Федеральное агентство по образованию

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

В.М. Герасимов, В.А. Скворцов

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЦЕПИ И МИКРОСХЕМОТЕХНИКА

Часть 2
Схемотехника ключевых устройств формирования и преобразования сигналов

Учебное пособие

Рекомендовано
Сибирским региональным учебно-методическим
центром высшего профессионального образования
для межвузовского использования в качестве учебного пособия

2004

УДК 621.382.049.77(075.8)
ББК 32.85я73
Г 37

Рецензенты:
В.Н. Макаревич, канд. техн. наук,
доцент Томского политехнического университета
В.В. Чепков, канд. техн. наук, зав. лаб. источников
электропитания ОАО НПФ «Геофит»

Герасимов В.М., Скворцов В.А.

Г 37 Электронные цепи и микросхемотехника. Часть 2. Схемотехника ключевых устройств формирования и преобразования сигналов: Уч. пособие. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2004 – 209 с.
ISBN 5-86889-118-X (Ч.2)
ISBN 5-86889-116-3

Представлены основы теории ключевых схем, на многочисленных примерах рассмотрены процессы переключения в разнообразных схемах. Излагаются основы теории и схемотехники импульсных устройств с примерами расчетов.

Процессы, протекающие в схемах, описаны на доступном уровне и подкреплены математическими выкладками. Используются приближенные эквивалентные схемы и методы анализа, позволяющие получить простые и наглядные выражения для синтеза изучаемых устройств.

Рассматриваются особенности построения и применения микроэлектронных средств обработки и формирования аналоговых сигналов: аналоговых таймеров, аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей.

Для студентов учебных заведений радиоэлектронного профиля и инженерно-технических работников.

УДК 621.382.049.77(075.8)
ББК 32.85я73

ISBN 5-86889-118-X(Ч.2)
ISBN 5-86889-116-3

© Герасимов В.М., Скворцов В.А., 2004
© Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2004

Оглавление

ПРЕДИСЛОВИЕ 6

1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ
   1.1. Виды импульсных сигналов 7
   1.2. Параметры импульсов 7
   Упражнения 10

2. ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ *RC*-ЦЕПЯМИ
   2.1. Общие сведения о переходных процессах в линейных электрических цепях 12
   2.2. Переходные процессы в *RC*-цепях 13
   2.3. Дифференцирующая (укорачивающая) *RC*-цепь 15
   2.4. Разделительная *RC*-цепь 18
   2.5. Интегрирующая *RC*-цепь 20
   Упражнения 23

3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ
   3.1. Основные понятия 27
   3.2. Ключевой режим работы биполярного транзистора 28
   3.3. Разновидности ключевых схем на транзисторах 34
   Упражнения 38

4. ОГРАНИЧИТЕЛИ
   4.1. Общие сведения 41
   4.2. Последовательный диодный ограничитель 42
   4.3. Параллельный диодный ограничитель 44
   4.4. Двусторонний диодный ограничитель 47
   4.5. Параметрический стабилизатор напряжения в режиме ограничителя 49
   Упражнения 50

5. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ
   5.1. Общие сведения 53
   5.2. Особенности схемного построения логических элементов ТТЛ . 56
   5.3. Микромощные микросхемы ТТЛ 63
   5.4. Микросхемы ТТЛ повышенного быстродействия 63
   5.5. Микросхемы ТТЛ с транзисторами Шоттки 64
   5.6. Логические элементы ТТЛ И-НЕ 68
   5.7. Микросхемы ТТЛ с открытым коллектором 69
   5.8. Логические элементы ТТЛ с тремя выходными состояниями . 72
   5.9. Неиспользуемые логические элементы ТТЛ 73
   Упражнения 73

6. ИМПУЛЬСНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ
6.1. Общие сведения 75
6.2. Основная схема автоколебательного мультивибратора 76
6.3. Интегральный аналог дискретного мультивибратора 82
6.4. Ждущие генераторы прямоугольных импульсов 86
6.5. Формирователи задержанных импульсов 89
6.6. Мультивибратор на интегральных логических элементах 93
6.7. Ждущие мультивибраторы на интегральных логических элементах 96
6.8. Разновидности схем мультивибраторов на логических элементах 100
6.9. Одновибраторы на микросхемах К155АГ1, К155АГ3 (К555АГ3) 103
6.10. Импульсные генераторы на операционных усилителях 107
Упражнения 114

7. ТРИГГЕРЫ
7.1. Общие сведения 117
7.2. Асинхронные *RS*-триггеры 118
7.3. Синхронные (тактируемые) *RS*-триггеры 121
7.4. *RS*-триггеры на дискретных компонентах 123
7.5. Несимметричные триггеры 127
7.6. Триггеры на операционных усилителях 133
Упражнения 135

8. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ТАЙМЕРЫ
8.1. Общие сведения 137
8.2. Однотактный таймер общего применения КР1006ВИ1 138
8.3. Одновибратор на таймере КР1006ВИ1 141
8.4. Автоколебательный мультивибратор на интегральном таймере КР1006ВИ1 146

9. МУЛЬТИВИБРАТОР НА ОДНОПЕРЕХОДНОМ ТРАНЗИСТОРЕ
9.1. Однопереходный транзистор 149
9.2. Принцип работы мультивибратора на ОПТ 153
Упражнения 155

10. БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР
10.1. Общие сведения 158
10.2. Ждущий блокинг-генератор 159
10.3. Автоколебательный блокинг-генератор 162
Упражнение 164

11. ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ
11.1. Общие сведения 166
11.2. Генератор линейно изменяющегося напряжения со стабилизатором тока 170
11.3. Генераторы пилообразного напряжения с компенсирующей ЭДС 171
11.4. Влияние нагрузки на параметры ГЛИН 173
Упражнение 174

12. ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
12.1. Общие сведения 175
12.2. Параметры и характеристики АЦП и ЦАП 177
12.3. ЦАП на базе двоично-взвешенных резисторов 182
12.4. ЦАП на базе резистивной матрицы типа R–$2R$ 185
12.5. Полупроводниковые интегральные ЦАП 187
12.6. АЦП последовательного счета 191
12.7. АЦП последовательного приближения 193
12.8. Параллельный АЦП 195
12.9. АЦП двойного интегрирования 197
12.10. Интегральные аналого-цифровые преобразователи 200
Упражнения 205

Литература 207

ПРЕДИСЛОВИЕ

Учебное пособие представляет собой краткий конспект лекций по второй части дисциплины «Электронные цепи и микросхемотехника», читаемых для студентов специальности «Промышленная электроника».

Содержание учебного пособия соответствует требованиям Государственного образовательного стандарта для специальности «Промышленная электроника». Состав материала и его объем полностью согласованы с программой одноименного курса для направления 654100 — «Электроника и микроэлектроника».

Здесь представлены основы теории ключевых схем, на многочисленных примерах рассмотрены процессы переключения ключевых элементов в разнообразных схемах, а также излагаются основы теории и схемотехники импульсных устройств.

При анализе процессов, протекающих в схемах, используются приближенные эквивалентные схемы и методы анализа, позволяющие получить простые и наглядные выражения для синтеза изучаемых устройств.

В учебном пособии изложены методы расчета переходных процессов в цепях первого порядка, рассмотрены основы теории и схемотехника переключательных и импульсных устройств на дискретных элементах и интегральных схемах. Приведено большое количество примеров реальных импульсных и ключевых устройств. Даны практические рекомендации по использованию конкретных электронных приборов и примеры расчета элементов схем и их параметров.

В книге использованы материалы по наиболее широко применяемым в практике схемотехническим решениям построения электронных узлов различных устройств автоматики и устройств обработки информации, а также аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей.

Материал изложен кратко, но при этом достаточно полно и логически последовательно, причем последующий раздел базируется на знании материала предыдущих разделов.

Обучающиеся могут углубить свои познания по вышеуказанным разделам, обратившись к литературным источникам [1–18], использованным при написании данного пособия.

Авторы

1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

1.1. Виды импульсных сигналов

Импульсной техникой называется область знаний, которая охватывает круг вопросов, связанных с формированием, преобразованием и измерением параметров электрических импульсов.

Импульсным сигналом называют кратковременное отклонение напряжения (тока) от некоторого постоянного уровня, в частности от нулевого.

Существует два вида импульсов: ***видеоимпульсы*** и ***радиоимпульсы***. Видеоимпульс — это кратковременное изменение напряжения (тока) (от лат. *video* — видеть). Радиоимпульс — это отрезок гармонического колебания, амплитуда которого меняется по закону, соответствующему закону изменения какого-либо видеоимпульса (рис. 1.1).

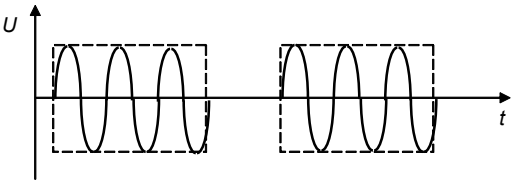


Рис. 1.1. Графическое изображение радиоимпульсов

Импульсы имеют различные формы, могут быть положительной, отрицательной полярности и двусторонними (разнополярными).

1.2. Параметры импульсов

Введем понятия основных параметров импульсов на примере прямоугольного импульса: идеального (рис. 1.2, *а*) и реального (рис. 1.2, *в*).

Амплитуда импульса U_m (для тока I_m) — это максимальное значение импульсного отклонения напряжения (тока) от начального уровня U_0 (I_0) (рис. 1.2,*б*).

Длительность импульса $t_и$ — это интервал времени от момента появления импульса до его окончания (рис. 1.2,*а,в*). При использовании реальных импульсов, у которых скорость изменения напряжения на конечной и начальной стадиях мала и выделить

«конец» и «начало» затруднительно, отсчет длительности ведут от заранее оговоренного уровня напряжения: $0{,}1U_m$ или чаще $0{,}5U_m$.

Длительность импульса, измеренную на уровне $0{,}5U_m$, называют ***активной*** и обозначают $t_{\text{и.а}}$ (рис. 1.2,*в*).

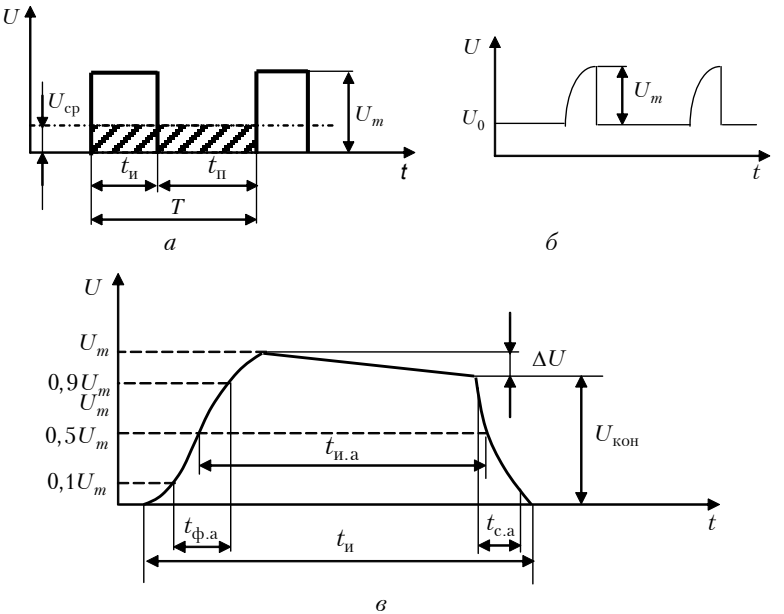


Рис. 1.2. Графическое изображение идеального (*а*), идеализированного с ненулевым начальным значением (*б*) и реального (*в*) импульсов

Период повторения импульса T — отрезок времени между началом двух соседних однополярных импульсов (рис. 1.2,*а*). Величина, обратная периоду повторения, называется ***частотой повторения (следования)*** импульсов и обозначается f. Она определяет количество импульсов в течение одной секунды и измеряется в герцах (Гц).

Коэффициент заполнения γ — отношение длительности импульса к периоду повторения импульсов $\gamma = \dfrac{t_{\text{и}}}{T}$.

Коэффициент заполнения — величина безразмерная и меньше единицы. Величина, обратная коэффициенту заполнения, называется ***скважностью*** импульсов q: $q = \dfrac{1}{\gamma} = \dfrac{T}{t_{\text{и}}}$.

Длительность фронта импульса. Под фронтом понимают боковую сторону импульса. Различают передний и задний фронты, последний иногда называют спадом или срезом импульса. ***Длительность переднего фронта*** $t_ф$ определяет время нарастания импульса, а ***длительность заднего фронта*** $t_с$ — время спада импульса. Наиболее часто пользуются понятиями ***активной длительности переднего фронта*** $t_{ф.а}$, за которую принимают время нарастания импульса от $0{,}1U_m$ до $0{,}9U_m$, и ***заднего фронта*** $t_{с.а}$, за которую принимают время спада импульса от $0{,}9U_{кон}$ до $0{,}1U_{кон}$, где $U_{кон}$ — величина напряжения в момент начала заднего фронта (рис. 1.2,*в*).

Часто вместо времени нарастания или спада форму импульса характеризуют ***скоростью нарастания*** или ***спада***:

$$V_ф = \frac{U_m}{t_ф}, \quad V_с = \frac{U_{кон}}{t_с}.$$

Коэффициент спада вершины импульса

$$K_с = \frac{\Delta U}{U_m},$$

где $\Delta U = U_m - U_{кон}$ (рис. 1.2,*в*). Коэффициент $K_с$ — величина безразмерная.

Среднее значение однополярного импульсного колебания $U_{ср}$ ($I_{ср}$). При определении среднего значения импульсного колебания за период импульс напряжения или тока распределяют равномерно на весь период так, чтобы площадь прямоугольника $U_{ср}T$ равнялась площади импульса $U_m t_и$ (рис. 1.2,*а*). Следовательно,

$$U_{ср} = U_m \frac{t_и}{T} = \frac{U_m}{q},$$

т.е. среднее значение прямоугольного импульсного колебания в q раз меньше его амплитуды.

Мощность в импульсе $P_и$. Энергия W, выделенная в цепи при прохождении импульса, отнесенная к его длительности, определяет мощность в импульсе

$$P_и = \frac{W}{t_и}.$$

Средняя мощность $P_{ср}$. Энергия W, выделяемая в цепи за период следования импульсов T, отнесенная к величине периода, определяет среднюю мощность

$$P_{ср} = \frac{W}{T}.$$

Так как в течение паузы энергия не выделяется, то W — энергия, выделяемая за время прохождения импульса, поэтому

$$P_и t_и = P_{ср} T, \quad P_и = \frac{P_{ср} T}{t_и} = P_{ср} q \text{ и } P_{ср} = \frac{P_и}{q},$$

т.е. средняя мощность в q раз меньше мощности в импульсе.

Упражнения

1. Используя числовые значения параметров последовательности однополярных импульсов прямоугольной формы $t_и = 1$ мкс, $f = 2$ кГц, $P_и = 100$ кВт, определить период повторения импульсов T, скважность q, коэффициент заполнения γ, среднюю мощность за период $P_{ср}$.

