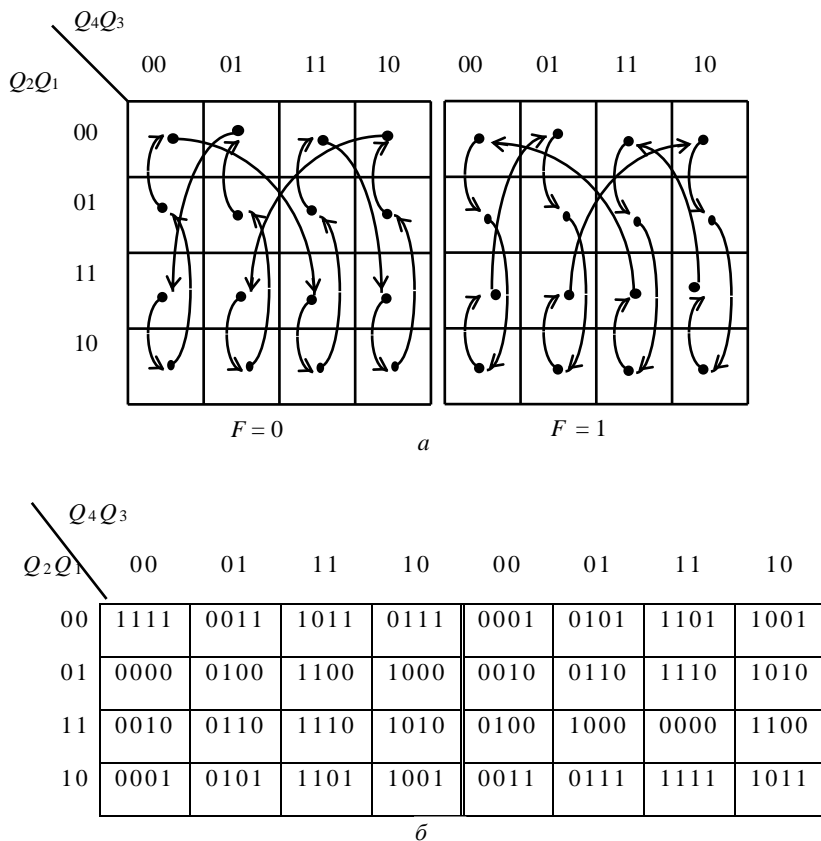


Рис. 5.13. Карта для реверсивного двоичного синхронного счетчика:  
 а – переключений; б – Карно функций выхода триггеров

По этим функциям можно построить схему.

### 5.2.3.3. Десятичные синхронные счетчики

В соответствии с порядком синтеза синхронных счетчиков можно построить десятичные счетчики в том или ином двоично-десятичном коде. При этом карта переключений заполняется в зависимости от выбранной кодировки (см. табл. 5.3). Например, выбираем кодировку 5-2-1-1, тогда на выходе счетчика при поступлении импульсов мы должны последовательно получить состояния 0, 1, 3, 5, 7, 8, 9, 11, 13, 15. Соответственно заполняем карту переключений (рис. 5.14, а). Чаще всего при построении десятичных счетчиков применяется кодировка 8-4-2-1, порядок изменения состояний в данном случае будет 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 (карта переключений показана на рис. 5.15, а).

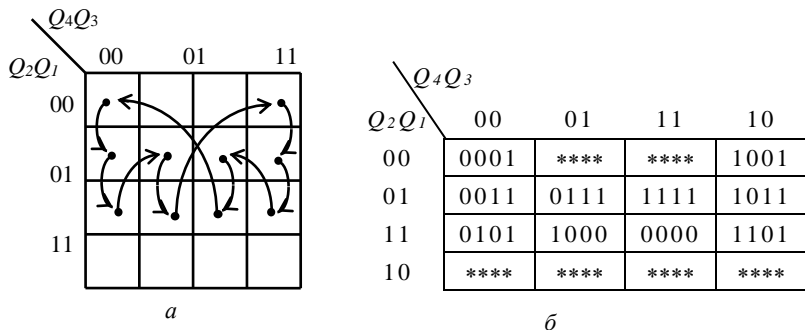


Рис. 5.14. Карта для десятичного синхронного счетчика (кодировка 5-2-1-1):  
а – переключений; б – Карно функций выхода триггеров

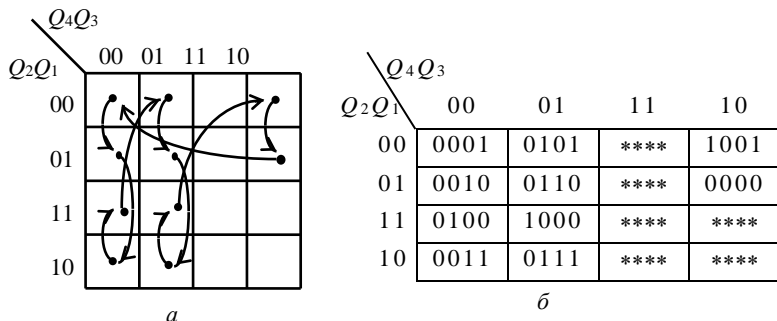


Рис. 5.15. Карта для десятичного синхронного счетчика (кодировка 8-4-2-1):  
а – переключений; б – Карно функций выхода триггеров

По карте переключений строим карту Карно для функций выходов триггеров (рис. 5.14, б и рис. 5.15, б). Выбираем JK-триггеры и, используя их словарь, строим карты Карно для функций возбуждения входов триггеров (для кодировки 8-4-2-1 см. рис. 5.16). После минимизации получаем

$$J_4 = Q_3Q_2Q_1, \quad K_4 = Q_1, \quad J_3 = Q_2Q_1, \quad K_3 = Q_2Q_1,$$

$$J_2 = \bar{Q}_4Q_1, \quad K_2 = Q_1, \quad J_1 = 1, \quad K_1 = 1.$$

По этим функциям строим схему (рис. 5.17).

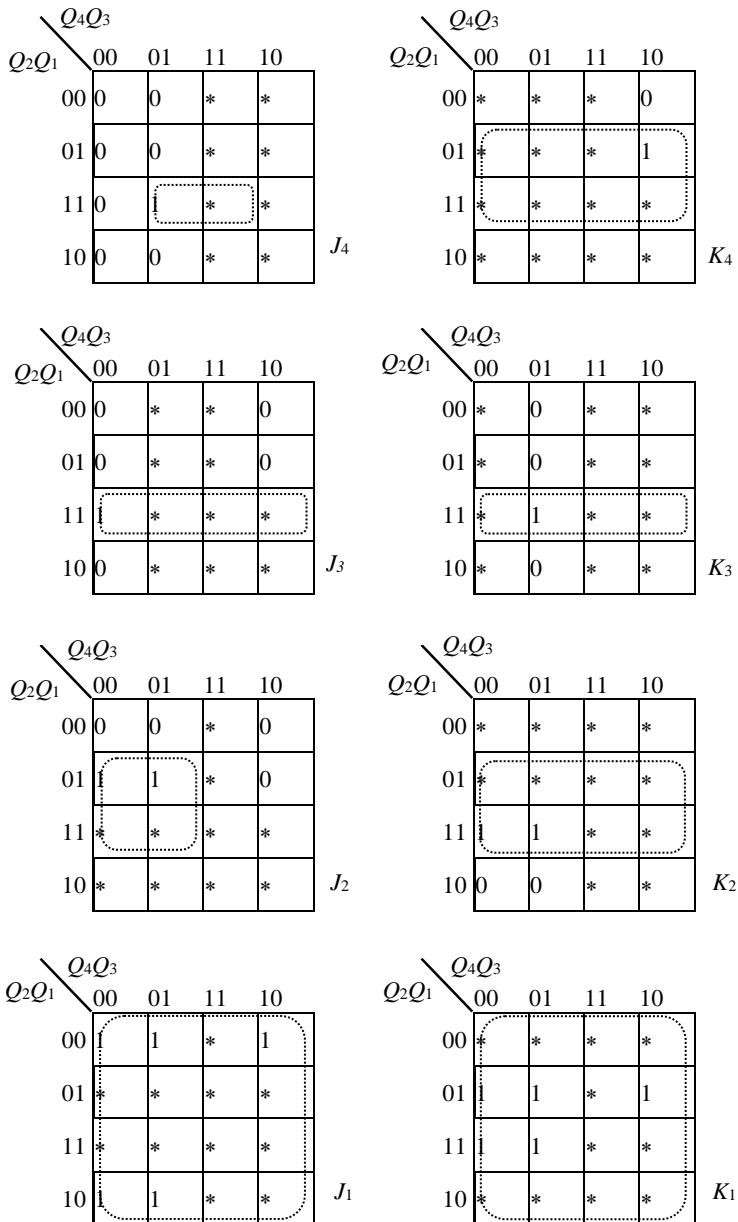


Рис. 5.16. Карты Карно для функций возбуждения входов триггеров десятичного синхронного счетчика (кодировка 8-4-2-1)

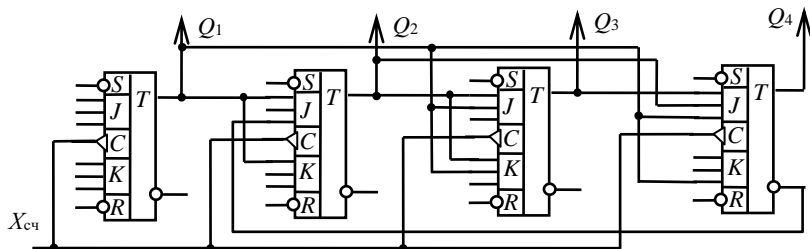


Рис. 5.17. Синхронный десятичный счетчик на JK-триггерах (кодировка 8-4-2-1)

#### 5.2.3.4. Синхронные счетчики с произвольным коэффициентом пересчета

Довольно часто применяются счетчики, имеющие произвольный коэффициент пересчета, например счетчики с  $K_{сч} = 6$  используются в часах реального времени для счета десятков минут, счетчики с  $K_{сч} = 24$  – для счета часов и т.д. Синтез подобных устройств проводится аналогично. Для примера синтезируем счетчик с  $K_{сч} = 6$  на D-триггерах.

Счетчик с  $K_{сч} = 6$  имеет шесть устойчивых состояний (с номерами от 0 до 5), следовательно, для его построения необходимо взять три триггера. Строим соответствующую карту переключений (рис. 5.18, а) и карту Карно функций выхода триггеров (рис. 5.18, б). Анализ словаря D-триггера показывает, что единственная для него функция возбуждения D-входа и функция выхода  $Q^{n+1}$  совпадают. Карты Карно для функций возбуждения D-входов представлены на рис. 5.19.