Решение

Период повторения импульсов

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{2 \cdot 10^3} = 500 \text{ мкс}.$$

Скважность импульсов

$$q = \frac{T}{t_и} = \frac{500 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-6}} = 500.$$

Коэффициент заполнения

$$\gamma = \frac{1}{q} = \frac{1}{500} = 0,002.$$

Средняя мощность за период

$$P_{ср} = \frac{P_и}{q} = \frac{100 \cdot 10^3}{500} = 200 \text{ Вт}.$$

2. Заданы скважность импульсов $q = 10$ и амплитуда однополярного прямоугольного импульса $U_m = 50$ В. Определить среднее значение импульсного колебания.

Решение

$$U_{\text{ср}} = U_m \frac{t_{\text{и}}}{T} = \frac{U_m}{q} = \frac{50}{10} = 5 \text{ В}.$$

3. Используя числовые значения параметров последовательности однополярных импульсов прямоугольной формы $t_{\text{и}} = 100 \cdot 10^{-6}$ с, $U_m = 100$ В, $U_{\text{ср}} = 50$ В, определить период повторения и частоту следования импульсов.

Решение

Период повторения импульсов находим из соотношения $U_{\text{ср}} = U_m \frac{t_{\text{и}}}{T}$, тогда

$$T = \frac{U_m t_{\text{и}}}{U_{\text{ср}}} = \frac{100 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}{50} = 200 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Частота следования импульсов

$$f = \frac{1}{T} = \frac{U_{\text{ср}}}{U_m t_{\text{и}}} = \frac{1}{200 \cdot 10^{-6}} = \frac{50}{100 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = 5 \text{ кГц}.$$

2. ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ *RC*-ЦЕПЯМИ

2.1. Общие сведения о переходных процессах в линейных электрических цепях

Всякий режим, длительно существующий в цепи и характеризующийся неизменными значениями токов и напряжений, называется ***стационарным*** или ***установившимся режимом***.

Переход от одного установившегося состояния к другому называется ***переходным*** или ***нестационарным процессом*** и связан с изменением запаса энергии в цепи.

При изучении многих импульсных устройств приходится иметь дело с переходными процессами, описываемыми дифференциальными уравнениями первого порядка.

Подобными уравнениями, в частности, описываются переходные процессы в цепях, содержащих наряду с активными сопротивлениями и внешними источниками один реактивный элемент — ёмкость или индуктивность.

Для характеристики длительности переходных процессов в таких цепях вводится понятие «***постоянная времени цепи***»: $\tau = RC$ или $\tau = \dfrac{L}{R}$. Постоянная времени τ выражается в секундах, если сопротивление R выражено в омах, емкость C — в фарадах, индуктивность L — в генри.

Если в цепи первого порядка действуют лишь источники постоянного напряжения (тока), то можно записать выражение $U(t)$ для любого напряжения (тока) в переходном процессе в цепи, предварительно определив начальное $U(0)$ и установившееся $U(\infty)$ значения и постоянную времени цепи τ:

$$U(t) = U(\infty) + \left[U(0) - U(\infty)\right]e^{-1/\tau}. \qquad (2.1)$$

Определим интервал времени $\Delta t = t'' - t'$, в течение которого экспоненциально изменяющаяся функция $U(t)$ (напряжение, ток) возрастает (или убывает) от уровня $U(t')$ до уровня $U(t'')$ (рис. 2.1).

Согласно выражению (2.1) $U(t') = U(\infty) - \left[U(\infty) - U(0)\right]e^{-t'/\tau}$, откуда $t' = \tau \ln \dfrac{U(\infty) - U(0)}{U(\infty) - U(t')}$, соответственно $t'' = \tau \ln \dfrac{U(\infty) - U(0)}{U(\infty) - U(t'')}$.

Следовательно,

$$\Delta t = t'' - t' = \tau \ln \frac{U(\infty) - U(t')}{U(\infty) - U(t'')}. \qquad (2.2)$$

Формулой (2.2) будем широко пользоваться при определении длительностей импульсов, фронтов и различных временных интервалов.

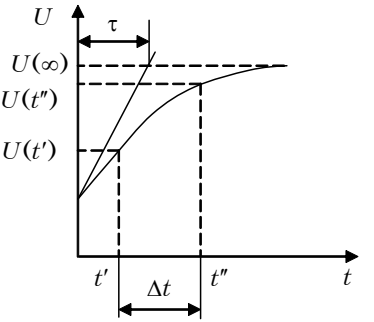


Рис. 2.1. Экспоненциально изменяющаяся функция $U(t)$

2.2. Переходные процессы в *RC*-цепях

На рис. 2.2 *RC*-цепь с помощью переключателя *S* (в положении 1) подключена к источнику постоянного напряжения *U*, и в цепи происходит заряд конденсатора. Примем внутренние сопротивления переключателя и источника постоянного напряжения равными нулю.

В любой момент времени для цепи справедливо соотношение $U = U_C + U_R$.

Конденсатор как резервуар энергии не может зарядиться мгновенно, и поэтому в момент $t = 0$ напряжение на конденсаторе $U_C = 0$ и все напряжение источника падает на резисторе, следовательно, $U = U_R$. Ток заряда $i_{\text{зар}} = U/R$ будет наибольшим.

На рис. 2.3 показано изменение напряжений U_C и U_R в процессе заряда конденсатора.

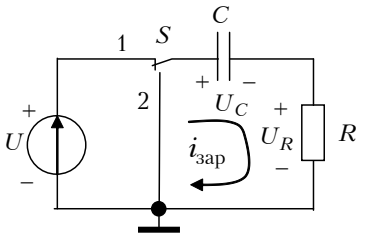


Рис. 2.2. Схема, поясняющая заряд конденсатора

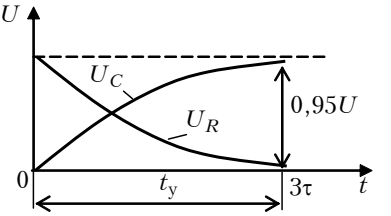


Рис. 2.3. График, поясняющий процесс заряда конденсатора

Закономерности изменения тока $i_{зар}$, напряжений U_C и U_R представляются экспоненциальными зависимостями

$$i_{зар} = \frac{U}{R} e^{-t/(RC)}; \quad U_R = i_{зар} R = U e^{-t/(RC)};$$

$$U_C = U - U_R = U\left[1 - e^{-t/(RC)}\right].$$

На практике принято считать процесс установившимся, когда $U_C = 0{,}95U$ и $U_R = 0{,}05U$. При этом **время установления** $t_у = 3\tau$, и это время считается длительностью переходного процесса.

Полагаем, что конденсатор заряжен до напряжения $U_C = U$ и переключатель S (в положении 2) замыкает через перемычку конденсатор на активное сопротивление R (рис. 2.4); в этом случае начинается новый переходный процесс — разряд конденсатора.

В момент $t = 0$ (рис. 2.5), принятый за начало отсчета, напряжение на активном сопротивлении U_R возрастает скачком от нуля до отрицательного значения $U_R = -U$. Наибольшее значение $i_р = -U/R$. При дальнейшем разряде конденсатора напряжения на активном сопротивлении и конденсаторе одновременно уменьшаются по экспоненциальному закону

$$U_C = U e^{-t/\tau}; \qquad U_R = -U e^{-t/\tau}.$$

Процесс разряда, как и процесс заряда, конденсатора практически завершается через $t = 3\tau$, когда $U_R = -0{,}05U$ и $U_C = 0{,}05U$.

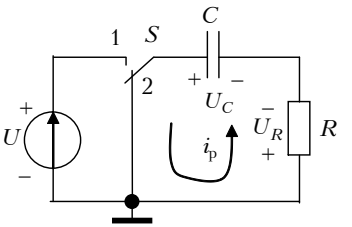


Рис. 2.4. Схема, поясняющая разряд конденсатора

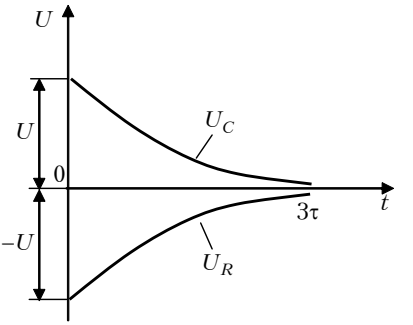


Рис. 2.5. График, поясняющий процесс разряда конденсатора

2.3. Дифференцирующая (укорачивающая) *RC*-цепь

В *RC*-цепи (см. рис. 2.2) при малой постоянной времени цепи $\tau << t_и$ на резисторе получаются два импульса остроконечной формы и чередующейся полярности, начало которых совпадает во времени с перепадом входного напряжения; амплитуда выходных сигналов равна перепаду входного напряжения U, а их длительность фактически $t_{и.вых} = 3RC$. Таким образом, *RC*-цепь выполняет задачу «укорочения» импульсов.

Такую цепь часто называют **дифференцирующей**, так как после переходных процессов, когда воздействующее напряжение продолжает оставаться постоянным, напряжение на выходе равно нулю.

На рис. 2.6 и 2.7 представлена все та же *RC*-цепь и ее реакция на прохождение одиночных прямоугольных импульсов.

В случае, когда $t_и >> \tau$, на выходе образуется остроконечный импульс, длительность которого определяется постоянной времени цепи.

Изменение выходного напряжения определяется выражением

$$U_{вых}(t) = U_m e^{-t/\tau}.$$

Обычно длительность задают на некотором уровне $U_и$ (рис. 2.7) и, следовательно,

$$U_и = U_m e^{-\frac{t_{и.\ вых}}{\tau}}; \qquad t_{и.\ вых} = \tau \ln \frac{U_m}{U_и}.$$

При $U_и = 0,5U_m$ $t_{и.вых} = \tau \ln 2 = 0,7\tau$, при $U_и = 0,05U_m$ $t_{и.вых} = \ = \tau \ln 20 = 3\tau$.

Используя выражение (2.1), получаем те же результаты, так как согласно физике процессов в RC-цепи $U(\infty) = 0$, $U(0) = U_m$, $U(t) = U_и$.

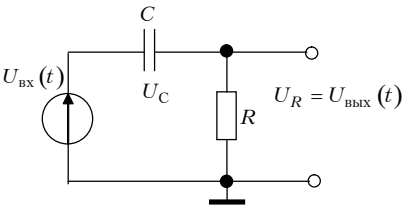


Рис. 2.6. Схема дифференцирующей RC-цепи

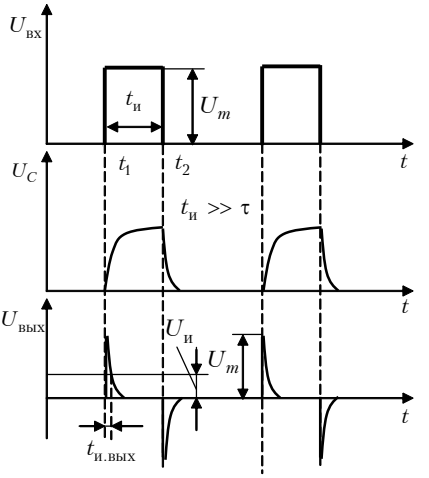


Рис. 2.7. Изменение напряжения на элементах дифференцирующей RC-цепи

Влияние выходного сопротивления генератора на работу дифференцирующей *RC*-цепи. Примем выходное сопротивление генератора импульсов равным R_i, длительность фронта входного импульса $t_ф = 0$, паразитную емкость нагрузки $C_н$ исчезающе малой.

Схема RC-цепи, соответствующая этим допущениям, показана на рис. 2.8. Изменение формы выходного импульса по сравнению с идеализированным случаем $(R_i = 0)$ показано на рис. 2.9.

При $t = 0$ ЭДС генератора равна U_m и можно записать:

$$U_C(0) = 0 = U_{C0}; \quad U_m = U_{Ri} + U_{C0} + U_{вых} = U_{Ri} + U_R;$$

$$U_{вых}(0) = U_m \frac{R}{R + R_i}; \quad t_{и.вых} \approx 3C(R + R_i).$$

Выводы: а) амплитуда выходного импульса уменьшилась в $1 + R/R_i$ раз; б) длительность выходного импульса увеличилась в $1 + R/R_i$ раз.

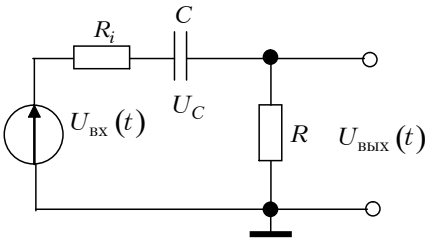


Рис. 2.8. Схема дифференцирующей цепи с сопротивлением источника входного напряжения

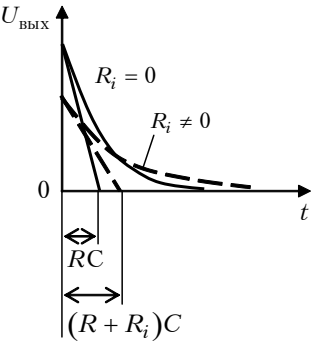


Рис. 2.9. Влияние R_i на форму выходного напряжения

Влияние паразитной емкости нагрузки. Положим $R_i = 0$ и $C_н \neq 0$, тогда схема цепи приобретает вид, показанный на рис. 2.10. При $t = 0$ ЭДС генератора равна U_m. Схему (рис. 2.10) можно легко привести к известной нам схеме (рис. 2.11) с эквивалентным источником $e_{экв} = U_m \dfrac{C}{C + C_н}$ и $C_{экв} = C + C_н$.

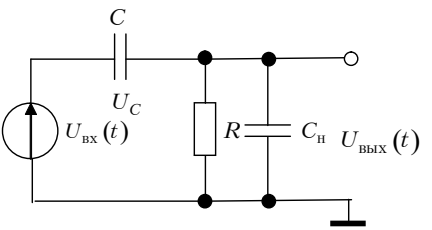


Рис. 2.10. Схема дифференцирующей цепи с емкостью нагрузки

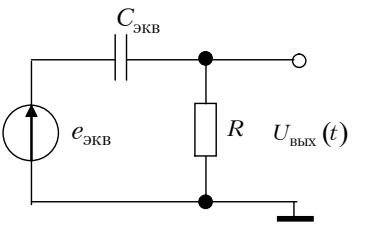


Рис. 2.11. Эквивалентная схема

Постоянная времени цепи $\tau = RC_{экв}$, а длительность выходных импульсов, измеренных на уровне $0{,}05e_{экв}$, $t_{и.вых} \approx 3R(C + C_н)$; $U_{вых}(0) = U_m \dfrac{C}{C + C_н}$.

Выводы: а) амплитуда выходного импульса уменьшилась в $1 + C_н/C$ раз; б) длительность выходного импульса увеличилась в $1 + C_н/C$ раз.

2.4. Разделительная *RC*-цепь

Если в *RC*-цепи выполняется условие $\tau >> t_и$, то она называется **разделительной** (рис. 2.12).

Прохождение одиночного прямоугольного импульса через разделительную *RC*-цепь. На рис. 2.13 представлена реакция разделительной *RC*-цепи на прохождение одиночных прямоугольных импульсов.

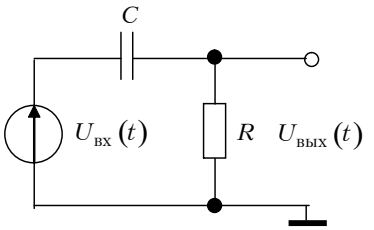


Рис. 2.12. Схема разделительной *RC*-цепи

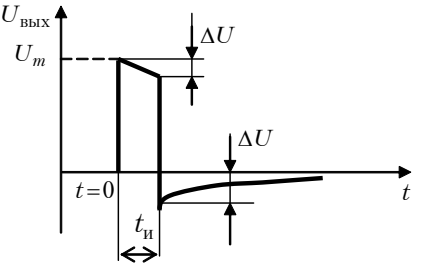


Рис. 2.13. Форма импульса напряжения на выходе разделительной *RC*-цепи

Полагаем, что $U_{вх}(t) = U_m$ при $0 \le t \le t_и$, $U_{вх}(t) = 0$ при $t < 0$, $U_{вх}(t) = 0$ при $t > t_и$. Тогда импульс имеет амплитуду U_m, длительность $t_и$ и идеально крутые фронт и срез.

При $t = 0$ выходное напряжение равно входному, а затем убывает по закону $U_{вых}(t) = U_m e^{-t/\tau}$, в момент окончания импульса $U_{вых}(t_и) = U_m e^{-t_и/\tau}$, а напряжение на обкладках конденсатора изменится.

Значение спада вершины импульса к моменту окончания импульса легко определяется:

$$\Delta U = U_{вых}(0) - U_{вых}(t_и) = U_m - U_m e^{-t_и/\tau} = U_m \left(1 - e^{-t_и/\tau}\right).$$

Так как $\tau >> t_и$, то экспоненциальный член можно разложить:

$$e^{-t_и/\tau} = 1 - \frac{t_и}{\tau} + \cdots$$

Тогда

$$\Delta U = U_m \frac{t_и}{\tau}.$$

Относительное значение спада вершины

$$K_{\text{с}} = \frac{\Delta U}{U_m} = \frac{t_{\text{и}}}{\tau}.$$

Вывод: чем больше постоянная времени цепи, тем меньше заряжается конденсатор за время действия одиночного импульса и тем меньше спад вершины импульса. Так, для обеспечения относительного спада импульса $K_{\text{с}} \approx 1\,\%$ нужно выбрать постоянную времени разделительной цепи τ в 100 раз больше длительности импульса $t_{\text{и}}$.

Разделительные цепи не должны пропускать постоянную составляющую входного напряжения, которая имеется в любой однополярной импульсной последовательности, тогда как переменная составляющая должна передаваться без заметных искажений (то есть $K_{\text{с}} \to 0$).

Прохождение последовательности прямоугольных импульсов через разделительную *RC*-цепь. Рассмотрим некоторые особенности передачи последовательности прямоугольных импульсов через такие цепи (рис. 2.14).

Полагаем, что к моменту прихода первого импульса напряжение на конденсаторе равно нулю: $U(0) = 0$ (нулевые начальные условия). Физические процессы, которые происходят с приходом первого импульса (одиночного), были рассмотрены ранее (см. рис. 2.13).

По истечении первой паузы $t_{\text{п}} = T - t_{\text{и}}$ на вход поступает точно такой же второй импульс. Начальные условия для него будут не нулевыми, так как $U_C(T) \neq 0$, и за время действия второго импульса напряжение на конденсаторе возрастет до большей величины, нежели это было при первом импульсе. Процесс установления режима работы *RC*-цепи будет завершен, когда приращение заряда на обкладках конденсатора за время импульса станет равным уменьшению его за время паузы. При этом напряжение на конденсаторе будет изменяться относительно среднего значения $U_{\text{ср}}$ (рис. 2.14).

Последовательность выходных импульсов стала биполярной:

$$U_m^- = U_{\text{ср}} = U_m \frac{t_{\text{и}}}{T}, \quad U_m^+ = U_m - U_{\text{ср}} = U_m \left(1 - \frac{t_{\text{и}}}{T}\right).$$

За период следования импульсов площадь прямоугольника под осью абсцисс равна площади прямоугольника над осью: $U_m^+ t_{\text{и}} = U_m^-(T - t_{\text{и}})$ (рис. 2.14). Напряжение на конденсаторе в разделительной цепи равно постоянной составляющей.

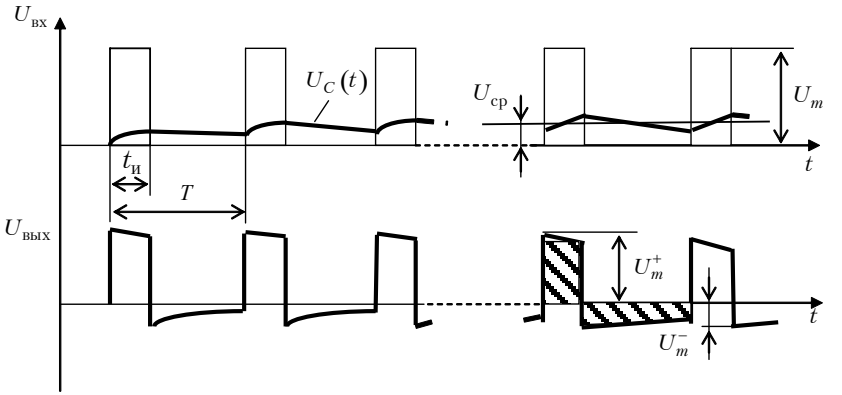


Рис. 2.14. Прохождение последовательности импульсов через разделительную *RC*-цепь

2.5. Интегрирующая *RC*-цепь

Простейшая ***интегрирующая цепь*** приведена на рис. 2.15.

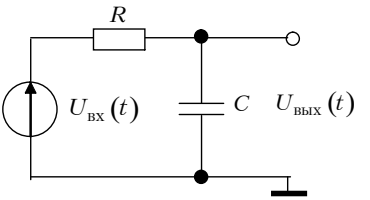


Рис. 2.15. Схема интегрирующей *RC*-цепи

При использовании в качестве входного сигнала напряжения $U_{вх}(t)$ ток, заряжающий конденсатор C, протекает через резистор R, которым может служить выходное сопротивление генератора напряжения. На рис. 2.15 показана последовательная *RC*-цепь, в которой напряжение снимается с конденсатора и пропорционально интегралу от входного напряжения.

Резистор R делает цепь не чисто интегрирующей, а квазиинтегрирующей:

$$i_C(t) = i_R(t) = \frac{U_{вх}(t) - U_{вых}(t)}{R},$$

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{RC}\int_0^t \left[U_{\text{вх}}(t) - U_{\text{вых}}(t)\right]dt.$$

Напряжение на выходе пропорционально интегралу разности $U_{\text{вх}}(t) - U_{\text{вых}}(t)$ лишь в случае

$$U_{\text{вых}}(t) << U_{\text{вх}}(t),$$

когда постоянная времени цепи много больше периода следования и длительности сигнала. При этом результат точного интегрирования

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{\tau}\int_0^t U_{\text{вх}}(t)dt.$$

При $U_{\text{вх}} = \text{const}$ $U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вх}}\dfrac{t}{\tau}$.

Погрешность интегрирования

$$\Delta U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{\tau}\int_0^t U_{\text{вх}}(t)dt.$$

Рассмотрим прохождение одиночного прямоугольного импульса через интегрирующую RC-цепь. Пусть он имеет идеальные фронты, его максимальное значение равно U_m, а выходное напряжение в момент времени $t = 0$ нулевое.

$$\left.\begin{aligned} U_{\text{вых}}(t) &= 0 \quad \text{при} \quad t < 0; \\ U_{\text{вых}}(t) &= U_m\left(1 - e^{-t/\tau}\right) \quad \text{при} \quad 0 \le t \le t_{\text{и}}; \\ U_{\text{вых}}(t) &= U_m\left(1 - e^{-t_{\text{и}}/\tau}\right)e^{-(t-t_{\text{и}})/\tau} \quad \text{при} \quad t > t_{\text{и}}. \end{aligned}\right\} \qquad (2.3)$$

Изменение выходного напряжения в соответствии с выражениями (2.3) показано на рис. 2.16.

При интегрировании $\tau >> t_{\text{и}}$. Последнее позволяет разложить экспоненциальный член в ряд Маклорена:

$$e^{-t_{\text{и}}/\tau} = 1 - \frac{t_{\text{и}}}{\tau} + \frac{t_{\text{и}}^2}{2\tau^2} - \ldots$$

Выходное напряжение принимает вид

$$U_{\text{вых}}(t_{\text{и}}) = U_m\left(1 - 1 + \frac{t_{\text{и}}}{\tau} - \frac{t_{\text{и}}^2}{2\tau^2} + \ldots\right) = U_m\left(\frac{t_{\text{и}}}{\tau} - \frac{t_{\text{и}}^2}{2\tau^2}\right),$$

при этом результат точного интегрирования

$$U_{\text{вых.точ}}(t_{\text{и}}) = \frac{U_m t_{\text{и}}}{\tau}.$$

Абсолютная погрешность интегрирования (см. рис. 2.16)

$$\Delta U(t_{\text{и}}) = \Delta U_{\text{вых}}(t_{\text{и}}) = \frac{U_m t_{\text{и}}}{\tau}\frac{t_{\text{и}}}{2\tau}.$$

Относительная величина погрешности интегрирования

$$\delta = \frac{\Delta U_{\text{вых}}(t_{\text{и}})}{U_{\text{вых.точ}}(t_{\text{и}})} = \frac{t_{\text{и}}}{2\tau}.$$

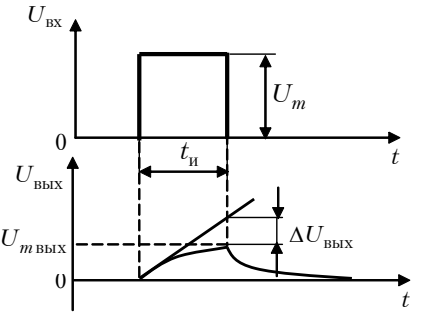


Рис. 2.16. Изменение напряжения в интегрирующей RC-цепи

При интегрировании импульсов различной формы можно оценить амплитуду выходного сигнала по результату точного интегрирования с приемлемой для практики точностью.

Длительность же импульса на выходе интегрирующей цепи на уровне 5% от максимального выходного напряжения составляет $t = t_{\text{и}} + 3RC$, т.е. цепь проявляет удлиняющие свойства.

Влияние сопротивления нагрузки. Применяя теорему об эквивалентном генераторе, схему рис. 2.17,*а* можно привести к виду рис. 2.17,*б*.

Для $0 \le t \le t_{\text{и}}$ $\quad U_{\text{вх}}(t) = U_m, \quad R_{\text{э}} = \dfrac{R_{\text{н}}R}{R + R_{\text{н}}}, \quad U_{\text{э}} = \dfrac{U_m R_{\text{н}}}{R + R_{\text{н}}},$

$\tau_{\text{э}} = R_{\text{э}}C$, откуда $R_{\text{э}} < R$, $U_{\text{э}} < U_m$ и, как следствие, возрастает относительная погрешность интегрирования и уменьшается величина выходного напряжения (результат точного интегрирования).

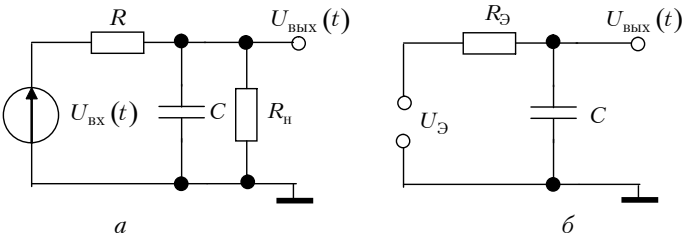


Рис. 2.17. Интегрирующая цепь с нагрузочным сопротивлением: *а* — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема

Упражнения

В практических расчетах удобно пользоваться следующими соотношениями:

а) $\tau[\text{с}] = R[\text{Ом}] \cdot C[\text{Ф}]$;

б) $\tau[\text{мкс}] = R[\text{МОм}] \cdot C[\text{пФ}]$;

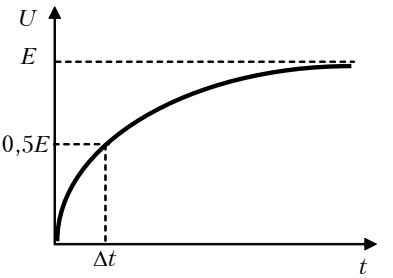
в) $\tau[\text{мс}] = R[\text{кОм}] \cdot C[\text{мкФ}]$.

1. Определить постоянную времени *RC*-цепи, приняв $R = 10$ кОм, $C = 0{,}1$ мкФ.

Решение

$$\tau = RC = 10 \cdot 0{,}1 = 1 \text{ мс}.$$

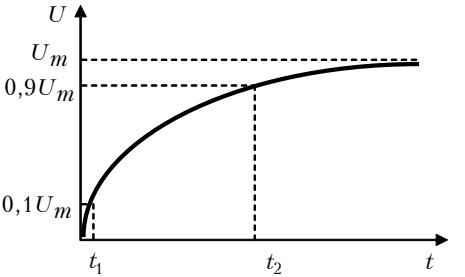
2. Экспоненциально изменяющаяся функция $U(t)$ возрастает от нулевого уровня до уровня E. Определить в общем виде временной интервал Δt.



Решение

$$\Delta t = \tau \ln \frac{E - U(0)}{E - 0{,}5E} = \tau \ln \frac{E}{0{,}5E} = \tau \ln 2 = 0{,}7\tau.$$

3. Экспоненциально изменяющаяся функция $U(t)$ возрастает от нулевого уровня до $U_m = 10$ В. Определить в общем виде длительность временного интервала $\Delta t = t_2 - t_1$.

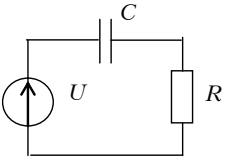


Решение

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \tau \ln \frac{U(\infty) - U(t_1)}{U(\infty) - U(t_2)} = \tau \ln \frac{U_m - 0{,}1U_m}{U_m - 0{,}9U_m} =$$

$$= \tau \ln \frac{0{,}9U_m}{0{,}1U_m} = \tau \ln 9 = 2{,}2\tau.$$

4. До какого напряжения зарядится конденсатор в RC-цепи за время $t = \tau$, если цепь подключить к источнику постоянного напряжения $U = 1$ В с $R_i = 0$?



Решение

$$U_C(t) = U\left(1 - e^{-t/\tau}\right) = U\left(1 - e^{-1}\right) = U\left(1 - \frac{1}{e}\right) \approx 0{,}63U = 0{,}63 \text{ В}.$$

5. Для идеальной дифференцирующей RC-цепи найти в общем виде момент времени, когда $U_C = U_R$, для последовательности однополярных импульсов прямоугольной формы.

Решение

$$U\left[1 - e^{-t/(RC)}\right] = Ue^{-t/(RC)}; \quad 1 = 2e^{-t/RC}; \quad t = RC\ln 2 = 0{,}7RC.$$

6. Та же цепь и импульсная последовательность. Найти величину напряжения на конденсаторе в момент времени $t = 60$ мкс по следующим данным: $U_m = 10$ В, $t_и >> 60$ мкс, $\tau = 20$ мкс.

Решение

$$U_C = U_m\left(1 - e^{-t/\tau}\right) = 10\left(1 - e^{-60/20}\right) = 9{,}498 \text{ В}.$$

7. Определить длительность импульса на выходе дифференцирующей RC-цепи на уровне $0{,}5U_m$ по следующим данным: $C = 0{,}1$ мкФ, $R = 10$ кОм, $R_i = 5$ кОм.