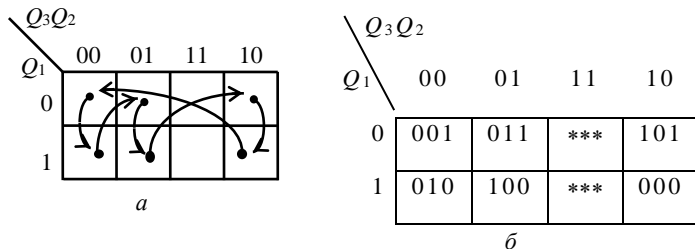
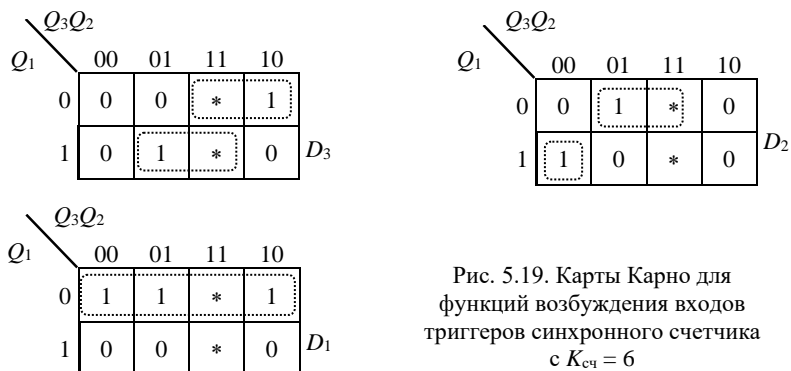


Рис. 5.18. Карта для синхронного счетчика с  $K_{сч} = 6$ :  
а – переключений; б – Карно функций выхода триггеров





После минимизации получаем следующие функции:

$$D_3 = \bar{Q}_1 Q_3 \vee Q_1 Q_2, \quad D_2 = \bar{Q}_1 Q_2 \vee Q_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3, \quad D_1 = \bar{Q}_1.$$

По этим формулам строим схему (рис. 5.20).

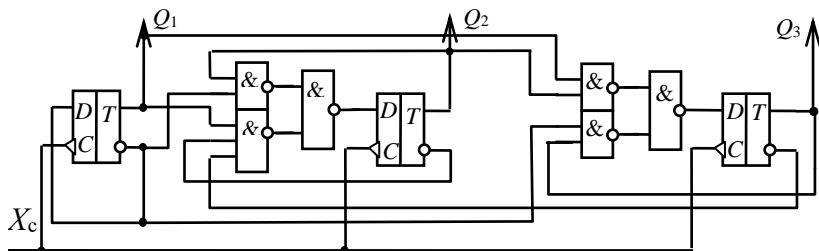


Рис. 5.20. Синхронный счетчик с  $K_{сч} = 6$  на D-триггерах и элементах И-НЕ

### 5.3. Делители частоты

Делитель частоты – устройство, которое при подаче на его вход последовательности импульсов с частотой  $F_{вх}$  формирует на выходе аналогичную последовательность импульсов с частотой  $F_{вых}$ , при этом отношение частоты входных импульсов к частоте выходных импульсов называется коэффициентом деления

$$K_d = F_{вх} / F_{вых} = T_{вых} / T_{вх},$$

где  $T = 1 / F_{вых}$ .

Делители частоты во многом подобны счетчикам, принципы их построения аналогичны. Основными параметрами делителей являются быстродействие и определенный выше коэффициент деления. Быстродействие зависит от способа построения делителя – по схеме синхронного или асинхронного автомата, а коэффициент деления определяет необходимое для построения схемы количество триггеров.

Отличие делителей частоты от счетчиков состоит в следующем. Счетчик имеет  $K_{сч}$  внутренних состояний, при этом каждое состояние определяет в некоторой системе счисления число импульсов, пришедших к данному моменту времени. В делителе частоты количество состояний также равно  $K_d$ , но последовательность состояний может быть выбрана произвольной, важно лишь обеспечить нужный коэффициент деления. Ввиду этого последовательность смены состояний выбирается из соображений наибольшей простоты межтриггерных связей. Счетчик с коэффициентом счета  $K_{сч}$  может использоваться в качестве делителя частоты с  $K_d = K_{сч}$ , однако такое решение может оказаться неэкономичным.

В качестве примера синтезируем делитель частоты на шесть. Учитывая, что порядок изменения состояний делителя может быть произвольным, выберем его так, чтобы функции возбуждения входов получились как можно проще. Естественно, делать это необходимо с учетом типа используемых триггеров. Для построения делителей удобно использовать D-триггеры, так как для них необходимо найти всего по одной функции возбуждения входов, которая к тому же, согласно словарю, совпадает с функцией  $Q^{n+1}$ . С учетом вышесказанного строим карту переключений делителя на шесть (рис. 5.21, а). Порядок следования состояний выбираем, например, следующим: 0, 1, 3, 7, 6, 4 (в отличие от счетчика, где порядок смены состояний должен быть возрастающим: 0, 1, 2, 3, 4, 5). По карте переключений строим карту Карно для функций выходов триггеров (рис. 5.21, б) и карты Карно для функций возбуждения входов триггеров (рис. 5.22).

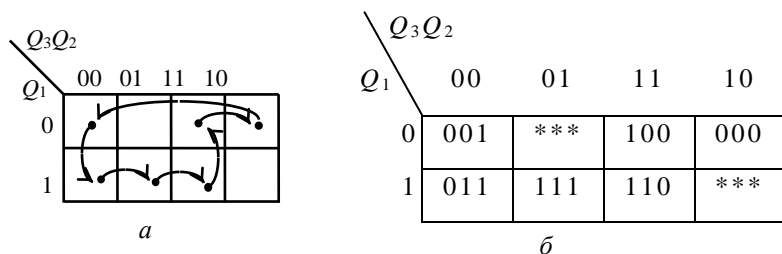


Рис. 5.21. Карта для делителя частоты с  $K_d = 6$ : а – переключений; б – Карно функций выхода триггеров

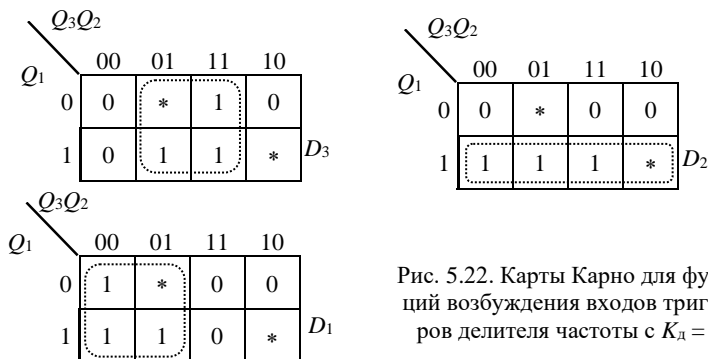


Рис. 5.22. Карты Карно для функций возбуждения входов триггеров делителя частоты с  $K_d = 6$

После минимизации получаем следующие функции:

$$D_3 = Q_2, D_2 = Q_1, D_1 = \bar{Q}_3.$$

По этим формулам строим схему (рис. 5.23).

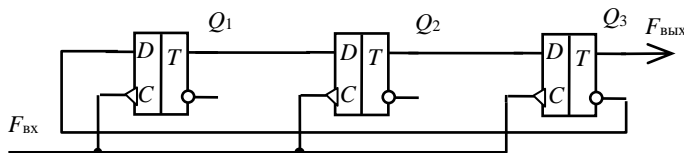


Рис. 5.23. Синхронный делитель частоты с  $K_d = 6$  на D-триггерах

Полученная схема является схемой делителя частоты на шесть, в этом можно убедиться, построив временные диаграммы. Сравнивая схемы делителя на шесть и синхронного счетчика с  $K_{сч} = 6$ , можно сделать вывод, что оптимальный выбор последовательности смены состояний делителя частоты позволяет значительно упростить схему.

Аналогично можно построить схемы делителей с любым заданным коэффициентом деления (рис. 5.24).

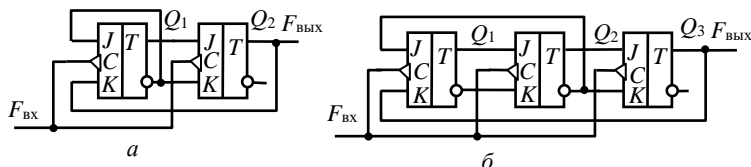


Рис. 5.24. Схемы синхронных делителей частоты на JK-триггерах:  
а –  $K_d = 3$ ; б –  $K_d = 5$

Схемы делителей с большими коэффициентами деления обычно строят по комбинированной схеме. Для этого  $K_d$  разбивают на сомножители  $K_{d1}, K_{d2}, \dots, K_{dk}$  и строят схемы  $k$  простых синхронных делителей частоты. Затем полученные схемы соединяют последовательно между собой.

## 5.4. Экспериментальная часть

### 5.4.1. Описание лабораторного макета

Макет лабораторной работы для исследования цифровых счетчиков и делителей частоты состоит из блока управления и наборного поля. Наборное поле содержит четыре JK-триггера, четыре D-триггера, логические элементы И-НЕ, 2И-ИЛИ-НЕ, выводы которых присоединены к специальным гнездам, что позволяет с помощью соединительных проводов собирать различные счетчики и делители.

Для исследования работы схем служит блок управления, в котором имеется генератор синхроимпульсов, анализатор логических уровней и четырехканальный коммутатор для осциллографа.

Генератор синхроимпульсов выдает положительные и отрицательные импульсы. С помощью кнопки «1-N» и кнопки «Пуск» можно генерировать как одиночный импульс, так и непрерывную последовательность синхроимпульсов.

Сигналы генератора подаются на вход собранных счетчиков или делителей. Выходные сигналы схем можно наблюдать одновременно в четырех точках с помощью осциллографа и четырехканального коммутатора. Для осуществления правильной синхронизации на гнездо «Внеш. синхр.» необходимо подать сигнал с выхода счетчика или делителя.

### 5.4.2. Порядок выполнения работы

1. По заданию преподавателя рассчитать схему счетчика или делителя, нарисовать ее.
2. Собрать схему и включить макет.
3. Исследовать работу собранной схемы, подав на ее вход сигнал с генератора синхроимпульсов. Пронаблюдать на экране осциллографа и зарисовать сигналы на выходах схемы, подключив для этого к входам коммутатора выходы соответствующих триггеров.

### Список литературы

1. Калабеков Б. А. Цифровые устройства и микропроцессорные системы. М.: Горячая линия-Телеком, 2005. 336 с.
2. Угрюмов Е. П. Цифровая схемотехника. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 800 с.
3. Нефедов В. И., Сигов А. С. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для академического бакалавриата. М.: Юрайт, 2019. 266 с.
4. Андреев В. С. Теория нелинейных электрических цепей. М.: Радио и связь, 1982. 280 с.

## Работа 6. РЕЗОНАНСНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В КОНТУРЕ С НЕЛИНЕЙНОЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ

### 6.1. Основы теории

#### 6.1.1. Нелинейная индуктивность

Индуктивность катушки как элемента электрической цепи зависит не только от числа витков, способа намотки, но и от магнитных свойств окружающей среды. Магнитные свойства материала, как известно, характеризуются кривой намагничивания, т.е. зависимостью индукции  $B$  от действующей в среде напряженности  $H$  магнитного поля  $B = f(H)$ . Для многих материалов эта зависимость линейна (рис. 6.1, *a*). В этом случае, пренебрегая изменением сопротивления катушки при нагревании, индуктивность катушки можно считать постоянной во всем диапазоне протекающих по ней токов  $I$ .