Решение

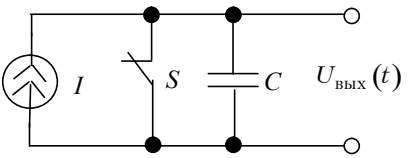
$$t_и\big|_{0,5U_m} = 0{,}7C(R + R_i) = 0{,}7 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 = 1{,}05 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

8. На входе разделительной цепи действует последовательность однополярных прямоугольных импульсов с параметрами: $U_m = 10$ В, $t_и = 100 \cdot 10^{-6}$ с, $T = 5000 \cdot 10^{-6}$ с. Оценить амплитуду напряжения на выходе цепи, полагая, что последовательность выходных импульсов стала биполярной.

Решение

$$U_m^+ = U_m\left(1 - \frac{t_и}{T}\right) = 9{,}8 \text{ В}.$$

9. Для приведенной схемы рассчитать время, за которое выходное напряжение достигнет $U_{вых} = 10$ В, если $I = \text{const} = 1$ мкА.



Решение

$$U_{\text{вых}} = U_C = \frac{1}{C}\int I dt = \frac{I}{C}t,$$

$$t = \frac{U_{\text{вых}}C}{I} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{10^{-6}} = 10 \text{ с}.$$

10. Предлагается идеальная интегрирующая RC-цепь. Рассчитать величину длительности импульса на выходе цепи на уровне $0{,}05U_{\text{вых}}$, если на входе действует последовательность однополярных прямоугольных импульсов. Исходные данные: $U_{\text{вх}}(0) = 10$ В, $t_{\text{и.вх}} = 100$ мкс, $R = 1$ кОм, $C = 2$ мкФ.

Решение

$$t_{\text{и.вых}} = t_{\text{и.вх}} + 3\tau = 100 \cdot 10^{-6} + 3 \cdot 1 \cdot 10^{3} \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 6100 \text{ мкс}.$$

3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ

3.1. Основные понятия

Под ***ключом*** понимается элемент, который под воздействием управляющих сигналов осуществляет различные коммутации: включение и выключение пассивных и активных элементов, источников питания и т.д.

В ключевых устройствах используются как биполярные транзисторы с плоскостными переходами типов *n-p-n* и *p-n-p*, так и униполярные транзисторы — преимущественно МДП- или МОП-транзисторы.

В импульсных и цифровых устройствах находят применение все основные схемы включения биполярных транзисторов: с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ), общим коллектором (ОК). Эти схемы включения для транзисторов разных типов проводимости (*n-p-n* и *p-n-p*) с обозначенными токами и напряжениями приведены на рис. 3.1.

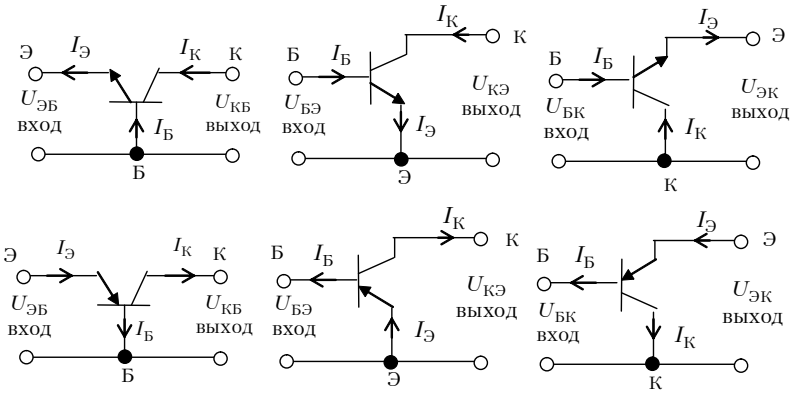


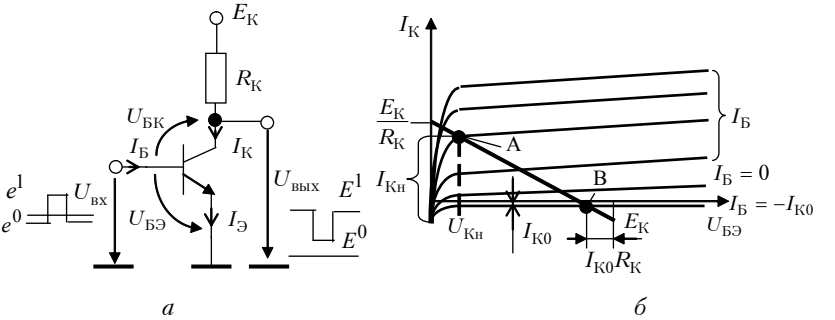
Рис. 3.1. Основные схемы включения биполярных транзисторов

Наибольшее распространение получила схема с общим эмиттером.

3.2. Ключевой режим работы биполярного транзистора

Простейший вариант схемы каскада с общим эмиттером показан на рис. 3.2.

Существуют три основных режима работы биполярного транзистора: активный (усилительный), насыщения и отсечки. Ключевой режим характеризуется состояниями отсечки (точка B) и насыщения (точка A). Эти состояния обеспечиваются уровнями входного сигнала e^0 и e^1, которым соответствуют выходные уровни напряжения $E^1 \approx +E_К$ и $E^0 \approx U_{Кн}$, где $U_{Кн}$ — напряжение на коллекторе насыщенного транзистора.



а *б*

Рис. 3.2. Транзисторный ключ (*а*) и его выходная характеристика (*б*)

Статические режимы

Транзистор закрыт. На входе ключа действует низкий уровень напряжения e^0. Этот случай имеет место, если для транзистора типа *n-p-n* $U_{БЭ} \le 0$, $U_{БК} \le 0$ (для транзистора типа *p-n-p* эти условия запишутся в виде $U_{БЭ} \ge 0$, $U_{БК} \ge 0$). В интегральных схемах запирающий уровень — e^0, и имеет место только «условное» запирание транзистора ($U_{БЭ\ зап} = e^0 < U_{пор}$), однако уровень e^0 меньше порогового уровня $U_{пор} = 0,6$ В и коллекторный ток составляет лишь единицы процентов от тока открытого транзистора (при $0 < U_{вх} < U_{пор}$). Напряжение на коллекторе запертого транзистора

$$U_{К\ зап} = E_К - I_{К0}R_К \approx E_К.$$

Выходное сопротивление разомкнутого ключа (транзистор в режиме отсечки) $R_{вых}$ определяется параллельным соединением

сопротивления транзистора постоянному току $E_К/I_{К0}$ (сотни килоом) и сопротивления $R_К$. Так как $E_К >> I_{К0}R_К$, то $R_{вых} \approx R_К$.

Транзистор открыт. На входе ключа действует высокий уровень e^1. Возможны две области работы открытого транзистора — активная область и область насыщения. Напомним, что в активной области коллекторный ток приблизительно линейно зависит от тока базы. В области насыщения оба перехода транзистора смещены в прямом направлении, т.е. $U_{БЭ} > 0$, $U_{БК} > 0$ (для транзисторов типа *p-n-p* $U_{БЭ} < 0$, $U_{БК} < 0$).

В области насыщения рост тока базы не приводит к изменению коллекторного тока и $I_К < \beta I_Б$.

В кремниевых транзисторах напряжение на смещенном в прямом направлении *p-n*-переходе равно $U_{вх} = U_{нас}$ и составляет примерно 0,8 В; у германиевых — напряжение на открытом транзисторе около 0,2–0,4 В.

В режиме насыщения транзистора отпирающее напряжение $U_{вх}$ должно быть таким, чтобы базовый ток $I_Б$ был больше ***тока базы на границе насыщения*** $I_{Бн}$. Глубина насыщения характеризуется ***коэффициентом насыщения***

$$S = \frac{I_Б}{I_{Бн}} > 1.$$

Величину базового тока, необходимого для получения режима насыщения транзистора, легко определить, задавшись соотношениями:

$$I_{Кн} \approx \frac{E_К}{R_К} \text{ (принимая } E_К >> U_{Кн}\text{)}, \; I_{Кн} \approx \beta I_{Бн}.$$

Отсюда

$$I_Б = SI_{Бн} = \frac{SE_К}{\beta R_К}.$$

В зависимости от интенсивности ожидаемых импульсов помех и разброса параметров транзисторов величину S выбирают от 1,2 до 2.

Сопротивление насыщенного транзистора $r_{КЭн} = U_{Кн}/I_{Кн}$ мало по сравнению с $R_К$, поэтому $R_{вых} \approx r_{КЭн}$.

Перепад напряжения на коллекторе транзистора при переключении транзистора

$$U_{Кm} = E_К - I_{К0}R_К - U_{Кн} \approx E_К.$$

Динамические режимы

Рассмотрим переходные процессы переключения — процессы включения и выключения.

Включение. В исходном состоянии транзистор закрыт. На вход транзистора в момент времени t_1 подается отпирающий перепад тока $I_Б^1 = \text{const}$ (рис. 3.3).

Задержка включения. Прямое смещение эмиттерного перехода не может возникнуть мгновенно; задержка отпирания транзистора после подачи отпирающего тока обусловлена изменением заряда входной емкости $C_{вх}$. В исходном состоянии напряжение на $C_{вх}$ равно $U_{БЭ\,зап}$. Под действием входного тока это напряжение возрастает до нуля и затем достигает установившегося значения.

Будем считать, что перезаряд емкости происходит постоянным током $I_Б^1$ тогда напряжение $U_{БЭ}$ на входе возрастает по линейному закону.

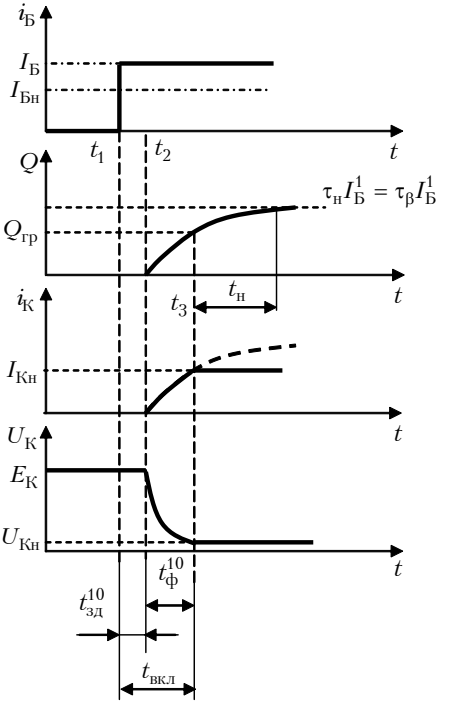


Рис. 3.3. Переходные процессы в транзисторном ключе при включении

Время задержки включения определяется выражением

$$t_{зд}^{10} = C_{вх} \frac{|U_{БЭзап}| + U_{пор}}{I_Б^1},$$

где $U_{пор}$ — пороговое напряжение ($U_{пор} \approx 0{,}6$ В).

Фронт включения. С момента $t = t_2$, т.е. с момента отпирания эмиттерного перехода транзистора, в его базу поступает положительный ток $I_Б^1$.

Пусть $I_Б^1 = SI_{Бн}$, $S > 1$, $I_{Бн} = \frac{I_{Кн}}{\beta}$, $I_{Кн} \approx \frac{E_К}{R_К}$.

Для расчета переходных процессов в схемах на биполярных транзисторах широко применяют метод заряда. Расчет переходных процессов по этому методу заключается в определении закона изменения во времени заряда неосновных носителей тока в базе транзистора и установлении связи этого заряда с токами транзистора. Основные уравнения метода заряда таковы:

$$\frac{dQ}{dt} = I_Б - \frac{Q}{\tau_\beta}; \quad Q = \tau_\beta I_Б,$$

где Q — заряд неосновных носителей в базе; τ_β — постоянная времени, характеризующая время жизни неосновных носителей в базе; $I_Б$ — ток базы.

Заряд в базе и коллекторный ток будут возрастать. В момент времени t_3, когда заряд достигает граничного уровня $Q_{гр}$, а ток коллектора — уровня $I_{Кн}$, транзистор оказывается на границе насыщения. Так как процессы протекают по экспоненциальному закону, непосредственно по формуле (2.2) можно определить ***длительность фронта включения***

$$t_ф^{10} = \tau_\beta \ln \frac{Q(\infty) - Q(t_2)}{Q(\infty) - Q(t_3)}.$$

Так как $Q(\infty) = \tau_\beta I_Б^1$, $Q(t_2) = 0$, $Q(t_3) = Q_{гр} = \tau_\beta I_{Бн}$, то

$$t_ф^{10} = \tau_\beta \ln\left(1 + \frac{I_{Бн}}{I_Б^1 - I_{Бн}}\right).$$

За время $t_ф^{10}$ напряжение $U_К$ достигнет уровня $U_{Кн} \approx 0$.

На практике часто открывающий перепад тока $I_Б^1$ оказывается примерно равным $I_{Кн}$, и, следовательно, при этом

$$t_ф^{10} \approx \tau_\alpha = \frac{1}{2\pi f_\alpha},$$

где τ_α — постоянная времени, характеризующая время пролета носителей через базу; f_α — граничная частота транзистора для схемы с общей базой.

Необходимо подчеркнуть, что здесь не учтено время перезаряда паразитных емкостей, шунтирующих коллекторную цепь транзистора $C_{\text{вых}}$. При использовании высокочастотных транзисторов именно время перезаряда $C_{\text{вых}}$ является определяющим.

При запертом транзисторе на емкости $C_{\text{вых}}$ напряжение равно $E_{\text{К}}$; после отпирания транзистора емкость $C_{\text{вых}}$ разряжается через транзистор примерно постоянным током $I_{\text{К}} = \beta I_{\text{Б}}^1$, и время разряда приблизительно определяется как

$$t_{\text{ф}}^{10} \approx C_{\text{вых}} \frac{E_{\text{К}}}{I_{\text{К}}}.$$

Общая длительность включения

$$t_{\text{вкл}} = t_{\text{зд}}^{10} + t_{\text{ф}}^{10}.$$

Длительность накопления заряда. По истечении времени $t_{\text{вкл}}$ транзистор входит в режим насыщения, токи транзистора практически не меняются, а заряд в базе продолжает нарастать до уровня $\tau_{\text{н}} I_{\text{Б}}^1$ с постоянной времени накопления $\tau_{\text{н}}$.

За время $t_{\text{н}} = (2 \div 3)\tau_{\text{н}}$ завершается процесс накопления зарядов, и транзистор переходит в стационарный режим.

Выключение. В момент времени t_1 (рис. 3.4) на вход насыщенного транзистора подается запирающий перепад тока; ток базы скачком изменяется от уровня $I_{\text{Б}}^1$ до $I_{\text{Б}}^0$. Происходит рассасывание заряда. Очевидно, что пока заряд в базе $Q > Q_{\text{гр}}$, коллекторный ток не меняется. Длительность рассасывания $t_{\text{р}}$ определяется временем, в течение которого заряд Q уменьшается до граничного: $Q_{\text{гр}} \approx \tau_\beta I_{\text{Бн}}$. Согласно (2.2) ***время задержки выключения***

$$t_{\text{зд}}^{01} = t_{\text{р}} \approx \tau_\beta \ln \frac{\left|I_{\text{Б}}^0\right| + I_{\text{Б}}^1}{\left|I_{\text{Б}}^0\right| + I_{\text{Бн}}}.$$

При сильном запирающем сигнале, когда $\left|I_{\text{Б}}^0\right| >> I_{\text{Б}}^1 >> I_{\text{Бн}}$, можно получить приближенное выражение

$$t_{\text{зд}}^{01} \approx \tau_\beta \frac{I_{\text{Б}}^1}{I_{\text{Б}}^0}.$$

Фронт выключения. В момент завершения рассасывания избыточного заряда режим работы транзистора соответствует грани-

це активной области. С этого момента начинается спад коллекторного тока по экспоненциальному закону с постоянной времени τ_β от начального значения $I_{Кн}$.

Согласно (2.2) ***длительность фронта выключения*** определяется как

$$t_ф^{01} = \tau_\beta \ln\left(1 + \frac{I_{Бн}}{\left|I_Б^0\right|}\right).$$

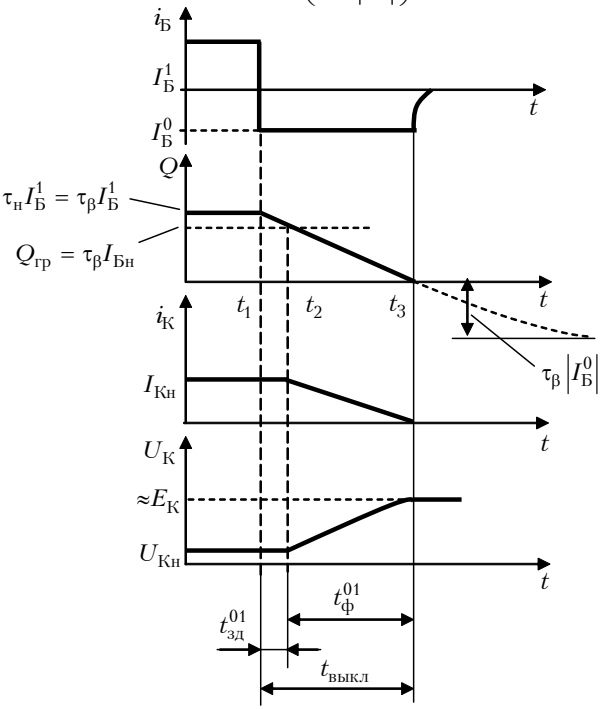


Рис. 3.4. Переходные процессы в транзисторном ключе при выключении

Одновременно со спадом коллекторного тока растет коллекторное напряжение: $U_К = E_К - i_К R_К$.

В случае запирания транзистора «сильным» сигналом, т.е. при $\left|I_Б^0\right| >> I_Б^1$, получаем

$$t_ф^{01} \approx \tau_\beta \frac{I_{Бн}}{\left|I_Б^0\right|}.$$

Общая длительность выключения $t_{\text{выкл}} = t_{\text{зд}}^{01} + t_{\text{ф}}^{01}$, и при «сильном» запирающем сигнале $t_{\text{выкл}} \approx \tau_{\beta} \frac{I_{\text{Б}}^{1}}{\left|I_{\text{Б}}^{0}\right|}$. При использовании высокочастотных транзисторов длительность спада импульса $t_{\text{ф}}^{01}$ определяется в основном зарядом выходной емкости $C_{\text{вых}}$:

$$t_{\text{ф}}^{01} \approx 3R_{\text{вых}}C_{\text{вых}}.$$

3.3. Разновидности ключевых схем на транзисторах

Рассмотренная простейшая схема транзисторного ключа имеет целый ряд недостатков. К ним можно отнести следующие: а) использование биполярного сигнала для управления, что затрудняет сопряжение однотипных ключей, так как выходной сигнал однополярный; б) увеличение времени рассасывания при сокращении времени включения за счет более глубокого насыщения транзистора во включенном состоянии; в) низкое быстродействие, вызванное значительным временем рассасывания; г) зависимость длительности фронта и среза выходных импульсов от степени насыщения транзистора, т.е. при прочих равных условиях от коэффициента усиления транзистора по току β. Так как значения β у транзисторов имеют существенный разброс, то значения $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ будут меняться. Для устранения указанных недостатков применяют усовершенствованные схемы транзисторных ключей. Рассмотрим кратко некоторые из них.

Ключевой каскад с ускоряющим конденсатором в базовой цепи транзистора

Уже отмечалось, что в простейшем ключе увеличение базового тока, насыщающего транзистор, приводит к уменьшению времени включения каскада, но одновременно вызывает увеличение времени рассасывания. Последний недостаток можно ослабить, сделав базовый ток не постоянным в течение действия отпирающей полуволны входного сигнала, а изменяющимся (рис. 3.5).

Под действием положительной полуволны напряжения транзистор заперт. В его базовой цепи протекает ток $I_{\text{К}0}$. Когда действу-

ет отрицательная полуволна входного сигнала, базовый ток транзистора ограничивается только резистором $R1$: $I_{з\,max} \approx U_m/R1$.

По мере зарядки конденсатора базовый ток уменьшается, стремясь к установившемуся уровню $I_з = \dfrac{U_m}{R1+R2}$, с постоянной времени $\tau = C_ф \dfrac{R1R2}{R1+R2}$. Через интервал времени $t_у = 3C_ф \dfrac{R1R2}{R1+R2}$ базовый ток устанавливается неизменным.

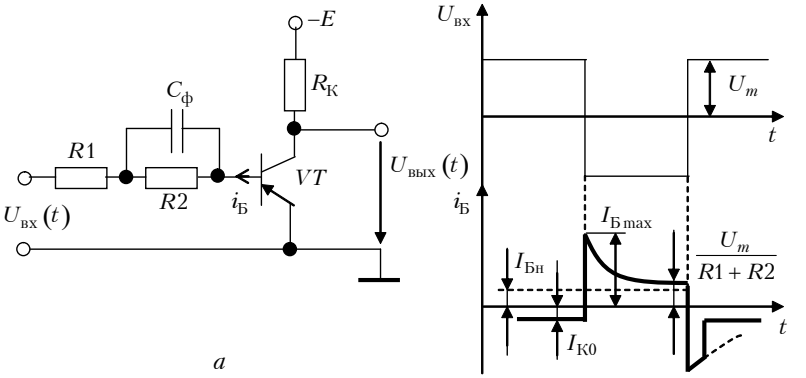


Рис. 3.5. Схема транзисторного ключа с ускоряющим конденсатором (*а*) и переходные процессы в ключе (*б*)

Таким образом, включение транзистора производится большим базовым током $I_{Бmax}$, но перед выключением базовый ток мал и степень насыщения невелика. Процесс выключения также ускоряется.

Ключевой каскад с цепью нелинейной отрицательной обратной связи (с диодом Шоттки)

Схема (рис. 3.6) удобна при построении миниатюрных каскадов из-за меньшего числа вводимых дополнительных элементов.

Параллельно коллекторному переходу транзистора подключают диод Шоттки. Диод Шоттки — это аллюминиево-кремниевый диод, у которого прямое напряжение очень мало (меньше падения напряжения на прямосмещенных переходах) и отсутствует накопление заряда.

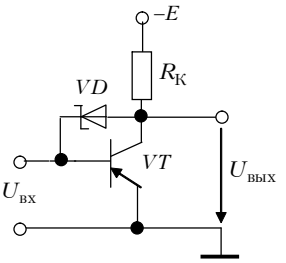


Рис. 3.6. Схема транзисторного ключа с диодом Шоттки

При включении каскада транзистор должен войти в режим насыщения, а его коллекторный переход сместиться в прямом направлении. Однако раньше чем откроется коллекторный переход транзистора, отпирается диод. Падение напряжения на открытом диоде мало — меньше напряжения отсечки коллекторного *p-n*-перехода.

При таком напряжении коллекторный переход отпереться не может, а остается на грани включения. Вывод: время рассасывания, а следовательно, и задержка выключения отсутствуют; введение нелинейной отрицательной обратной связи обеспечивает ненасыщенный режим работы транзистора.

Переключатель тока

В импульсных схемах, например в быстродействующих логических элементах, нашли применение транзисторные переключатели тока, которые обеспечивают переключение тока из одной цепи в другую. Переключатель состоит из двух транзисторов с коллекторными нагрузками, в общую эмиттерную цепь которых включен источник тока $I_Э$ (рис. 3.7,*а*). На базу транзистора $VT2$ подается постоянное напряжение $E_Б$, называемое опорным. Управляющее напряжение $U_{вх}$ подается на базу транзистора $VT1$.

Транзисторы $VT1$ и $VT2$ (рис. 3.7,*а*) идентичны. Пусть $U_{вх} = E_Б$, при этом оба транзистора — в активном режиме, ток

$$I_Э = \frac{E_Б - U_{БЭ}}{R_Э} \approx \frac{E_Б}{R_Э}$$

делится пополам между транзисторами $VT1$ и $VT2$: $I_{Э1} = I_{Э2} = \frac{I_Э}{2}$, а выходное напряжение $U_{К1} = U_{К2} \approx E - \frac{I_Э R_К}{2}$.

При $U_{вх} > E_Б$ растут $U_{БЭ}$ и $I_{Э1}$, но падает $U_{К1}$. Рост $I_{Э1}$ вызывает рост $U_Э$ на $R_Э$ как на элементе отрицательной обратной связи для транзистора $VT2$, что приводит в итоге к запиранию последнего ($U_{К2} = E$), Ток $I_Э$ полностью идет через транзистор $VT1$.

В случае уменьшения $U_{вх}$ относительно $E_Б$ уменьшается ток $I_{К1}$ и увеличивается $U_{К1}$, но растет $I_{К2}$ и уменьшается $U_{К2}$. При некотором значении $U_{вх} < E_Б$ транзистор $VT1$ закрывается, и ток $I_Э$ протекает только через $VT2$.

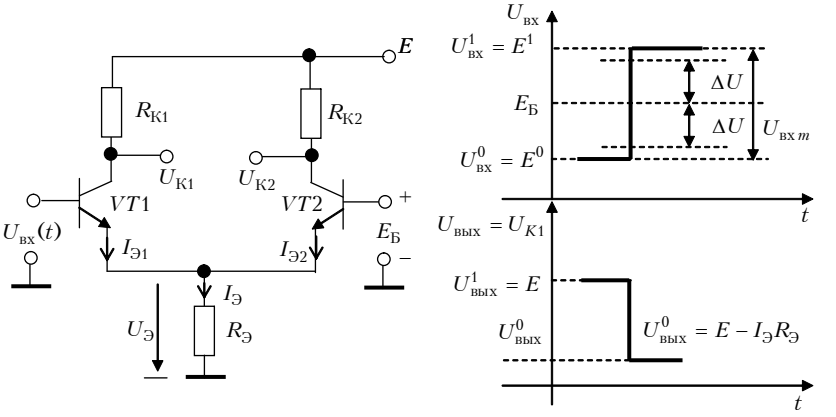
Таким образом, при изменении $U_{вх}$ от $U^1_{вх} \geq E_Б + \Delta U$ до $U^0_{вх} \leq E_Б - \Delta U$ ток $I_Э$ переключается: он будет протекать либо через $VT1$, либо через $VT2$. Следовательно, для переключения достаточно, чтобы амплитуда перепада напряжения была $U_{вх\,m} \geq 2|\Delta U_{БЭ}|$, т.е. примерно несколько десятых долей вольта.

Высокая скорость переключения объясняется следующим:

а) открытые транзисторы работают без захода в область насыщения;

б) перезаряд паразитных емкостей, шунтирующих коллекторы, протекает весьма быстро, так как $R_К$ оказываются малыми (сотни ом);

в) постоянная времени процесса включения или выключения транзисторов равна здесь τ_α (а не $\tau_\beta \approx \beta\tau_\alpha$ как в схеме с ОЭ), и длительность переключения составляет примерно единицы наносекунд.



а *б*

Рис. 3.7. Транзисторный переключатель тока (*а*) и временные диаграммы его переключения (*б*)

Упражнения

1. Определить постоянную времени τ_α, характеризующую время переключения (инерционность) транзистора, если $f_\alpha = 100$ МГц, а открывающий перепад тока $I_Б \approx I_{Кн}$.

Решение

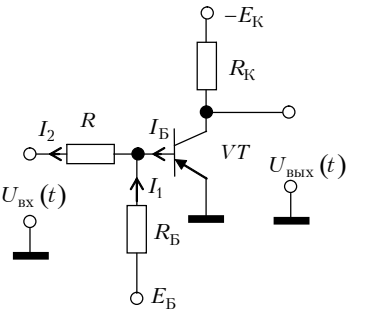
$$\tau_\alpha = \frac{1}{2\pi f_\alpha} = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \cdot 10^6} = 1,5 \cdot 10^{-9} \text{ с}.$$

2. Определить величину базового тока, необходимую для получения режима насыщения транзистора, принимая: коэффициент насыщения $S = 1,5$, $E_К = 12$ В, $\beta = 30$, $R_К = 1,2$ кОм.

Решение

$$I_Б = SI_{Бн}, \quad I_{Бн} = \frac{E_К}{\beta R_н}, \quad I_Б = S\frac{E_К}{\beta R_н} = 1,5\frac{12}{30 \cdot 1,2 \cdot 10^3} = 0,5 \text{ мА}.$$

3. В каком из режимов будет находиться транзистор, если $U_{вх} = -10$ В, $E_К = 10$ В, $E_Б = 2$ В, $R_Б = 10$ кОм, $R = 10$ кОм, $R_К = 1$ кОм, $\beta = 20$, $r_{ЭБ} \approx 0$, $I_{К0} \approx 0$. Схема транзисторного ключа приведена на рисунке.



Решение

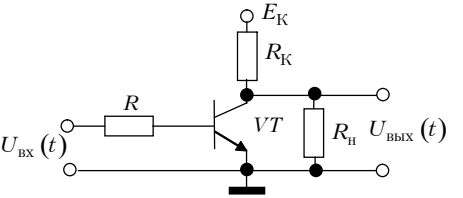
$$I_Б = I_2 - I_1 \approx \frac{U_{вх}}{R} - \frac{E_Б}{R_Б} =$$

$$= \frac{10}{10 \cdot 10^3} - \frac{2}{10 \cdot 10^3} = 0,8 \text{ мА};$$

$$I_{Бн} = \frac{E_К}{\beta R_К} = \frac{10}{20 \cdot 1 \cdot 10^3} = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

Так как $I_Б > I_{Бн}$, то транзистор находится в режиме насыщения.

4. Транзисторный ключ, изображенный на рисунке, открыт. Определить его базовый ток, если ток коллектора $I_{Кн} = 25$ мА, коэффициент передачи тока базы $\beta = 25$, степень насыщения $S = 2$.



Решение

$$S = \frac{I_Б}{I_{Бн}},\ \ I_{Бн} = \frac{I_{Кн}}{\beta} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{25} = 1\ мА,\ \ I_Б = SI_{Бн} = 2 \cdot 1 = 2\ мА.$$

5. Определить значение выходного напряжения в схеме транзисторного ключа (см. рисунок предыдущего упражнения) при $E_К = 10$ В, $R_К = 1$ кОм, $R_н = 9$ кОм, $U_{вх} = -2$ В.