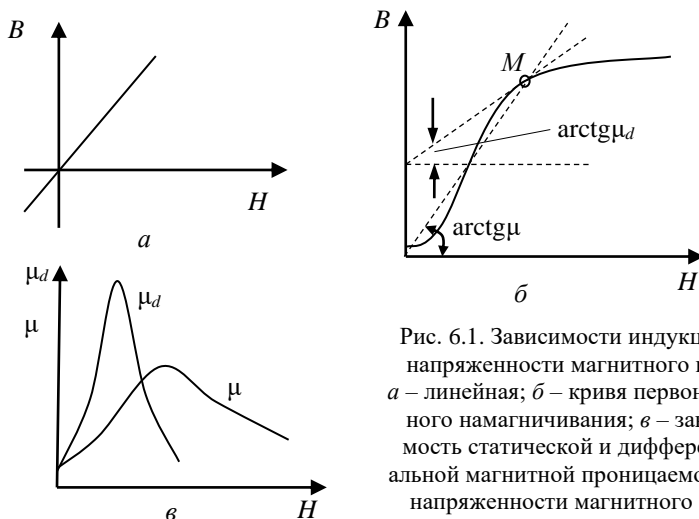


Рис. 6.1. Зависимости индукции от напряженности магнитного поля: *a* – линейная; *б* – кривая первоначального намагничивания; *в* – зависимость статической и дифференциальной магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля

Для ферромагнитных материалов зависимость  $B = f(H)$  нелинейна, и это их свойство лежит в основе нелинейных индуктивностей. Если образец ферромагнитного материала первоначально размагничен, то с увеличением  $H$  от нуля до некоторого значения напряженности  $H_m$  индукция будет изменяться по так называемой кривой первоначального намагничивания (рис. 6.1, *б*). Рассматривая эту кривую как функцию, связывающую воздействие  $x \equiv H$  и отклик  $y \equiv B$ , можно определить статический параметр  $\mu = B/H$ , характеризующий магнитные свойства среды. Этот параметр называется статической магнитной

проницаемостью. Геометрически  $\mu$  определяется тангенсом угла наклона прямой, проведенной из начала координат в точку  $M$  с заданными значениями  $B$  и  $H$  (см. рис. 6.1, б). Крутизна характеристики  $\mu_d = \frac{dB}{dH}$  называется дифференциальной магнитной проницаемостью и на рис. 6.1, б представлена тангенсом угла наклона касательной.

Для немагнитных материалов статическая и дифференциальная магнитные проницаемости равны друг другу –  $\mu = \mu_d$  и не зависят от  $H$ . Для ферромагнетиков значения  $\mu$  и  $\mu_d$  во много раз превосходят магнитную проницаемость воздуха (вакуума) и существенно различны, о чем наглядно свидетельствуют графики, представленные на рис. 6.1, в.

При повторном (циклическом) изменении напряженности поля в некоторых пределах  $H_{\min} - H_{\max}$  изменение индукции  $B$  происходит в стационарном режиме по характерной замкнутой кривой, называемой петлей гистерезиса. При знакопеременном, симметричном изменении  $H$ , когда  $H_{\min} = -H_m$  и  $H_{\max} = +H_m$ , петля гистерезиса имеет вид симметричного цикла, изображенного на рис. 6.2, а, на котором стрелками отображено направление изменения напряженности  $H$  магнитного поля. По ориентации стрелок на петле гистерезиса видно, что при увеличении  $H$  индукция  $B$  изменяется по нижней ветви петли, а при уменьшении – по ее верхней ветви.

Наличие петли гистерезиса у ферромагнетика является свидетельством того, что в образце после снятия внешнего магнитного поля остается остаточная намагниченность. Значение остаточной индукции  $B_0$  можно определить в тот момент, когда периодически изменяющаяся величина  $H$  проходит нулевое значение (см. рис. 6.2, а). Величина напряженности магнитного поля, при которой индукция в петле гистерезиса принимает нулевое значение, называется коэрцитивной силой  $H_c$ .

Для разных значений максимальной напряженности поля  $H_m$  характеристики принимают вид петель, вложенных одна в другую (рис. 6.2, б). Кривая, соединяющая вершины петель, называется основной кривой намагничивания.

Если циклическое воздействие униполярно:  $H_{\min} = 0$ , а  $H_{\max} = +H_m$ , то гистерезисная кривая в установившемся режиме имеет вид несимметричного (частного) цикла (рис. 6.2, в) и располагается всегда выше кривой первоначального намагничивания. Наконец, если имеется постоянное подмагничивание (смещение)  $H_0$ , относительно которого  $H$  изменяется в ту и другую сторону на небольшую величину, частный цикл по истечении переходного процесса приобретает вид, показанный на рис. 6.2, г.

Неоднозначность гистерезисной петли приводит к тому, что параметры  $\mu$  и  $\mu_d$  получаются различными в зависимости от того, для

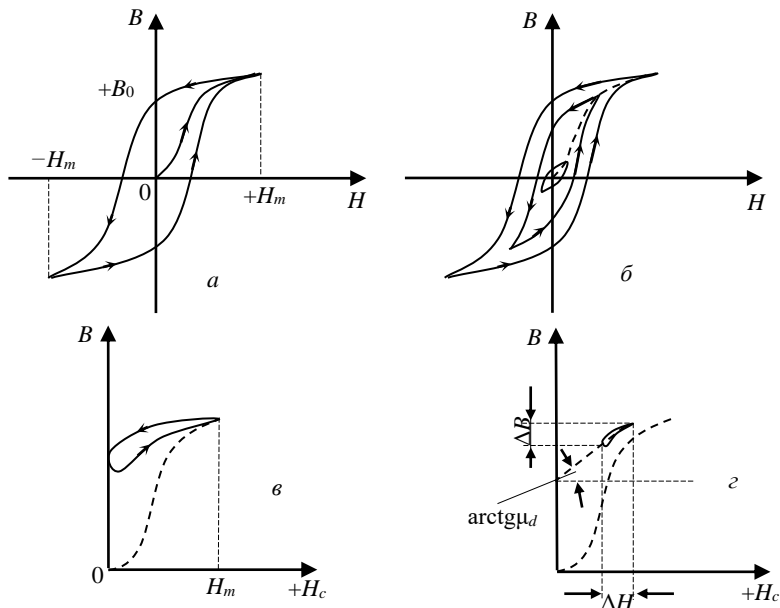


Рис. 6.2. Кривые намагниченности при циклическом воздействии магнитного поля с амплитудой: а – постоянной биполярной; б – при разных биполярных; в – униполярной; г – униполярной с постоянным подмагничиванием

какой из ветвей характеристики они определяются. Чтобы исключить эту неопределенность, параметры обычно рассчитывают, исходя из первоначальной (основной) кривой намагничивания, а для частного цикла вида, изображенного на рис. 6.2, г, пользуются еще одним параметром, называемым *проницаемостью на частном цикле*:  $\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B}{\Delta H}$ .

Рассмотрим катушку (тороид) индуктивности, витки которой намотаны на ферромагнитный сердечник с площадью сечения  $S$ . Будем считать, что линии магнитной индукции перпендикулярны плоскости витка, тогда магнитный поток, пронизывающий данный виток, будет  $\Phi' = BS$ . Если число витков в катушке равно  $N_b$ , тогда полный магнитный поток, заключенный внутри нее,

$$\Phi = N_b \Phi' = N_b BS. \quad (6.1)$$

С другой стороны, согласно теореме о циркуляции вектора  $\vec{H}$ , ток  $i$ , протекающий по катушке, создает внутри нее напряженность магнитного поля

$$H = \frac{i\omega}{l}, \quad (6.2)$$

где  $l$  – средняя длина магнитной силовой линии. Таким образом, для данной катушки магнитный поток  $\Phi$  пропорционален напряженности поля  $H$ . Следовательно, кривая намагничивания  $B = B(H)$  при соответственно измененных масштабах координатных осей представляет в то же время вебер-амперную характеристику катушки индуктивности  $\Phi = \Phi(i)$ .

Для катушки индуктивности воздействием является ток  $i$ , а откликом магнитный поток  $\Phi$ , значит, статическая индуктивность  $L = \Phi/i$  пропорциональна статической магнитной проницаемости  $\mu$ , а дифференциальная индуктивность  $L_d = \frac{d\Phi}{di}$  пропорциональна дифференциальной магнитной проницаемости.

Таким образом, если при определении параметров катушки исходить из вебер-амперной характеристики  $\Phi = \Phi(i)$ , соответствующей кривой первоначального намагничивания (см. рис. 6.1, б), то кривые  $L(i)$  и  $L_d(i)$  будут иметь такой же вид, как и зависимости  $\mu(H)$  и  $\mu_d(H)$ , показанные на рис. 6.1, в. Если же учесть явления гистерезиса, то окажется, что параметры катушки зависят не только от самого тока  $i$ , протекающего по катушке, но и от процессов, предшествовавших наступлению рассматриваемого режима, т.е. предыстории катушки.

Вебер-амперная характеристика катушки с ферромагнитным сердечником не может быть выражена точно аналитически. Уравнение этой характеристики обычно аппроксимируют с той или иной степенью точности. Так, если использовать аппроксимацию степенным полиномом, то при условии пренебрежения явлением гистерезиса характеристика удовлетворительно описывается укороченным полиномом

$$\Phi = a_1 i - a_3 i^3, \quad a_3 > 0. \quad (6.3)$$

Отсюда статическая  $L$  и дифференциальная  $L_d$  индуктивности будут иметь вид

$$L = \frac{\Phi}{i} = a_1 - a_3 i^2, \quad L_d = \frac{d\Phi}{di} = a_1 - 3a_3 i^2. \quad (6.4)$$

Надо иметь в виду, что уравнение (6.3) не учитывает нижнего изгиба характеристики. Согласно этому уравнению, характеристика имеет монотонно убывающую крутизну, в то время как в действительности



сти кривая намагничивания имеет в своей нижней части нарастающую, а затем убывающую крутизну.

Рассмотрим энергетические соотношения в нелинейной индуктивности. Напряжение, приложенное к индуктивности,

$$u_L = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\Phi}{di} \cdot \frac{di}{dt}, \quad (6.5)$$

с учетом формулы (6.3), можно записать в виде

$$u_L = L_d \frac{di}{dt}. \quad (6.6)$$

Элементарная энергия, накапливаемая за время  $dt$  в магнитном поле катушки,

$$d\omega_L = u_L i dt. \quad (6.7)$$

Приняв во внимание формулу (6.6), получим

$$d\omega_L = L_d i di = i d\Phi. \quad (6.8)$$

Если ток  $i$  возрастает от нуля до некоторого значения  $I$ , то в магнитном поле будет запасена энергия

$$W_L = \int_0^I L_d i di = \int_0^{\Phi_m} i d\Phi, \quad (6.9)$$

где  $\Phi_m$  – максимальное значение магнитного потока.

В случае линейной индуктивности, когда  $L_d = L = \text{const}$ , приходим к известному выражению

$$W_L = \frac{LI^2}{2}. \quad (6.10)$$

Для нелинейной индуктивности интеграл (6.9) может быть приближенно рассчитан либо аналитически, если известен вид зависимости  $L_d(I)$ , либо графически, если задана характеристика  $\Phi(i)$ .