Решение

При $U_{вх} = -2$ В транзистор закрыт, поэтому

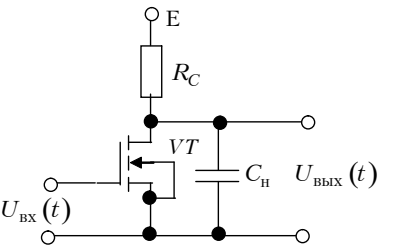
$$U_{вых} = \frac{E_К}{R_К + R_н} R_н = \frac{10}{1 \cdot 10^3 + 9 \cdot 10^3} \cdot 9 \cdot 10^3 = 9\ В.$$

6. Транзисторный ключ (рис. 3.2,*а*) выполнен на высокочастотном транзисторе. Исходное состояние — ключ закрыт. Ключ отпирается. Определить длительность фронта включения по следующим данным: $E_К = 10$ В, $C_{вых} = 20$ пФ, $\beta = 20$, $I_Б^1 = SI_{Бн} = 0{,}5$мА .

Решение

$$t_ф^{10} \approx \frac{E_К}{I_К} C_{вых} = \frac{10}{20 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3}} \cdot 20 \cdot 10^{-12} = 20 \cdot 10^{-9}\ с.$$

7. На вход транзисторного ключа, изображенного на рисунке, поступают прямоугольные импульсы. Почему длительность отрицательного фронта $t_ф^-$ выходного напряжения зависит от значения входного напряжения, а длительность положительного фронта $t_ф^+$ — не зависит?



Ответ

Длительность положительного фронта $t_ф^+$ выходного напряжения определяется зарядом емкости $C_н$ с постоянной времени

$\tau_{зар} = C_н R_н$, а длительность отрицательного фронта $t_ф^-$ — током стока транзистора, который зависит от входного напряжения: чем больше входное напряжение, тем больше ток стока, следовательно, тем меньше длительность отрицательного фронта.

4. ОГРАНИЧИТЕЛИ

4.1. Общие сведения

Ограничителем называют четырехполюсник, на выходе которого напряжение $U_{вых}(t)$ остается на постоянном уровне, когда входное напряжение $U_{вх}(t)$ либо превышает некоторое пороговое значение $U^{1}_{пор}$, либо принимает значение ниже порогового $U^{11}_{пор}$, либо выходит за пределы пороговых уровней $U^{1}_{пор}$, $U^{11}_{пор}$ (двустороннее ограничение). Те значения входного сигнала, которые лежат между пороговыми уровнями, воспроизводятся на выходе без искажений (рис. 4.1).

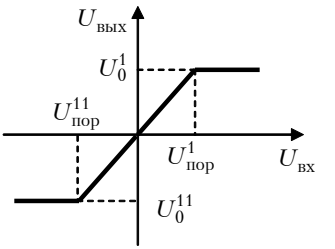


Рис. 4.1. Амплитудная характеристика двустороннего ограничителя

Для ограничения сигналов по амплитуде применяют диодные и транзисторные ключи.

В зависимости от способа включения ключа различают ***последовательные*** (рис. 4.2) и ***параллельные*** (рис. 4.3) ***схемы ограничения***.

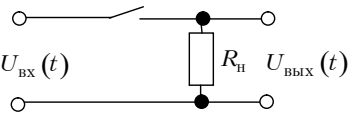


Рис. 4.2. Схема последовательного ограничителя

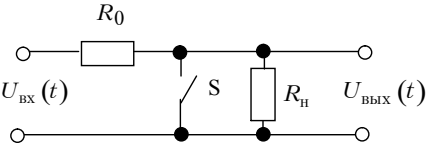


Рис. 4.3. Схема параллельного ограничителя

Основные требования к ограничителю: высокая стабильность положения точек излома его характеристики, высокая четкость ограничения (т.е. постоянство выходного напряжения в области ограничения), высокая линейность схемы в области пропускания (вне области ограничения). Качество ограничения характеризуется ***коэффициентами передачи*** (отношением приращения выходного напряжения к приращению входного напряжения) в ***области ограничения*** $K_{огр}$ и в ***области пропускания*** $K_{пр}$.

При ограничении импульсов возможно растягивание фронтов из-за переходных процессов в ограничителе.

4.2. Последовательный диодный ограничитель

Переход ограничителя (рис. 4.4) из режима ограничения в режим пропускания и обратно происходит при отпирании и запирании диода.

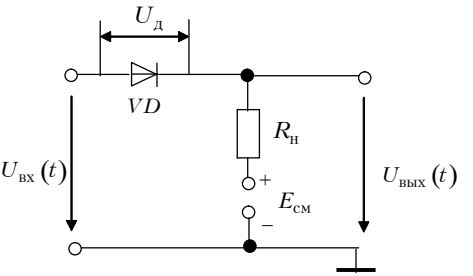


Рис. 4.4. Схема последовательного диодного ограничителя

При $U_д > 0$ диод открыт и

$$U_{вых.пр} = \frac{R_н}{R_н + R_{пр} + R_г} U_{вх} + \left(1 - \frac{R_н}{R_н + R_{пр} + R_г}\right) E_{см},$$

где $R_{пр}$ — среднее значение прямого сопротивления диода; $R_г$ — внутреннее сопротивление генератора входного напряжения.

$$U_{вых.пр} = K_{пр} U_{вх} + (1 - K_{пр}) E_{см},$$

где $K_{пр} = \dfrac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}} = \dfrac{R_н}{R_н + R_{пр} + R_г}$.

При $U_д < 0$ диод заперт и

$$U_{вых.огр} = K_{огр}\, U_{вх} + (1 - K_{огр}) E_{см},$$

где $K_{огр} = \dfrac{R_н}{R_н + R_{обр} + R_г}$.

Если выполняется условие $R_{пр} + R_г << R_н << R_{обр} + R_г$, где $R_{обр}$ — обратное сопротивление диода, то

$$K_{пр} \approx 1,\ \ K_{огр} \approx 0,\ \ U_{вых.пр} \approx U_{вх},\ \ U_{вых.огр} \approx E_{см}.$$

Для оценки длительности фронта и среза выходного импульса учтем емкость диода $C_д$ и паразитную емкость нагрузки $C_н$ (рис. 4.5,*а*).

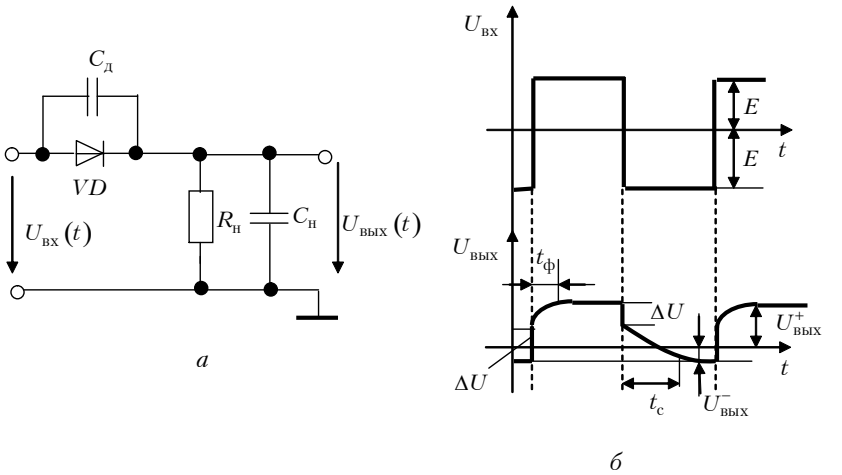


Рис. 4.5. Схема последовательного ограничителя с емкостями диода и нагрузки (*а*) и переходные процессы в ней (*б*)

На входе ограничителя действует отрицательная полуволна меандрового напряжения (рис. 4.5,*б*). На выходе установился уровень напряжения $U^-_{вых}$, близкий к нулю. Емкость $C_н$ заряжена до этого малого напряжения. Диод заперт, и его емкость $C_д$ заряжена до $-(E - U^-_{вых}) \approx -E$.

Напряжение на входе скачком меняет полярность и становится равным $+E$. Диод имеет конечное время установления прямого сопротивления и в первый момент не проводит ток. В этих условиях напряжение входного сигнала $+E$ воздействует на емкостной делитель $C_д$ и $C_н$, что приводит к скачку выходного напряжения $\Delta U = E\dfrac{C_д}{C_н + C_д}$.

Положительное напряжение $U_{Cд} = E - \Delta U$ быстро включает диод, и его сопротивление принимает малое значение $R_{пр}$. Теперь паразитная емкость ограничителя $C = C_н + C_д$ начинает заряжаться. Постоянная времени установления выходного напряжения $\tau_1 = C\dfrac{R_{пр}R_н}{R_{пр} + R_н} \approx (C_н + C_д)R_{пр}$. Длительность фронта выходного импульса $t_ф = 3\tau_1 \approx 3R_{пр}(C_д + C_н)$, по истечении которой напряжение $U_{вых} \approx E$.

Оценку длительности фронта выходного импульса можно провести, используя общее решение дифференциального уравнения (2.2), откуда

$$t_{ф} = \tau_1 \ln \frac{U_{вых}(\infty) - U_{вых}(0)}{U_{вых}(\infty) - U_{вых}(t)},$$

где $U_{вых}(t) = 0,95E$, $U_{вых}(\infty) = E$, $U_{вых}(0) = 0$, тогда

$$t_{ф} = \tau_1 \ln \frac{E}{0,05E} = \tau_1 \ln 20 = 3\tau_1.$$

Напряжение на входе скачком изменяется от $+E$ до $-E$, а на нагрузке появляется скачок напряжения ΔU как реакция деления входного сигнала напряжения на емкостном делителе $C_н$ и $C_д$.

Отрицательное напряжение выключает диод, и начинается разряд емкости $C_н$ через нагрузку $R_н$. Длительность среза импульса $t_с = 3\tau_2 \approx 3R_н(C_д + C_н)$. Следовательно, $t_ф < t_с$.

Используя уравнение (2.2) и принимая $U_{вых}(t) = 0,05E$, $U_{вых}(\infty) = E$, $U_{вых}(0) = E$, получим

$$t_с = \tau_2 \ln \frac{E}{0,05E} = \tau_2 \ln 20 = 3\tau_2.$$

4.3. Параллельный диодный ограничитель

Принцип работы схемы состоит в том, что диод закорачивает напряжение, превышающее заданный уровень ограничения, фиксируя напряжение на нагрузке. В ограничителе (рис. 4.6,*а*) без ограничительного резистора R_0 ограничение невозможно, так как при открытом диоде он может выйти из строя.

Под действием положительной полуволны напряжения (рис. 4.6,*б*) диод открыт, и напряжение делится между R_0 и $R_{пр}$, т.е. практически все напряжение гасится на R_0, и на выходе устанавливается уровень, задаваемый источником E. Если $U_{вх}(t) < E$, то диод заперт, входное напряжение делится между R_0 и $R_н$ и

$$U_{вых}(t) = U_{вх}(t) \frac{R_н}{R_н + R_0}.$$

Так как $R_0 << R_н$, то $U_{вых}(t) \approx U_{вх}(t)$.

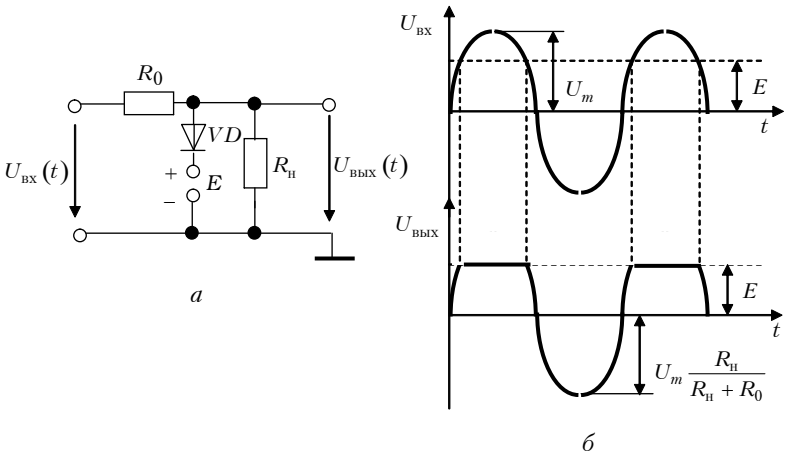


Рис. 4.6. Схема параллельного диодного ограничителя (*а*) и переходные процессы в ней (*б*)

Для данного ограничителя очень просто определить коэффициент передачи в режиме пропускания (при запертом диоде):

$$K_{пр} = \frac{R_{н.обр}}{R_{н.обр} + R_0},$$

где $R_{н.обр} = \dfrac{R_н R_{обр}}{R_н + R_{обр}} \approx R_н$.

В режиме ограничения (при открытом диоде)

$$K_{огр} = \frac{R_{н.пр}}{R_{н.пр} + R_0},$$

где $R_{н.пр} = \dfrac{R_н R_{пр}}{R_н + R_{пр}} \approx R_{пр}$.

В случае выполнения неравенств $R_{пр} << R_0 << R_н << R_{обр}$ имеем $K_{пр} \approx 1$, $K_{огр} \approx 0$ и $U_{вых.пр} \approx U_{вх}$, $U_{вых.огр} \approx E$.

Оценим реакцию данного ограничителя на меандровое напряжение. Здесь необходимо учесть влияние суммарной паразитной емкости $C = C_н + C_д$, где $C_д$ и $C_н$ — паразитные емкости диода и нагрузки, включенных параллельно (рис. 4.7).

При действии отрицательной полуволны входного сигнала диод закрыт, и на выходе устанавливается уровень напряжения

$$U^{-}_{\text{вых}} \approx -E\frac{R_{\text{н}}}{R_0 + R_{\text{н}}} \approx -E\ .$$

Входное напряжение приняло значение $+E$. Напряжение на емкости скачком измениться не может. Однако под действием входного сигнала $+E$ емкость C начинает перезаряжаться, но диод заперт. Постоянная времени перезаряда $\tau = C\dfrac{R_0 R_{\text{н}}}{R_0 + R_{\text{н}}} \approx R_0 C$.

Когда напряжение на емкости превышает нулевой уровень, диод отпирается и фиксирует выходное напряжение на уровне $U^{+}_{\text{вых}} << E$.

Оценим интервал времени $t_{\text{ф}}$ в соответствии с выражением (2.2):

$$t_{\text{ф}} = \tau \ln\frac{U_{\text{вых}}(\infty) - U_{\text{вых}}(t_1)}{U_{\text{вых}}(\infty) - U_{\text{вых}}(t_2)},$$

где $U_{\text{вых}}(t_1) = -E$, $U_{\text{вых}}(t_2) \approx 0$, откуда $t_{\text{ф}} = \tau \ln 2 \approx 0{,}7CR_0$.

Рассмотрим формирование среза выходного импульса. На выходе ограничителя $U^{+}_{\text{вых}}$, и емкость C фактически не заряжена, так как $U^{+}_{\text{вых}} \approx 0$. Напряжение на входе скачком изменяется от $+E$ до $-E$. Диод быстро запирается, а емкость начинает заряжаться с постоянной времени $\tau = C\dfrac{R_0 R_{\text{н}}}{R_0 + R_{\text{н}}} \approx CR_0$.

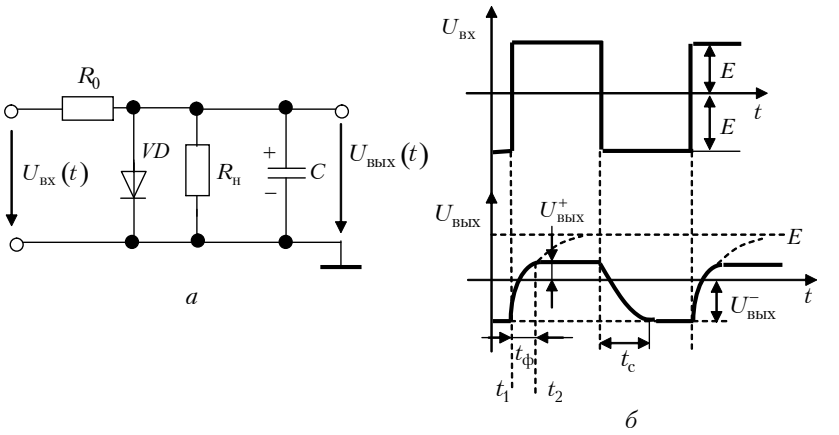


Рис. 4.7. Схема параллельного ограничителя с паразитной емкостью (*а*) и переходные процессы в ней (*б*)

Через время 3τ формирование среза закончится, на выходе установится статический уровень напряжения $-E$. Отсюда время среза $t_с \approx 3CR_0$.

Формирование среза можно определить и по выражению (2.2). В нем $U_{вых}(t) = -0,95E$, $U_{вых}(\infty) = -E$, $U_{вых}(0) = 0$, тогда

$$t_с = \tau \ln \frac{E}{0,05E} \approx 3\tau .$$

Как и в случае последовательного диодного ограничителя, $t_с > t_ф$.

Вывод: параллельный диодный ограничитель по сравнению с последовательным обеспечивает худшую четкость ограничения. Действительно, в параллельной схеме четкость ограничения определяется отношением $R_{пр}/R_0$, в последовательном — отношением $R_{обр}/R_н$. Неравенство $R_{обр} >> R_н$ практически оказывается более сильным, чем неравенство $R_{пр} << R_0$.

4.4. Двусторонний диодный ограничитель

Такие ограничители получают путем сочетания двух односторонних ограничителей — последовательных или параллельных (рис. 4.8).

На вход ограничителя подано синусоидальное напряжение $U_{вх}(t) = U_m \sin \omega t$. Если принять, что $E_1 = E_2 >> U_д$, где $U_д$ — напряжение на открытом диоде, то уровни ограничения близки к $E_1 = E_2 = E$. На выходе двустороннего ограничителя будет напряжение трапецеидальной формы с длительностью фронта $t_ф$. В соответствии с рис. 4.8,*б* $E = E_1 = E_2 = U_m \sin\left(\frac{\omega t_ф}{2}\right)$, если $t_ф << T = \frac{2\pi}{\omega}$, можно положить $\sin\left(\frac{\omega t_ф}{2}\right) \approx \frac{\omega t_ф}{2}$ и $E \approx \frac{U_m \omega t_ф}{2}$, откуда $t_ф \approx 2\frac{E}{U_m}\frac{1}{\omega} = \frac{T}{\pi}\frac{E}{U_m}$.

Длительность фронта выходного напряжения тем меньше, чем меньше отношение E/U_m. Путем многократного ограничения и последующего усиления можно получить прямоугольное напряжение с весьма крутыми фронтами.

Часто в ограничителях применяют элементы, задающие указанные уровни ограничения автоматически за счет энергии входного сигнала, например цепи со стабилитронами (рис. 4.9).

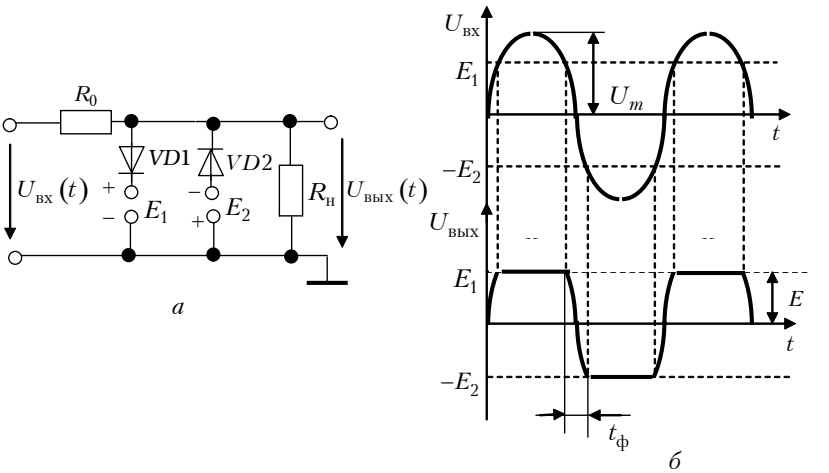


Рис. 4.8. Схема двустороннего ограничителя (*а*) и график ограничения напряжения (*б*)

Будем считать, что действует положительная полуволна входного напряжения $U_{вх}(t)$. Ток, поддерживающий стабилитрон во включенном состоянии, протекает по цепи R_0 — $VD1$ — $VD5$ — $VD4$. На аноде диода $VD1$ поддерживается напряжение $E_1 = U_{ст} + U_{д1} + U_{д4}$, где $U_{д1}$ и $U_{д4}$ — напряжение на открытых диодах; $U_{ст}$ — напряжение стабилизации.

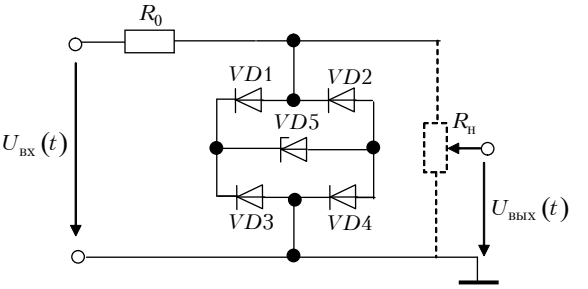


Рис. 4.9. Схема двустороннего ограничителя со стабилитроном

Диоды $VD2$ и $VD3$ заперты. Во время действия отрицательной полуволны входного сигнала, когда мгновенные значения входного напряжения превышают напряжение стабилизации $U_{ст}$, стабилитрон также включается. Ток протекает по цепи $VD3 - VD5 - VD2 - R_0$.

Амплитуды положительной и отрицательной полуволн одинаковы и поддерживаются с высокой степенью стабильности в широком диапазоне температур.

4.5. Параметрический стабилизатор напряжения в режиме ограничителя

Схема простейшего параметрического стабилизатора напряжения приведена на рис. 4.10,*а*.

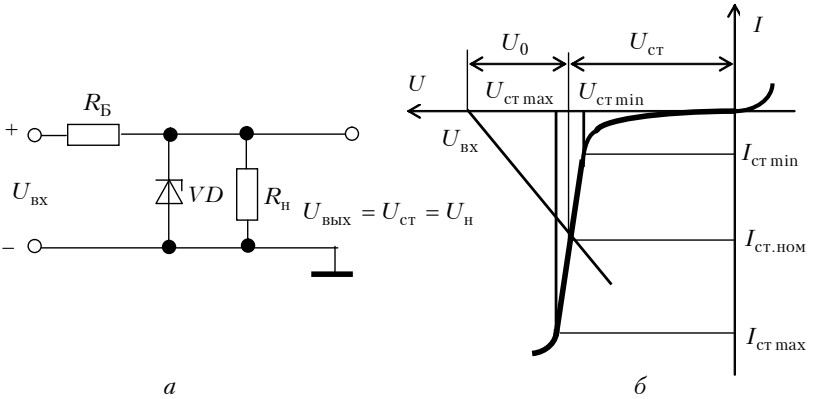


Рис. 4.10. Схема параметрического стабилизатора (*а*) и вольт-амперная характеристика стабилитрона (*б*)

В этой схеме стабильность уровня выходного напряжения определяется параметрами стабилитрона. Колебания входного напряжения ($U_{вх} = \text{var}$) либо тока нагрузки ($R_н = \text{var}$) приводят к изменению тока через стабилитрон, однако при этом напряжение на стабилитроне, подключенном параллельно нагрузке, изменяется незначительно.

Действительно, входное напряжение распределяется между балластным резистором $R_Б$ и стабилитроном:

$$U_{вх} = U_0 + U_{ст},$$

где $U_0 = (I_{ст} + I_н)R_Б$ — падение напряжения на балластном резисторе $R_Б$ от протекания токов стабилитрона $I_{ст}$ и нагрузки $I_н$.

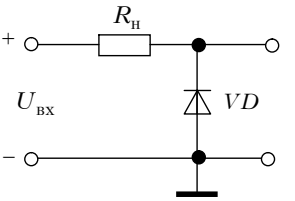
Так как напряжение на стабилитроне в соответствии с вольт-амперной характеристикой практически не зависит от тока стабилитрона в пределах участка от $I_{ст\,min}$ до $I_{ст\,max}$, то приращение входного напряжения $\Delta U_{вх}$ равно приращению напряжения ΔU_0 на резисторе $R_Б$.

Так как ток нагрузки $I_н = \dfrac{U_н}{R_н} = \dfrac{U_{ст}}{R_н}$ остается при этом неизменным, то $\Delta U_{вх} = \Delta U_0 = \Delta I_{ст} R_Б$, то есть при изменении входного напряжения на значение $\Delta U_{вх}$ ток стабилитрона изменяется на величину $\Delta U_{вх}/R_Б$.

Предположим, что изменилась нагрузка: например, уменьшилось сопротивление нагрузки, что привело к увеличению тока нагрузки. Так как при неизменном входном напряжении должно сохраниться постоянство входного тока $I_{вх} = I_{ст} + I_н = \text{const}$, то увеличение тока $I_н$ влечет за собой уменьшение на такое же значение тока стабилитрона. В случае если это изменение тока стабилитрона не выходит за границы $I_{ст\,min}$ и $I_{ст\,max}$, напряжение, снимаемое со стабилитрона, остается практически неизменным, а уровень этого напряжения соответствует паспортным данным стабилитрона.

Упражнения

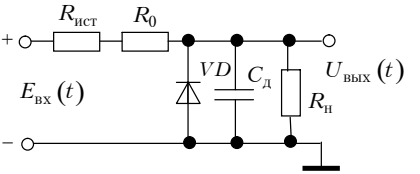
1. Определить выходное напряжение в приведенной схеме, если диод идеальный, $U_{вх} = 20$ В, $R_н = 10$ кОм.



Решение

В связи с тем, что на диод подано обратное напряжение, а обратный ток идеального диода равен нулю, все входное напряжение падает на диоде, то есть $U_{вых} = 20$ В.

2. На вход ограничителя, схема которого приведена на рисунке, от генератора с внутренним сопротивлением $R_{ист}$ подаются симметричные прямоугольные импульсы. Найти выходное напряжение для области ограничения, если задано: $U_{вх} = 10$ В, $R_{ист} = 100$ Ом, $R_0 = 1$ кОм, $R_н \to \infty$, $C_д = 0$, сопротивление открытого диода $R_{пр} = 100$ Ом, сопротивление закрытого диода $R_{обр} = 100$ кОм.



Решение

$$U_{вых.\,огр} = K_{огр} U_{вх},$$

$$K_{огр} = \frac{R_{пр}}{R_0 + R_{ист} + R_{пр}} = \frac{100}{1000 + 100 + 100} = \frac{1}{12},$$

$$U_{вых.\,огр} = \frac{1}{12} \cdot 10 = 0{,}83 \text{ В}.$$

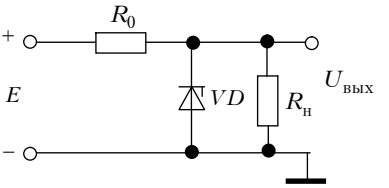
3. Определить постоянную времени цепи по данным предыдущей задачи для случаев: диод открыт, диод закрыт.

Решение

$$\tau_{откр} = \left[(R_{ист} + R_0) \| R_{пр} \| R_н \right] C_д,$$

$$\tau_{закр} = \left[(R_{ист} + R_0) \| R_{обр} \| R_н \right] C_д.$$

4. Будет ли работать параметрический стабилизатор, приведенный на рисунке, при следующих данных: $E = 12$ В, $U_{вых} = 4$ В, $R_0 = 200$ Ом, $R_н = 200$ Ом, рабочий ток стабилитрона от 3 до 30 мА?



Решение

$$I_{\text{ст max}} = \frac{E - U_{\text{вых}}}{R_0} - \frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{н}}} = \frac{12 - 4}{200} - \frac{4}{200} = 20 \text{ мА}.$$

Ответ: да, так как стабилитрон находится в рабочем режиме.

5. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

5.1. Общие сведения

Число возможных вариантов исполнения логических элементов велико. Однако в настоящее время применяют в основном логические элементы в интегральном полупроводниковом исполнении.

Наиболее широко применяются серии интегральных схем транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ), эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ) и на МОП-структурах. Их основными параметрами являются быстродействие, потребляемая мощность, помехоустойчивость, коэффициент разветвления по выходу (нагрузочная способность), коэффициент объединения по входу и др. Рассмотрим некоторые из них.

Быстродействие элемента зависит от длительности переключения (включения и выключения) элемента под действием входных сигналов. Конечная длительность процессов переключения обусловлена прежде всего перезарядом паразитных емкостей (в основном емкостью нагрузки элемента), а также инерционностью транзисторов.

Длительности включения и ***выключения*** определяются соответственно (рис. 5.1): $t_{\text{вкл}} \approx t_{\text{зд}}^{10} + t_{\text{ф}}^{10}$, $t_{\text{выкл}} \approx t_{\text{зд}}^{01} + t_{\text{ф}}^{01}$, где $t_{\text{ф}}^{10}$ — ***длительность фронта включения*** (т.е. длительность спада выходного импульса — длительность установления уровня E^0); $t_{\text{ф}}^{01}$ — ***длительность фронта выключения*** (т.е. длительность фронта выходного импульса — длительность установления уровня E^1), а $t_{\text{зд}}^{10}$, $t_{\text{зд}}^{01}$ — соответственно ***времена задержек включения*** и ***выключения***.

Важным параметром логического элемента, характеризующим его быстродействие, является также ***среднее время задержки распространения*** $t_{\text{зд.р.ср}} = \dfrac{t_{\text{зд.р}}^{10} + t_{\text{зд.р}}^{01}}{2}$.

Длительности фронтов выходных импульсов отсчитываются, как указывалось ранее, на уровнях 0,1 и 0,9 от амплитуды U_m, а времена задержек распространения при включении и выключении $t_{\text{зд.р}}^{10}$, $t_{\text{зд.р}}^{01}$ измеряются, как правило, на уровнях $0{,}5U_m$ входного и выходного сигналов. На практике длительности $t_{\text{зд.р}}^{10}$ и $t_{\text{зд.р}}^{01}$ составляют примерно 8–20 нс.