Пренебрегая гистерезисом и рассматривая вебер-амперную характеристику нелинейной индуктивности в виде кривой, изображенной на рис. 6.3, *а* (кривая первоначального намагничивания), видно, что элементарная энергия  $d\omega_L$ , запасаемая в поле, определяется площадью фигуры  $abcd$ , а вся энергия  $W_L$ , при увеличении тока от нуля до  $I$ , равна площади фигуры  $oef$ . При уменьшении тока от  $I$  до нуля рабочая точка скользит по той же кривой, что и при возрастании. Ввиду этого энергия, возвращаемая полем источнику, равна запасенной энергии (площадь  $oef$ ) и в системе отсутствует диссипация энергии.

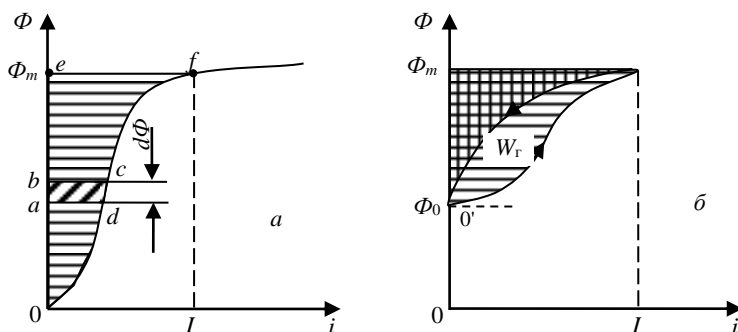


Рис. 6.3. Вебер-амперная характеристика нелинейной индуктивности:  
*а* – кривая первоначального намагничивания; *б* – установившийся режим

Иная картина наблюдается при наличии петли гистерезиса. Циклическому изменению тока в пределах от нуля до  $I$  соответствует в установившемся режиме характеристика вида, изображенная на рис. 6.3, *б*. При нарастании мгновенного значения тока запасаемая энергия пропорциональна горизонтально заштрихованной площади, а при уменьшении тока энергия, возвращаемая источнику, определяется площадью, заштрихованной вертикально. Разность между этими площадями, обозначенная  $W_r$ , равна энергии, расходуемой на перемагничивание материала сердечника.

Таким образом, даже при отсутствии потерь в проводнике катушки энергия при изменяющемся токе не только периодически запасается в магнитном поле, но и частично расходуется на перемагничивание сердечника, превращаясь в тепло. Эти потери энергии обычно называют потерями на гистерезис. Естественно, что с увеличением частоты мощность потерь на гистерезис растет. Как показывает опыт, эта мощность может быть рассчитана по формуле

$$P_r = k_r f B_m^n V, \quad (6.11)$$

где  $k_\Gamma$  – коэффициент, зависящий от свойств сердечника;  $f$  – частота;  $B_m$  – наибольшее значение индукции;  $n$  – коэффициент, величина которого в зависимости от  $B_m$  имеет значения  $\sim 1,6-2$ ;  $V$  – объем сердечника.

При переменных полях, кроме потерь на гистерезис, в сердечнике наблюдаются также потери на вихревые токи. Они вызваны тем, что переменное поле индуцирует в толще сердечника токи, прохождение которых связано с потерями энергии. Мощность потерь на вихревые токи

$$P_B = k_B f^2 B_m^2 V, \quad (6.12)$$

где  $k_B$  – коэффициент, зависящий от материала сердечника и его конструкции.

Если учесть потери на гистерезис и вихревые токи, эквивалентную схему катушки на ферромагнитном сердечнике можно представить в виде, показанном на рис. 6.4. Здесь  $r_k$  – активное сопротивление провода катушки;  $r_\Gamma$  – сопротивление, эквивалентное потерям на гистерезис:

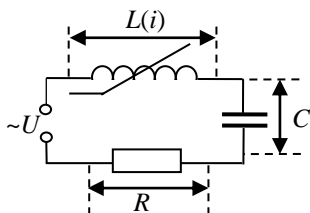


Рис. 6.4. Колебательный контур с нелинейной индуктивностью

$$r_\Gamma = \frac{P_\Gamma}{I_D^2} = k_\Gamma f V \left( \frac{B_m}{I_D} \right)^n I_D^{n-2}, \quad (6.13)$$

где отношение  $B_m/I_D$  пропорционально магнитной проницаемости  $\mu$  и, значит, само зависит от тока;  $I_D$  – действующее значение тока, проходящего через катушку;  $r_B$  – сопротивление, эквивалентное потерям на вихревые токи:

$$r_B = \frac{P_B}{I_D^2} = k_B f^2 V \left( \frac{B_m}{I_D} \right)^2. \quad (6.14)$$

Сопротивления  $r_B$  и  $r_T$  существенно зависят от частоты, возрастая с ее увеличением. Кроме того, эти сопротивления нелинейны, величина их зависит от тока.

Широкое применение находят магнитные материалы, обладающие очень высоким удельным сопротивлением и, соответственно, малыми потерями. Это прежде всего ферриты, в основе которых лежит химическое соединение окислов металлов, определяемое формулой  $MeO \cdot Fe_2O_3$ , где  $Me$  – символ двухвалентного металла. Одной из распространенных групп ферритов является никель-цинковая, в которой в качестве компонентов используются соединения  $NiO \cdot Fe_2O_3$  и  $ZnO \cdot Fe_2O_3$ .

Ферриты имеют очень большое удельное сопротивление, равное примерно  $10^2$ – $10^8$  Ом·см, т.е. относятся к классу полупроводников. Относительная магнитная проницаемость ферритов  $\mu_r = 10 \div 10\,000$ . Ферриты могут с успехом применяться в качестве сердечников катушек на частотах до нескольких десятков мегагерц.

### 6.1.2. Колебательный контур с нелинейной индуктивностью

На рис. 6.4 изображена схема колебательного контура, содержащего нелинейную индуктивность  $L(i)$ . Контур находится под воздействием гармонического напряжения с частотой  $\omega$  и амплитудой  $U$ . Напряжение на нелинейной индуктивности

$$u_L = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\Phi}{di} \cdot \frac{di}{dt} = L_d \frac{di}{dt}, \quad (6.15)$$

или, имея в виду, что ток в контуре связан с напряжением на емкости соотношением

$$i = C \frac{dU_c}{dt}, \quad (6.16)$$

получим

$$u_L = L_d \left( C \frac{dU_c}{dt} \right) C \frac{d^2 U_c}{dt^2}. \quad (6.17)$$

Напряжение на активном сопротивлении  $r$

$$u_r = rC \frac{dU_c}{dt}. \quad (6.18)$$

По второму закону Кирхгофа сумма падений напряжения на реактивных и резистивных элементах последовательного контура равна напряжению, подаваемому на вход:

$$u_L + u_r + u_C = U \cos \omega t. \quad (6.19)$$

Подставив выражения (6.17) и (6.18) в формулу (6.19), получим дифференциальное уравнение вида

$$\Psi \left( \frac{dy}{dt} \right) \frac{d^2 y}{dt^2} + a \frac{dy}{dt} + by = U \cos \omega t. \quad (6.20)$$

Даже приближенное качественное решение этого уравнения вызывает большие затруднения, поэтому для исследования цепи, содержащей нелинейную индуктивность, удобнее применить квазилинейный метод, не требующий решения самого уравнения.

С учетом достаточной избирательности контура (высокой добротности) коэффициент нелинейных искажений будет невелик, поэтому действующее значение тока не будет отличаться от тока первой гармоники  $I_d \approx I_{1d}$ .

Желая определить амплитуду тока первой гармоники в стационарном режиме, в качестве индуктивности контура мы должны брать среднюю индуктивность  $L_{cp}(I_1)$ . Тогда амплитуда тока первой гармоники

$$I_1 = \frac{U}{r \sqrt{1 + \left[ \frac{\omega L_{cp}(I_1) - \frac{1}{\omega C}}{r} \right]^2}}. \quad (6.21)$$

Обозначая

$$\frac{U}{r} = I_{1p}, \quad (6.22)$$

для нормированного тока  $n = \frac{I_1}{I_{1p}}$  получим

$$n = \frac{1}{r \sqrt{1 + \left[ \frac{\omega L_{cp}(I_1) - \frac{1}{\omega C}}{r} \right]^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{x_{BX}^2}{r^2}}}, \quad (6.23)$$

где  $x_{BX}$  – реактивное, или входное сопротивление контура.

Для зависимости средней индуктивности от тока примем аппроксимацию

$$L_{cp} = a_1 - \frac{3}{4} a_3 I_1^2 = L_0(1 - k^2 I_1^2), \quad (6.24)$$

здесь  $L_0$  – средняя индуктивность при  $I_1 \rightarrow 0$ , т.е. дифференциальная индуктивность  $L_d$ ,  $L_0 = a_1$ ;  $k^2$  – коэффициент, определяющий степень нелинейности характеристики индуктивности,  $k^2 = \frac{3a_3}{4a_1}$ .

Резонансные явления в нелинейном контуре имеют ряд особенностей. Прежде всего, резонансная частота  $\omega_0$  контура зависит от амплитуды тока  $I_1$ . Действительно, из формулы (6.21) следует, что

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{cp}(I_1)C}}. \quad (6.25)$$

Подставив в формулу (6.25) выражение (6.24), получим

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C (1 - k^2 I_1^2)}} = \frac{\omega_{00}}{\sqrt{1 - k^2 I_1^2}}, \quad (6.26)$$

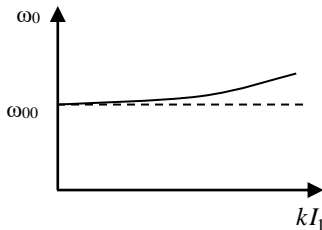


Рис. 6.5. Характеристика резонансной частоты нелинейного колебательного контура

где  $\omega_{00}$  – резонансная частота в режиме малых колебаний, когда  $I_1 \rightarrow 0$ ,  $\omega_{00} = 1/\sqrt{L_0 C}$ .

Таким образом, резонансная частота возрастает с увеличением произведения  $kI_1$  (рис. 6.5), причем при заданной степени нелинейности  $k$  увеличение тем больше, чем больше ток  $I_1$ , протекающий в контуре.

Найдем уравнение резонансной характеристики  $n(\omega)$  для области малых расстройк контура.

Преобразуя выражение реактивной составляющей входного сопротивления контура, получим

$$x_{\text{вх}} = \omega L_{\text{ср}}(I_1) - \frac{1}{\omega C_0} = \omega_{00} L_0 \left[ \frac{\omega}{\omega_{00}} (1 - k^2 I_1^2) - \frac{\omega_{00}}{\omega} \right]. \quad (6.27)$$

С учетом  $\rho_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C}}$  в выражении (6.26)  $\rho_0 = \omega_{00} L_0$  — характеристическое сопротивление в режиме малых колебаний. Обозначая

$$\Delta\omega = \omega - \omega_{00} \quad (6.28)$$

и полагая, что в области малых расстройк

$$\begin{aligned} \omega + \omega_{00} &\approx 2\omega_{00} \\ \omega\omega_{00} &\approx \omega_{00}^2, \end{aligned} \quad (6.29)$$

после простых преобразований получаем

$$x_{\text{вх}} \approx \rho_0 \left[ \frac{2\Delta\omega}{\omega_{00}} - k^2 I_1^2 \right]. \quad (6.30)$$

Работая вблизи резонанса, можно положить  $I_1 = nI_{1p}$ , и, обозначив

$$k^2 I_{1p}^2 = \gamma, \quad (6.31)$$

получим

$$x_{\text{вх}} \approx \rho_0 \left[ \frac{2\Delta\omega}{\omega_{00}} - \gamma n^2 \right]. \quad (6.32)$$

Подставив найденное значение  $x_{\text{вх}}$  входной характеристики в выражение (6.23), придем к уравнению частотной характеристики

$$n^2 = \frac{1}{1 + Q_0^2 \left[ \frac{2\Delta\omega}{\omega_{00}} - \gamma n^2 \right]^2}, \quad (6.33)$$

где  $Q_0$  — добротность контура в режиме малых колебаний,  $Q_0 = \rho_0/r$ .

Уравнение (6.33) отличается от резонансной характеристики линейного контура присутствием в знаменателе слагаемого  $\gamma n^2$ . Его

удобнее представить в виде функции  $f(n) = \frac{\Delta\omega}{\omega_{00}}$ , зависящей от относительной расстройки частоты контура:

$$2Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_{00}} = \frac{\pm\sqrt{1-n^2}}{n} + \gamma Q_0 n^2. \quad (6.34)$$

Величина, стоящая в правой части выражения (6.34), есть обобщенная расстройка  $\xi$ , рассчитанная относительно резонансной частоты  $\omega_{00}$ , при добротности  $Q_0$ :

$$2Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_{00}} = \xi. \quad (6.35)$$

Таким образом, получено уравнение частотной характеристики в координатах  $\xi = f(n)$  при параметре  $\gamma Q_0$ .

По формуле (6.35) можно рассчитать резонансные характеристики  $n(\xi)$  при различных значениях  $\gamma Q_0$  (рис. 6.6).

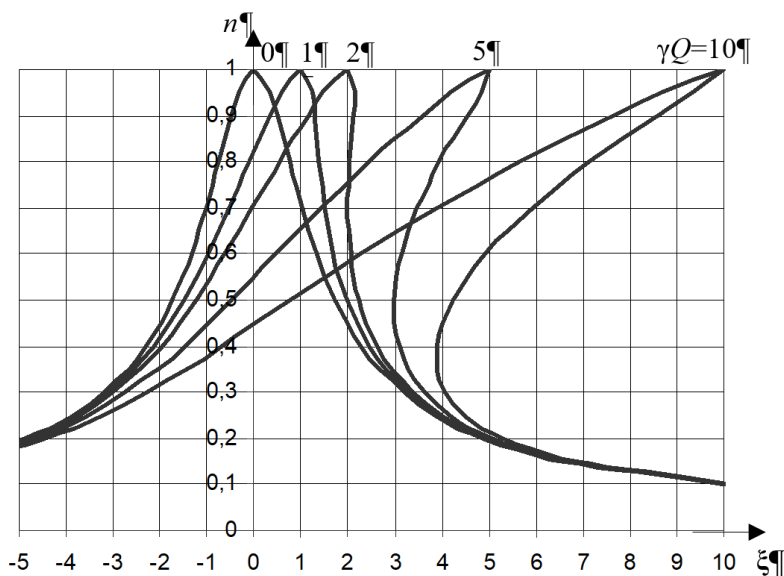


Рис. 6.6. Резонансные характеристики нелинейного колебательного контура

При  $\gamma Q_0 = 0$ , т.е. в линейном режиме, характеристика совпадает с обобщенной кривой резонанса колебательного контура. С увеличени-



ем параметра  $\gamma Q_0$  частотная характеристика деформируется. Максимум ее смещается в область более высоких частот. Данное явление согласуется с выражением (6.26), так как с увеличением  $\gamma = k^2 I_{1p}^2$  уменьшается средняя индуктивность и возрастает резонансная частота.

После прохождения максимума при дальнейшем увеличении частоты ток резко падает. Это объясняется тем, что уменьшению тока способствует не только возрастание входного сопротивления, наблюдаемое в линейном контуре, но и то, что уменьшение тока в свою очередь влечет за собой уменьшение резонансной частоты и, значит, резкое возрастание разности между частотой воздействия и резонансной частотой контура (т.е. возрастание расстройки).

При больших значениях параметра  $\gamma Q_0$  в резонансных кривых наблюдается своеобразная «впадина» (см.  $abc$  на рис. 6.7). Однако участок  $ab$  «впадины» не может наблюдаться в опыте.

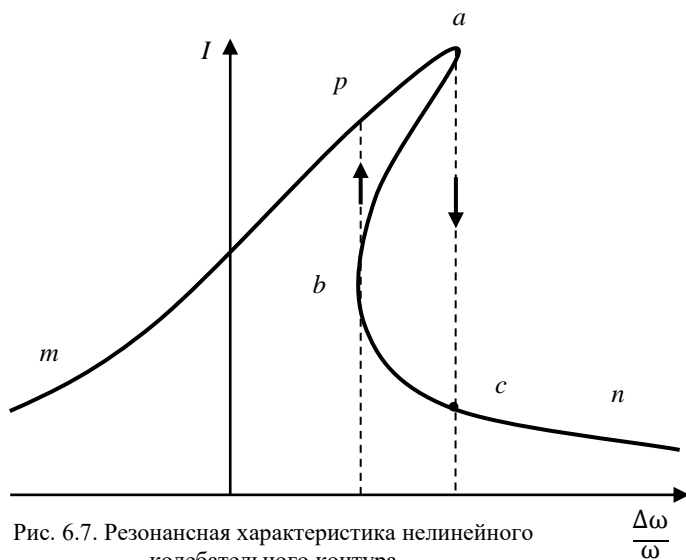


Рис. 6.7. Резонансная характеристика нелинейного колебательного контура

Действительно, при плавном увеличении частоты от нуля до бесконечности рабочая точка скользит по участку  $ma$ . Дальнейшее возрастание частоты (касательная к резонансной кривой становится вертикальной) приводит к резкому переходу в точку  $c$ , т.е. к скачкообразному уменьшению тока. После скачка изменение тока происходит по нижнему участку кривой  $sp$ . Наоборот, при уменьшении частоты (движение из бесконечности к нулю) рабочая точка скользит по участку

ку  $nсb$ . При этом в точке  $b$  (касательная к резонансной кривой становится вертикальной) происходит скачок в точку  $p$  и дальнейшее изменение тока по верхнему участку  $pt$  резонансной кривой. Этот гистерезис может наблюдаться только при значительном использовании нелинейных свойств системы, т.е. при захвате горизонтальных участков кривой намагничивания сердечника катушки индуктивности.

Резонансные явления в контуре с нелинейной индуктивностью называют обычно феррорезонансом.

## 6.2. Экспериментальная часть

Макет лабораторной работы, содержащий две катушки индуктивности  $L_1$  и  $L_2$ , намотанные на тороидальные ферритовые сердечники, позволяет изучить резонансные явления в последовательном контуре с нелинейной индуктивностью и пронаблюдать на экране осциллографа при выключенной развертке петлю гистерезиса.

Ход выполнения работы:

1. По заданию преподавателя выбрать контур с индуктивностью  $L_1$  или  $L_2$  и снять зависимости напряжения  $U_c$  на емкости от частоты  $U_c = U_c(f)$  при четырех различных значениях входного напряжения. Одно из значений входного напряжения выбрать так, чтобы обеспечить линейный режим работы контура. Изменения частоты проводить в сторону возрастания и убывания до пределов, при которых можно зафиксировать гистерезисные явления в контуре.

2. Построить графики зависимостей  $U_c = U_c(f)$ . Сравнить полученные результаты с теоретическими расчетами. Объяснить явление возрастания резонансной частоты контура при увеличении входного напряжения.

3. Получить на экране осциллографа петли гистерезиса для двух значений частоты входного напряжения. Зарисовать полученные изображения и оценить площади петель. Объяснить зависимость площади петли гистерезиса от частоты.

### 6.3. Контрольные вопросы

1. Что такое магнитная проницаемость вещества?
2. Что такое статическая и динамическая намагничённость?
3. Что характеризует петля гистерезиса ферромагнетиков?
4. Что такое нелинейная индуктивность?
5. От чего зависит резонансная частота в колебательном контуре с нелинейной индуктивностью?
6. Почему происходит смещение резонансной частоты при увеличении входного напряжения?
7. Почему в нелинейном режиме происходят скачки напряжения?
8. Как зависит вид резонансной кривой от добротности контура?

### Список литературы

1. Бессонов Л. А. Нелинейные электрические цепи. 12-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 2022. 832 с.
2. Зернов Н. В., Карпов В. Г. Теория радиотехнических цепей. М.: Книга по требованию, 2021. 894 с.
3. Андреев В. С. Теория нелинейных электрических цепей. М.: Радио и связь, 1982. 280 с.
4. Нефедов В. И., Сигов А. С. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для академического бакалавриата. М.: Юрайт, 2019. 266 с.

## Работа 7. ИССЛЕДОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

### 7.1. Введение

В современной радиоэлектронике нередко требуется усиливать электрические сигналы, имеющие широкую полосу частот от единиц герц до сотен мегагерц. Усилители, обеспечивающие усиление сигналов с такими спектрами частот в своем составе, называются широкополосными усилителями (ШПУ). Иногда такие усилители называются видеоусилителями. Сигналы, усиливаемые видеоусилителями, называются видеосигналами. Такую полосу пропускания имеют усилители вертикального отклонения в электронных осциллографах при наблюдении наносекундных импульсов, усилители телевизионных сигналов, видеоусилители компьютеров, усилители радиолокационных станций, работающие с короткими зондирующими импульсами.

ШПУ чаще всего – это резисторные усилители, обладающие хорошими частотными, фазовыми и переходными характеристиками.

При рассмотрении основ теории было взято за основу учебное пособие «Основы радиоэлектроники» под редакцией Г. Д. Петрухина [1].

### 7.2. Основные характеристики усилителей

Работу усилителей оценивают рядом показателей и характеристик.

*Коэффициент усиления*

Коэффициентом усиления называют отношение амплитуды выходного сигнала  $\dot{U}_{m \text{ Вых}}$  к амплитуде входного сигнала  $\dot{U}_{m \text{ Вх}}$ :

$$K = \frac{\dot{U}_{m \text{ Вых}}}{\dot{U}_{m \text{ Вх}}},$$

где  $\dot{U}_{m \text{ Вых}}$  и  $\dot{U}_{m \text{ Вх}}$  – это комплексные амплитуды гармонических колебаний.

Из-за наличия в схеме усилителя реактивных элементов ( $L$ ,  $C$ ) коэффициент  $K$  является комплексной величиной и зависит от частоты усиливаемого сигнала.

*Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазовая характеристики*

Усиление сигнала, как правило, сопровождается искажением его формы, поэтому усилитель характеризуют не только коэффициентом усиления, но и мерой искажения выходного сигнала по сравнению с входным.

Искажения делятся на линейные и нелинейные. Линейные искажения обусловлены наличием в усилителе реактивных элементов, сопротивление которых зависит от частоты. Из-за этого отдельные гар-

монические составляющие сложного входного сигнала усиливаются неодинаково, нарушается их взаимный фазовый сдвиг. Сдвиг относительно друг друга и форма сигнала искажаются.

Поскольку коэффициент усиления в общем случае является комплексной величиной, можно записать

$$\dot{K}(j\omega) = |\dot{K}(\omega)|e^{j\varphi(\omega)},$$

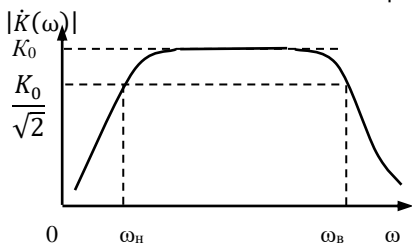


Рис. 7.1. Амплитудно-частотная характеристика усилителя

здесь  $|\dot{K}(\omega)|$  — модуль коэффициента усиления;  $\varphi(\omega)$  — аргумент коэффициента усиления. Под АЧХ усилителя понимается зависимость модуля коэффициента усиления от частоты сигнала. Примерный вид АЧХ показан на рис. 7.1.

Иногда пользуются нормированной характеристикой

$$m(\omega) = \frac{|\dot{K}(\omega)|}{K_0},$$

где  $K_0$  — максимальный коэффициент усиления.

*Амплитудная характеристика усилителя*

О линейности усилителя можно судить и по его амплитудной характеристике (АХ), т.е. зависимости амплитуды выходного напряжения от амплитуды входного:

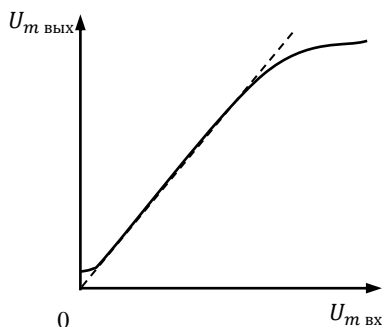


Рис. 7.2. Амплитудная характеристика усилителя

$$U_{m \text{ вых}} = f(U_{m \text{ вх}}).$$

Амплитудная характеристика, вид которой представлен на рис. 7.2, снимается при подаче на вход усилителя гармонических колебаний с частотой  $f$ , лежащей в полосе пропускания усилителя. АХ на концах характеристики обусловлен собственными шумами усилителя и наводками. При больших амплитудах входного

сигнала начинает сказываться нелинейность вольт-амперной характеристики активного прибора (падает средняя крутизна и уменьшается усиление).

В данной работе исследуется апериодический усилитель на полевом транзисторе с управляющим  $p$ - $n$ -переходом и каналом  $n$ -типа, включенным по схеме с общим истоком (ОИ). Его принципиальная схема показана на рис. 7.3.

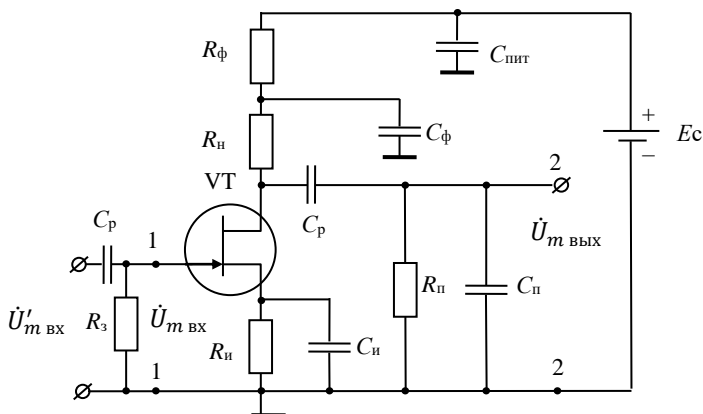


Рис. 7.3. Схема апериодического усилителя на полевом транзисторе

К апериодическим усилителям относятся усилители, в которых явно выраженной нагрузкой является активное сопротивление, хотя кроме активного сопротивления они содержат реактивные элементы, в том числе и паразитные. Исходя из этого, нагрузка является не чисто активной, а комплексной.

В канальном ПТ с управляющим переходом напряжение «затвор – исток» должно быть отрицательным. Это достигается с помощью цепи автоматического смещения, которая состоит из резистора  $R_3$ , соединяющего затвор с общей точкой (землей), и резистора  $R_n$  в цепи стока. Поскольку ток в цепи затвора ПТ ничтожно мал, постоянная составляющая напряжения на резисторе  $R_3$  равна нулю и напряжение «затвор – исток» отрицательно.

Емкость конденсатора  $C_i$  выбирается такой, что во всем рабочем диапазоне частот  $C_i$  практически закорачивает переменную составляющую тока истока на землю, устраняя тем самым отрицательную обратную связь по переменному току. Исходя из этого, при анализе работы каскада цепь  $R_i C_i$  можно не учитывать.

Цепь  $R_f C_f$  представляет собой развязывающий фильтр в цепи питания, препятствующий попаданию переменной составляющей тока

стока в источник питания. Наличие переменного напряжения на источнике питания может приводить к самовозбуждению многокаскадного усилителя за счет обратной связи через общий источник питания. При введении фильтра  $R_{\phi}C_{\phi}$  большая часть переменного тока стока не попадает в источник питания, а замыкается через  $C_{\phi}$  на землю. Для этого его величина выбирается такой, чтобы емкостное сопротивление  $\frac{1}{\omega C_{\phi}}$  было много меньше сопротивления резистора  $R_{\phi}$ . С другой стороны, цепь  $R_{\phi}C_{\phi}$  может использоваться для коррекции АЧХ в области нижних частот. Усиленное напряжение передается в цепь потребителя  $R_{\Pi}C_{\Pi}$  через конденсатор связи  $C_p$ , который развязывает каскад и цепь потребителя (нагрузку) по постоянному току.

Анализ и расчет усилителей ведутся с использованием эквивалентных схем по переменному току. Входным напряжением считают напряжение в точках 1–1, а выходным – в точках 2–2, с которых снимается усиленный сигнал.

Эквивалентную схему усилителя получают, полагая  $C_{\Pi} = C_{\phi} = \infty$ , а внутреннее сопротивление источника питания на переменному току равное нулю. Тогда исток ПТ и точка соединения резисторов  $R_{\Pi}$  и  $R_{\phi}$  оказываются по переменному току под нулевым потенциалом (на земле), а источник питания  $E_c$  короткозамкнут.

Заменим ПТ управляемым генератором тока  $\dot{S}U_{m \text{ вх}}$  с внутренним сопротивлением  $R_{\text{вых}}$  и емкостью  $C_{\text{вых}}$ . Параллельно генератору подключим нагрузку  $R_{\Pi}$  и через разделительный конденсатор  $C_p$  цепь потребителя  $R_{\Pi}C_{\Pi}$ . Для удобства дальнейших расчетов вместо сопротивлений  $R_{\text{вых}}$ ,  $R_{\Pi}$ ,  $R_{\Pi}$  введем соответствующие им проводимости  $g_{\text{вых}} = \frac{1}{R_{\text{вых}}}$ ,  $g_{\Pi} = \frac{1}{R_{\Pi}}$ ,  $g_{\Pi} = \frac{1}{R_{\Pi}}$ , наличие паразитных емкостей между элементами учтем введением монтажных емкостей  $C_{m1}$ ,  $C_{m2}$  в выходную и нагрузочную цепи каскада. Тогда получится эквивалентная схема, показанная на рис. 7.4.

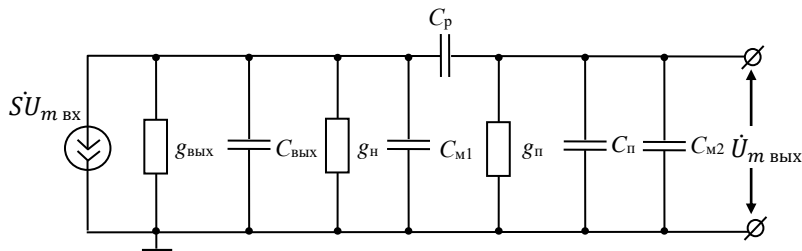


Рис. 7.4. Полная эквивалентная схема усилителя с общим истоком

Обычно в широкополосных усилителях разделительная емкость  $C_p$  намного больше суммы емкостей  $C_p \gg C_{m1} + C_{m2} + C_{вых} + C_{п}$  и их влияние проявляется в различных областях рабочих частот. Ввиду этого весь диапазон рабочих частот можно разбить на три области (нижних, верхних и средних частот) и рассматривать отдельно поведение АЧХ

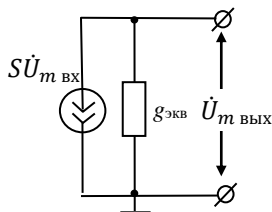


Рис. 7.5. Эквивалентная схема усилителя с ОИ в области средних частот

в этих областях.

#### Область средних частот

В области средних частот сопротивление емкости  $C_p$  столь мало, что им можно пренебречь, а сопротивление емкости  $C_{\text{экв}} = C_{\text{вых}} + C_{m1} + C_{m2} + C_{п}$  столь велико по сравнению с сопротивлениями  $R_{\text{вых}}$ ,  $R_{\text{н}}$  и  $R_{п}$ , что шунтирующее действие можно не учитывать. Следовательно, для области средних частот из эквивалентной схемы могут быть исключены все емкости, и она принимает

вид, показанный на рис. 7.5. Тогда коэффициент усиления  $\dot{K} = \frac{\dot{U}_{m\text{ вых}}}{\dot{U}_{m\text{ вх}}}$  для области средних частот

$$K_0 = - \frac{S \dot{U}_{m\text{ вх}}}{(g_{\text{вых}} + g_{\text{н}} + g_{\text{п}}) \dot{U}_{m\text{ вх}}} = \frac{S}{g_{\text{экв}}},$$

где  $g_{\text{экв}} = g_{\text{вых}} + g_{\text{н}} + g_{\text{п}}$ . Знак «минус» учитывает сдвиг фазы выходного напряжения относительно входного на  $180^\circ$ . В области средних частот коэффициент усиления не зависит от частоты и равен  $K_0$ .

В области верхних частот сопротивление конденсатора  $C_p$  ничтожно мало по сравнению с  $R_{п}$  и его можно исключить из эквивалентной схемы, а сопротивления

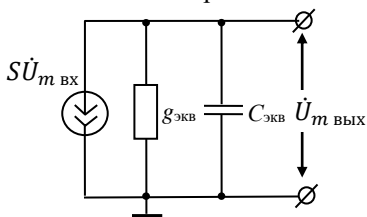


Рис. 7.6. Эквивалентная схема усилителя с ОИ в области верхних частот

емкостей  $C_{\text{вых}}$ ,  $C_{\text{м}}$  и  $C_{п}$  становятся сравнимы с сопротивлениями  $R_{\text{вых}}$ ,  $R_{\text{н}}$  и  $R_{п}$  и их нужно учитывать. Объединив активные проводимости в одну проводимость  $g_{\text{экв}}$ , а емкости в эквивалентную емкость  $C_{\text{экв}}$ , получим эквивалентную схему на рис. 7.6.

Согласно эквивалентной схеме, получим коэффициент усиления в области верхних частот:

$$\dot{K}_в(\omega) = - \frac{S}{g_{\text{экв}} + j\omega C_{\text{экв}}} = \frac{K_0}{1 + j\omega \tau_в},$$



здесь  $\tau_B$  – постоянная времени каскада в области верхних частот

$$\tau_B = \frac{C_{\text{ЭКВ}}}{g_{\text{ЭКВ}}} = C_{\text{ЭКВ}} R_{\text{ЭКВ}}.$$

Теперь определим АЧХ усилителя в области верхних частот, а для этого найдем модуль коэффициента усиления:

$$|\dot{K}_B(\omega)| = \frac{|K_0|}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}},$$

или при нормировке на единицу:

$$m_B(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}}. \quad (7.1)$$

Эта характеристика показана на рис. 7.7.

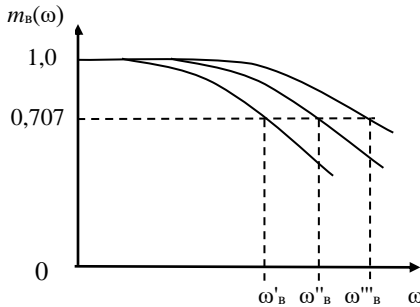


Рис. 7.7. Нормированная АЧХ усилителя в области верхних частот при различных значениях постоянной времени  $\tau'_B > \tau''_B > \tau'''_B$ , которым соответствуют  $\omega'_B < \omega''_B < \omega'''_B$

Верхняя граничная частота АЧХ усилителя определяется из формулы (7.1) на граничной частоте:

$$m_{B0,7} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

отсюда

$$m_{B0,7}\tau_B = 1,$$

т.е.

$$m_{B0,7} = \frac{1}{\tau_B} = \frac{g_{\text{ЭКВ}}}{C_{\text{ЭКВ}}}. \quad (7.2)$$

Из формулы (7.2) следует, что при увеличении емкости  $C_{\text{экв}}$  верхняя граничная частота уменьшается и полоса пропускания усилителя сужается. При увеличении  $R_{\text{экв}}$  полоса пропускания тоже сужается, но при этом возрастает коэффициент усиления на средних частотах.

Важным параметром усилителя является площадь усиления – произведение коэффициента усиления  $|K_0|$  на  $\omega_b$  :

$$\Pi = |K_0| \omega_b = \frac{S g_{\text{экв}}}{g_{\text{экв}} C_{\text{экв}}} = \frac{S}{C_{\text{экв}}}. \quad (7.3)$$

Из формулы (7.3) видно, что площадь усиления определяется в основном параметрами усилителя (крутизной и паразитными емкостями).

В области нижних частот реактивное сопротивление разделительного конденсатора  $C_p$  становится соизмеримым с  $R_n$  и  $R_{\text{п}}$  и на нем происходит заметное падение переменного напряжения. Сопротивления емкостей  $C_{\text{вых}}$ ,  $C_m$ , и  $C_{\text{п}}$  велико по сравнению с  $R_n$  и  $R_{\text{п}}$ , поэтому их можно исключить из эквивалентной схемы, и тогда получим схему на рис. 7.8.

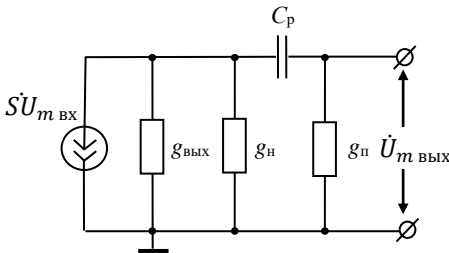


Рис. 7.8. Эквивалентная схема усилителя с ОИ в области нижних частот

Коэффициент усиления  $\dot{K}_n(\omega)$  в этом случае получается

$$\dot{K}_n(\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_n},$$

где  $\tau_n$  – постоянная времени в области нижних частот,

$$\tau_n = C_p \left( \frac{R_{\text{вых}} R_n}{R_{\text{вых}} + R_n} + R_{\text{п}} \right).$$

Если сопротивление  $R_{\text{п}}$  в цепи потребителя велико, как это бывает в каскаде с ПТ, нагруженном на аналогичный каскад, то для постоянной времени  $\tau_n$  можно приближенно считать

$$\tau_n = C_p R_n.$$

Определим АЧХ для области нижних частот:

$$|\dot{K}_B(\omega)| = \frac{|K_0|}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_n}\right)^2}},$$

или при нормировке на единицу:

$$m_n(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_n}\right)^2}}. \quad (7.4)$$

Эта характеристика показана на рис. 7.9.

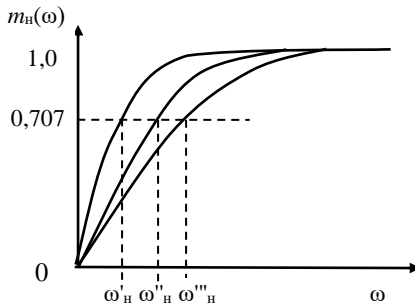


Рис. 7.9. Нормированная АЧХ усилителя в области нижних частот при различных значениях постоянной времени  $\tau'_n > \tau''_n > \tau'''_n$ , которым соответствуют  $\omega'_n < \omega''_n < \omega'''_n$

Как видно из выражения (7.4), коэффициент усиления падает с уменьшением частоты. Нижняя граничная частота определяется емкостью разделительного конденсатора  $C_p$  и сопротивлением нагрузки цепи потребителя  $R_n$ .

Апериодические усилители находят широкое применение в различных устройствах, в том числе для усиления широкополосных сигналов. Для таких усилителей часто рабочий диапазон частот очень велик – от единиц герц и до сотен мегагерц. Простейшие резистивные усилители, подобные рассмотренному, не могут обеспечить равномерное усиление в широком диапазоне частот. Для расширения полосы пропускания применяются следующие меры:

1. Выбирают активные элементы (транзисторы) с большой площадью усиления, большой крутизной и малыми емкостями  $C_{\text{вых}}$  и  $C_{\text{вх}}$ .

2. Усложняют нагрузку, вводя специальные корректирующие элементы, чтобы уменьшить изменение усиления при изменении частоты.

Коррекция АЧХ в области верхних частот осуществляется несколькими способами. Самый простой – включение небольшой индуктивности последовательно с  $R_H$ . Принципиальная схема каскада с корректирующей индуктивностью  $L$  показана на рис. 7.10, а, а его эквивалентная схема – на рис. 7.10, б.

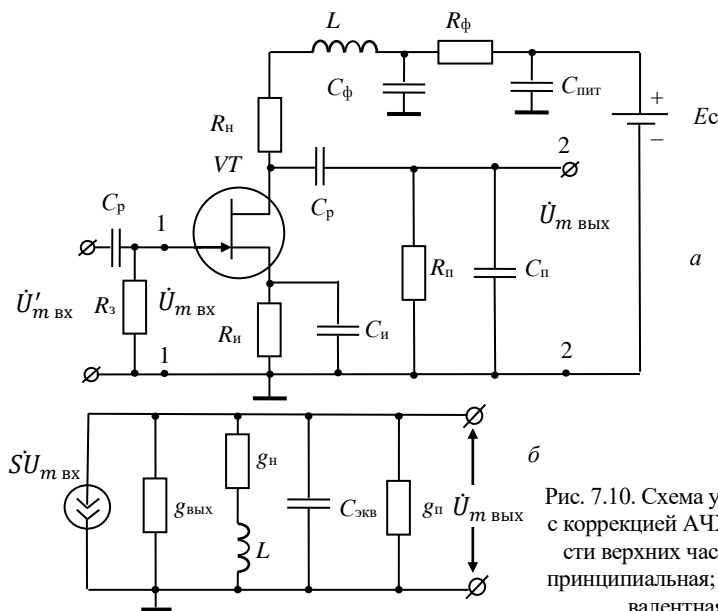


Рис. 7.10. Схема усилителя с коррекцией АЧХ в области верхних частот: а – принципиальная; б – эквивалентная

Корректирующая индуктивность (порядка единиц и десятков микрогенри) увеличивает сопротивление нагрузки на верхних частотах, компенсируя тем самым уменьшение усиления за счет шунтирующего действия  $C_{\text{ЭКВ}}$ . Образуется малодобротный колебательный контур  $(g_H, L, C_{\text{ЭКВ}})$ . Поскольку величина  $L$  мала, а частота  $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_{\text{ЭКВ}}}}$  велика, в области средних и тем более низких частот усиление не меняется. Вместе с тем с увеличением частоты индуктивное сопротивление в цепи стока начинает играть заметную роль. Это сопротивление в некотором диапазоне частот заметно превышает сопротивление параллельно включенных  $R_H$  и  $C_{\text{ЭКВ}}$ , поэтому коэффициент усиления каскада оказывается больше, чем у каскада без коррекции. При выборе опти-

мального значения корректирующей индуктивности вводят параметр коррекции

$$q = \frac{L}{R_{\text{н}}^2 C_{\text{экв}}}.$$

Тогда при  $q = 0,41$  частотная характеристика каскада равномерна и монотонна в наиболее широкой области высокочастотной части спектра сигналов. При оптимальном значении  $q = 0,41$  верхняя граничная частота  $\omega_{\text{в}}$  увеличивается в 1,72 раза по сравнению с  $\omega_{\text{в}}$  некорректированного каскада, при этом добротность контура  $Q^2 = q$ .

При  $L \gg L_{\text{опт}}$  контур становится более добротным, полоса увеличивается незначительно по сравнению со случаем, когда  $L = L_{\text{опт}}$ , однако в АЧХ появляется подъем на высоких частотах и частотные искажения увеличиваются (это перекоррекция – рис. 7.11).

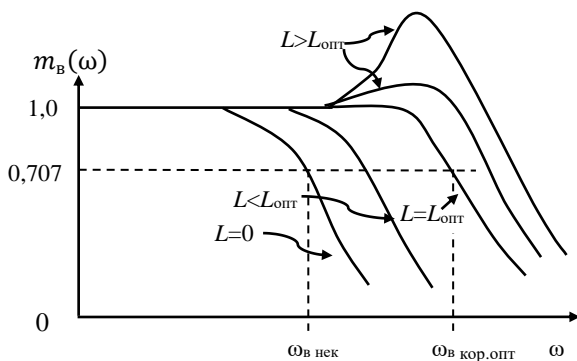


Рис. 7.11. Нормированная АЧХ усилителя с корректирующей индуктивностью в области верхних частот

Дальнейшее улучшение характеристик усилителя может быть получено увеличением числа корректирующих контуров. Есть более сложные схемы ВЧ-коррекции, но применяются они реже, хотя и позволяют расширить полосу пропускания более чем в четыре раза. В современных транзисторных усилителях чаще используют другой способ коррекции АЧХ в области верхних частот – за счет введения частотно-зависимой отрицательной обратной связи (ООС). При этом на нижних и средних частотах проявляется ООС и усиление падает. С увеличением частоты обратная связь уменьшается и усиление возрастает. Если выбрать постоянную времени цепи обратной связи, равной  $\tau_{\text{в}}$ , то увеличение усиления происходит на тех же частотах, на которых в обычном усилителе происходит спад за счет шунтирующего действия  $C_{\text{экв}}$ .

Следует иметь в виду принципиальное различие АЧХ в области верхних частот с помощью индуктивности и с помощью частотно-

зависимой обратной связи. В первом случае происходит увеличение усиления в области спада АЧХ некорректированного усилителя и площадь усиления растет. Во втором случае расширение полосы идет за счет уменьшения усиления на нижних и средних частотах, при этом площадь усиления практически не увеличивается.

В интегральных схемах высокочастотная индуктивная коррекция не применяется.

Повышение усиления на нижних частотах можно обеспечить выбором постоянной времени фильтра  $R_{\Phi}C_{\Phi}$ . Увеличение выходного напряжения на нижних частотах благодаря действию фильтра  $R_{\Phi}C_{\Phi}$  можно в определенных пределах компенсировать уменьшением усиления за счет влияния разделительной емкости  $C_p$ , а также за счет действия цепи автосмещения.

В широкополосных усилителях гармонических сигналов НЧ-коррекция используется довольно редко, так как в большинстве случаев заданные характеристики можно получить и без ее использования.

### 7.3. Экспериментальная часть

#### 7.3.1. Описание лабораторного макета

Измерения проводятся на макете лабораторной работы, схема которого приведена на рис. 7.12. Для исключения влияния измерительных приборов в схему введен составной повторитель напряжения, состоящий из полевого и биполярного транзисторов. Основные точки схемы для подключения сменных деталей выведены на гнезда внешней панели макета.

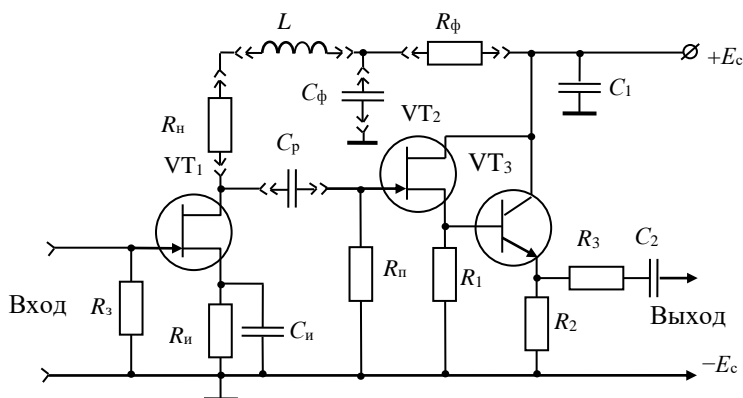


Рис. 7.12. Схема экспериментальной установки

При снятии характеристик усилителя используются цифровые вольтметры и генератор гармонических колебаний.

### 7.3.2. Порядок выполнения работы

1. Снять амплитудную характеристику усилителя. В дальнейшей работе не следует выходить за пределы линейного режима.

2. Снять АЧХ некорректированного усилителя при различных значениях сопротивления  $R_n$  (2–5 кОм) в стоке транзистора VT<sub>1</sub>. Определить значения граничных частот  $\omega_n$  и  $\omega_v$ . Зная верхнюю граничную частоту  $\omega_v$ , вычислить величину емкости  $C_{экв}$  из соотношения

$$\omega_v \tau_v = \omega_v \frac{C_{экв}}{g_{экв}} = \omega_v C_{экв} R_{экв} = 1.$$

$R_{экв}$  можно приближенно принять равным  $R_n$ , т.е.

$$\omega_v C_{экв} R_n = 1.$$

3. Заменяв  $R_n$  на индуктивность  $L$ , величина которой известна, найти резонансную частоту  $\omega_p$  образовавшегося контура и из формулы  $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_{экв}}}$  определить  $C_{экв}$ . Сравнить полученное значение с предыдущим.

4. Рассчитать значение корректирующей индуктивности  $L$  для оптимальной частотной коррекции усилителя, полагая параметр коррекции

$$q = \frac{L}{R_n^2 C_{экв}} = 0,41.$$

Подобрать ближайшую по величине катушку индуктивности, включить ее в схему и снова снять АЧХ усилителя в области верхних частот. Определить, во сколько раз возросла  $\omega_v$  по сравнению с  $\omega_v$  некорректированного усилителя. Заменить индуктивность на большую и снова снять АЧХ.

5. Построить амплитудно-частотные характеристики некорректированного усилителя и усилителя с оптимальной коррекцией и перекоррекцией.

6. Объяснить полученные результаты и сопоставить их с теорией.

7. Отчет должен содержать схемы, расчетные формулы, таблицы измерений, результаты вычислений и графический материал.

#### 7.4. Контрольные вопросы

1. Изобразите принципиальную схему апериодического усилителя на ПТ с управляющим переходом и каналом  $n$ -типа.
2. Объясните назначение всех элементов схемы усилителя.
3. Дайте определение амплитудно-частотной и амплитудной характеристик усилителя.
4. Почему в апериодическом усилителе коэффициент усиления на средних частотах не зависит от частоты? Привести эквивалентную схему усилителя на средних частотах.
5. Почему в апериодическом усилителе уменьшается коэффициент усиления на высоких частотах? Привести эквивалентную схему усилителя для высоких частот.
6. Какая постоянная времени определяет  $\omega_v$  усилителя?
7. Почему в апериодическом усилителе уменьшается усиление на низких частотах? Какая постоянная времени определяет  $\omega_n$  усилителя?
8. Принцип работы простой ВЧ-коррекции. Значение параметра коррекции для оптимальной АЧХ усилителя.
9. Какие требования предъявляются к транзисторам, используемым в широкополосных усилителях?



### Список литературы

1. Основы радиоэлектроники: учебное пособие / под ред. Г. Д. Петрухина. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Изд-во МАИ, 2018. 480 с.
2. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. М.: Едиториал УРСС, 2021. 520 с.
3. Игумнов Д. В., Костюнина Г. П. Основы полупроводниковой электроники. М., 2005. 392 с.
4. Марченко А. Л. Основы электроники. М.: ДМК Пресс, 2008. 296 с.
5. Нефедов В. И. Основы радиоэлектроники и связи. М.: Высшая школа, 2005. 510 с.
6. Гусев В. Г., Гусев Ю. М. Электроника. М.: Кнорус, 2018. 798 с.
7. Нефедов В. И., Сигов А. С. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для академического бакалавриата. М.: Юрайт, 2019. 266 с.

## Содержание

<b>Список используемых обозначений.....</b>	<b>3</b>
<b>ВВЕДЕНИЕ.....</b>	<b>5</b>
<b>Работа 1. ИССЛЕДОВАНИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРА.....</b>	<b>6</b>
1.1. Транзистор в ключевом режиме.....	6
1.2. Мультивибратор с коллекторно-базовыми емкостными связями.....	10
1.3. Мультивибратор с улучшенной формой импульсов на коллекторах.....	14
1.4. Расчет мультивибратора.....	15
1.5. Экспериментальная часть.....	16
1.6. Контрольные вопросы.....	17
Список литературы.....	17
<b>Работа 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОВИБРАТОРА.....</b>	<b>18</b>
2.1. Одновибратор с эмиттерной связью.....	18
2.2. Одновибратор с плавно изменяющейся длительностью импульса.....	22
2.3. Расчет одновибратора.....	23
2.4. Экспериментальная часть.....	24
2.5. Контрольные вопросы.....	24
Список литературы.....	25
<b>Работа 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ТРИГГЕРА.....</b>	<b>26</b>
3.1. Триггер с коллекторно-базовыми связями.....	26
3.2. Триггер со счетным запуском.....	30
3.3. Расчет триггера со счетным запуском.....	31
3.4. Экспериментальная часть.....	32
3.5. Контрольные вопросы.....	32
Список литературы.....	33
<b>Работа 4. ТРИГГЕРЫ НА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ.....</b>	<b>34</b>
4.1. Введение.....	34
4.2. Логические элементы.....	34
4.2.1. Элемент НЕ.....	34
4.2.2. Элемент И.....	35
4.2.3. Элемент ИЛИ.....	36
4.2.4. Элемент И-НЕ.....	36
4.2.5. Элемент ИЛИ-НЕ.....	38
4.2.6. Другие логические элементы.....	38
4.2.7. Схемотехника логических элементов.....	39
4.3. Элементы памяти – триггеры.....	41
4.3.1. Общее описание и классификация триггеров.....	41
4.3.2. Асинхронные RS-триггеры.....	42
4.3.3. Синхронный RS-триггер.....	47
4.3.4. Двухтактный синхронный RS-триггер.....	48
4.3.5. D-триггер.....	50
4.3.6. Синхронный JK-триггер.....	51
4.3.7. T-триггер.....	52
4.3.8. Универсальные триггеры.....	52
4.4. Экспериментальная часть.....	54

4.4.1. Описание лабораторного макета.....	54
4.4.2. Порядок выполнения работы.....	55
4.5. Контрольные вопросы.....	56
Список литературы.....	56
<b>Работа 5. СЧЕТЧИКИ И ДЕЛИТЕЛИ ЧАСТОТЫ.....</b>	<b>57</b>
5.1. Введение.....	57
5.2. Счетчики.....	57
5.2.1. Назначение и классификация.....	57
5.2.2. Асинхронные счетчики.....	58
5.2.3. Синхронные счетчики.....	64
5.3. Делители частоты.....	73
5.4. Экспериментальная часть.....	76
5.4.1. Описание лабораторного макета.....	76
5.4.2. Порядок выполнения работы.....	76
Список литературы.....	76
<b>Работа 6. РЕЗОНАНСНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В КОНТУРЕ С НЕЛИНЕЙНОЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ.....</b>	<b>77</b>
6.1. Основы теории.....	77
6.1.1. Нелинейная индуктивность.....	77
6.1.2. Колебательный контур с нелинейной индуктивностью.....	84
6.2. Экспериментальная часть.....	90
6.3. Контрольные вопросы.....	91
Список литературы.....	91
<b>Работа 7. ИССЛЕДОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО УСИЛИТЕЛЯ...</b>	<b>92</b>
7.1. Введение.....	92
7.2. Основные характеристики усилителей.....	92
7.3. Экспериментальная часть.....	102
7.3.1. Описание лабораторного макета.....	102
7.3.2. Порядок выполнения работы.....	103
7.4. Контрольные вопросы.....	104
Список литературы.....	105

*Учебное издание*

Составители:

**Вольхин Игорь Львович**  
**Гущин Сергей Игнатьевич**  
**Карпов Сергей Борисович**  
**Лунегов Игорь Владимирович**

## **Линейные и нелинейные системы. Специальный лабораторный практикум**

Учебно-методическое пособие

Редактор *А. С. Серебrenиков*  
Корректор *С. А. Вороненко*  
Компьютерная верстка: *И. Л. Вольхин*

---

Подписано в печать 22.03.2022. Формат 60×84/16  
Усл. печ. л. 6,28. Тираж 100 экз.

---

Издательский центр  
Пермского государственного  
национального исследовательского университета  
614990, г. Пермь, ул. Букирева, 15.

Отпечатано на кафедре  
радиоэлектроники и защиты информации ПГНИУ.  
614990, г. Пермь, ул. Букирева, 15