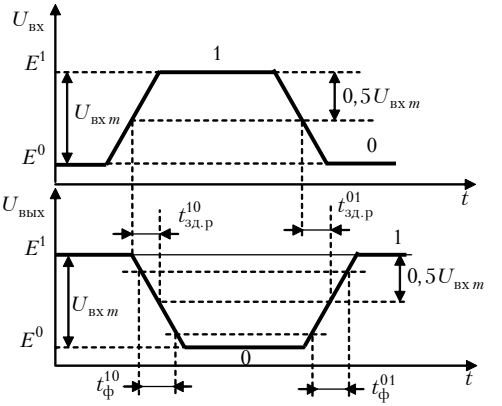


Рис. 5.1. К определению динамических параметров логических элементов

Коэффициент разветвления по выходу (коэффициент нагрузки) $K_{раз}$ характеризует нагрузочную способность микросхемы. Этот параметр определяет максимальное число входов элементов данной серии, которыми можно нагрузить выходы микросхемы без нарушения ее нормального функционирования.

Коэффициент объединения по входу $K_{об}$ определяет число логических входов, которые имеет микросхема. Для простейших логических элементов — это число равноценных входов по И или ИЛИ. Логические элементы массового производства выпускаются с 2,3,4 и 8 входами. Когда возникает надобность в большем числе входов, применяют специальные микросхемы — расширители (экспандеры) либо используют несколько однотипных логических элементов, которые соединяют с учетом законов булевой алгебры.

Более сложные устройства содержат и другие входы: адресные, установочные, разрешающие, входы синхронизации и т.д. По отношению к предыдущим каскадам каждый такой вход обычно представляет такую же нагрузку, как и логические (информационные) входы.

Помехоустойчивость оценивается максимальным входным напряжением, при котором интегральная схема (ИС) еще не срабатывает. В зависимости от продолжительности помехи различают ***статическую*** и ***динамическую помехоустойчивость***. Для обоих видов помехоустойчивости может учитываться воздействие напряжения высокого и низкого уровней (рис. 5.2).

Статической помехоустойчивостью по низкому уровню считают разность

$$U^0_{\text{пом}} = \left| U^0_{\text{вых max}} - U^0_{\text{вх max}} \right|,$$

где $U^0_{\text{вых max}}$ — максимально допустимое напряжение низкого уровня на выходе нагруженной микросхемы; $U^0_{\text{вх max}}$ — максимально допустимое напряжение низкого уровня на входе нагружающей микросхемы.

Статическая помехоустойчивость по высокому уровню определяется как

$$U^1_{\text{пом}} = \left| U^1_{\text{вых min}} - U^1_{\text{вх min}} \right|,$$

где $U^1_{\text{вых min}}$ — минимальное напряжение высокого уровня на выходе нагруженной микросхемы; $U^1_{\text{вх min}}$ — минимально допустимое напряжение высокого уровня на входе нагружающей микросхемы.

Статическая помехоустойчивость служит основным показателем защищенности микросхемы от помех.

В справочниках приводят одну из величин $U^0_{\text{пом}}$, $U^1_{\text{пом}}$, ту, что меньше.

Динамическая помехоустойчивость выше статической, так как при кратковременных помехах сказываются паразитные емкости и инерционные процессы в микросхеме. Динамическая помехоустойчивость в справочных данных не указывается, потому что зависит не только от типа микросхемы, но и от условий ее работы.

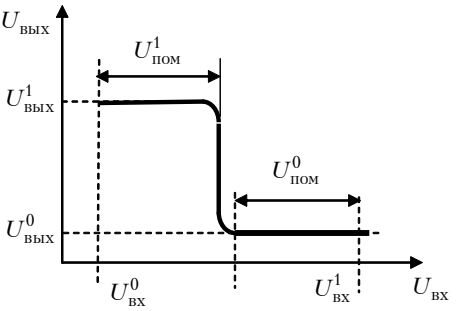


Рис. 5.2. Передаточная характеристика логического элемента

Пороговое напряжение элемента $U_{\text{пор}}$ — входное напряжение, малые отклонения от которого в ту или другую сторону

приводят к переходу элемента на его выходе из состояния логической «1» в состояние логического «0» или обратно.

Средняя потребляемая мощность

$$P_{\text{потр.ср}} = \frac{P^0_{\text{потр}} + P^1_{\text{потр}}}{2},$$

где $P^0_{\text{потр}}$ и $P^1_{\text{потр}}$ — мощности, потребляемые микросхемой в состоянии соответственно логического нуля и единицы на выходе.

5.2. Особенности схемного построения логических элементов ТТЛ

До сих пор в изучаемых дисциплинах логические элементы И, ИЛИ, НЕ и универсальные логические элементы И-НЕ и ИЛИ-НЕ рассматривались только как функциональные узлы без определения их внутренней структуры, составляющих элементов и принципиальных схем. Исключение составляет только схема НЕ, отдельные разновидности которой были рассмотрены при анализе транзисторных ключевых каскадов.

Число разновидностей схем построения логических элементов очень велико. Ограничиваясь рассмотрением логических элементов только на полупроводниковых приборах, можно выделить несколько характерных групп: схемы диодной логики и логические схемы, использующие различные комбинации транзисторных переключающих каскадов.

Заметим, что диодно-транзисторные элементы реализуются не только на дискретных компонентах, но и на интегральных, однако в последнее время интегральные схемы диодно-транзисторной логики практически полностью вытеснены элементами транзисторно-транзисторной логики, которые мы будем рассматривать.

Сейчас налажен массовый выпуск нескольких разновидностей ТТЛ-схем: универсальных серий, серий повышенного быстродействия, серий с малым потреблением мощности, а также серий микросхем на транзисторах Шоттки в двух вариантах — обычном и маломощном. Принцип действия их одинаков, и различаются они, главным образом, временем задержки сигнала и потребляемой мощностью.

Основные электрические параметры для всех серий ТТЛ согласованы, благодаря чему изделия, относящиеся к разным сериям,

могут непосредственно соединяться друг с другом. Типовые значения этих параметров приведены в табл. 5.1.

Дополнительным достоинством микросхем ТТЛ является их сопрягаемость с микросхемами других типов логики — непосредственно или посредством преобразователей уровней.

Если к аппаратуре не предъявляются особые условия, применяют микросхемы универсальных серий. Когда требуется малый расход энергии и устраивает пониженное быстродействие, используют логику экономичных серий. Аппаратура повышенной производительности разрабатывается с высокоскоростными микросхемами, а также с изделиями на транзисторах Шоттки. Для высокого быстродействия в сочетании с малым потреблением энергии следует использовать маломощные серии ТТЛ на транзисторах Шоттки.

Таблица 5.1

Типовые значения параметров микросхем ТТЛ

Параметр	Значения параметра		
	номинальное	минимальное	максимальное
Напряжение питания, В	5,0	4,75(4,5)	5,25(5,5)
Выходное напряжение, В:			
высокий уровень	3,3	2,4	–
низкий уровень	0,2	–	0,4
Входное напряжение, В:			
высокий уровень	3,3	2,0	–
низкий уровень	0,2	–	0,8

Типичные характеристики отдельных серий микросхем ТТЛ приведены в табл. 5.2.

Таблица 5.2

Характеристики микросхем ТТЛ

Микросхема	Номер серии	Время задержки распространения (на один элемент), нс	Мощность потребления (на один элемент), мВт
Универсальная	133, К155	18	10
Быстродействующая	130, К131	12	23
Микромощная	134, КР134	66	1
На транзисторах Шоттки	530, К531	6	19
То же, маломощная	533, К555	19	2

Основная особенность микросхем ТТЛ-логики состоит в том, что во входной цепи используется специфический интегральный прибор — ***многоэмиттерный транзистор***. От обычных биполярных транзисторов он отличается тем, что имеет несколько эмиттеров (2,3,4 или 8), объединенных общей базой.

Эмиттеры расположены так, что непосредственное взаимодействие между ними через участок базы отсутствует. Поэтому многоэмиттерный транзистор можно рассматривать как совокупность нескольких независимых транзисторов с объединенными коллекторами и базами.

Рассмотрим принцип работы элемента ТТЛ на примере схемы с простым инвертором. В схеме на рис. 5.3,*а* два основных каскада: входной — на многоэмиттерном транзисторе $VT_м$ — реализует функцию И входных сигналов и выходной — на транзисторе $VT1$ — реализует функцию НЕ.

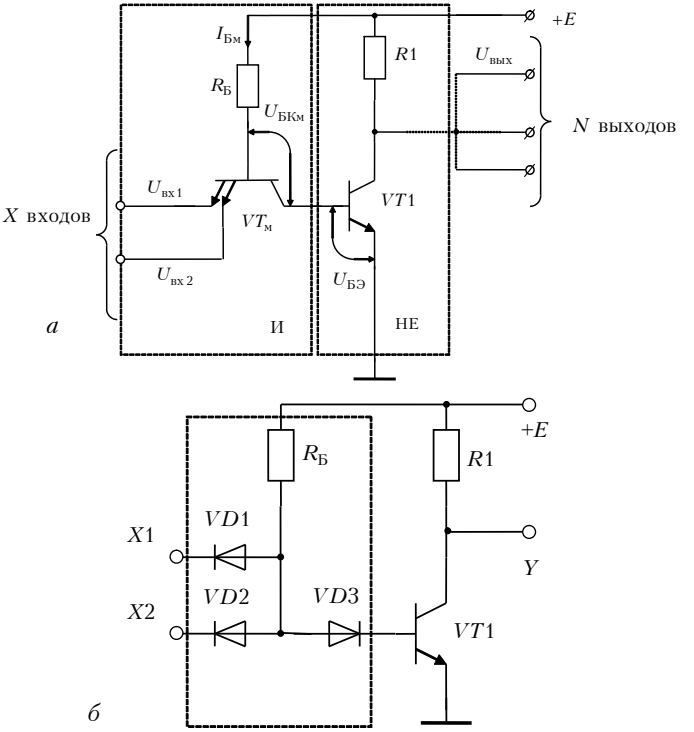


Рис. 5.3. Элемент ТТЛ с простым инвертором:
а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема

Каждый из m эмиттеров (обычно $m \le 8$) служит входом элемента. Элемент ТТЛ реализует логическую функцию И-НЕ входных сигналов $y = \overline{x_1 x_2 \ldots x_m}$.

Формально схема элемента ТТЛ аналогична схеме элемента диодно-транзисторной логики (ДТЛ) (рис. 5.3,*б*): эмиттерные переходы $VT_м$ выполняют роль входных диодов, а коллекторный переход $VT_м$ выполняет роль одного смещающего диода, однако связь между эмиттерными и коллекторными переходами в многоэмиттерном транзисторе, обусловленная диффузией носителей в его базе, приводит в элементах ТТЛ к явлениям, не встречающимся в элементах ДТЛ.

Эмиттеры $VT_м$ располагаются так, что взаимодействие между ними через участки пассивной базы практически отсутствует.

Основная, наиболее распространенная стандартная схема элемента ТТЛ показана на рис. 5.4.

Для серии К155: $R_Б$ = 4 кОм, $R1$ = 1,6 кОм, $R2$ = 1кОм, $R3$ = 130 Ом, $U_{Кн}$ = 0,2 В, $U_{Бн}$ = 0,8 В.

Сложный инвертор на транзисторах $VT1$–$VT3$ имеет повышенную нагрузочную способность и высокое быстродействие (связи гальванические).

При подаче на вход высокого уровня напряжения $U_{Км} = U^1_{вх}$ отпирается и насыщается транзистор $VT1$, отпирается $VT2$, и емкость $C_н$ быстро разряжается большим током транзистора $VT2$.

С разрядом емкости $C_н$ насыщается транзистор $VT2$, и на выходе инвертора появляется низкий уровень сигнала $U_{вых} = U^0_{вых} = U_{Кн} = 0{,}2$ В (для насыщения $VT1$ и $VT2$ должно выполняться условие $U^1_{вх} = U_{БЭ1} + U_{БЭ2} = 2U_{Бн} = 1{,}6$ В).

При этом диод VD обеспечивает запирание транзистора $VT3$. Действительно:

$$U_{БЭ3} = U_{КЭ1} + U_{БЭ2} - U_{КЭ2} - U_д = U_{Кн1} + U_{Бн1} - U_{Кн2} - U_д,$$

где $U_{Кн1} = 0{,}2$ В, $U_{Бн1} = 0{,}8$ В, $U_{Кн2} = 0{,}2$ В, $U_д = 0{,}7$ В, отсюда $U_{БЭ3} = 0{,}2 + 0{,}8 - 0{,}2 - 0{,}7 = 0{,}1$ В, т.е. этого напряжения недостаточно для отпирания $VT3$.

Когда на вход инвертора подан низкий уровень напряжения $U^0_{вх}$, $VT1$ и $VT2$ закрываются, $C_н$ быстро заряжается через малое выходное сопротивление эмиттерного повторителя на транзисторе $VT3$.

В обоих состояниях сложный инвертор обладает малым выходным сопротивлением и обеспечивает высокие нагрузочные способности и быстродействие элемента.

При $U_{вх} < U_{пор}$ $U_{вых} = E^1$, а при $U_{вх} > U_{пор}$ $U_{вых} = E^0$.

Передаточную характеристику, близкую к идеальной (рис. 5.5), имеет выпускаемый промышленностью элемент ТТЛ, в котором резистор $R2$ заменен корректирующей резисторно-транзисторной цепочкой.

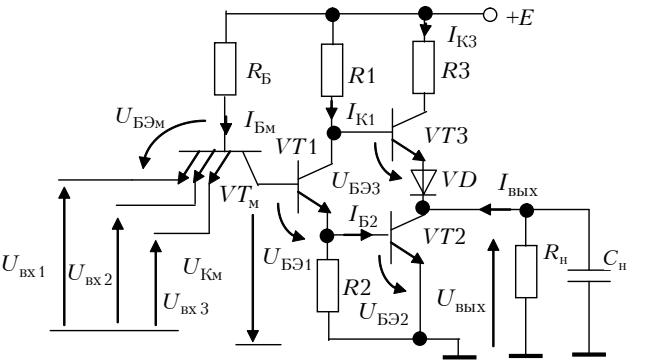


Рис. 5.4. Принципиальная схема базового элемента ТТЛ с корректирующей цепочкой

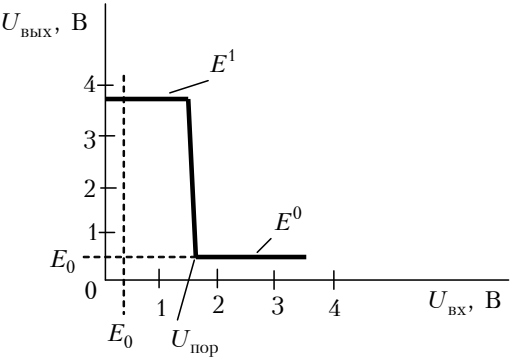


Рис. 5.5. Передаточная характеристика элемента ТТЛ

Статические характеристики элемента ТТЛ следующие.

Входная характеристика — зависимость входного тока от входного напряжения.

Когда транзистор $VT_м$ насыщен, входной ток практически весь протекает через резистор $R_Б$, входное сопротивление равно $R_Б$, входная характеристика линейна и определяется выражением

$$I_{вх} \approx \frac{E - U_{вх} - U_{БЭм}}{R_Б}.$$

Когда $VT_м$ заперт, $R_{вх} \approx 2$ МОм.

В импульсных схемах (мультивибраторах, например) отрицательное напряжение получается при разряде конденсатора, включенного во входную цепь элемента. Для защиты элемента приходится включать ограничивающие диоды между эмиттерами и «землей» (отрицательным полюсом источника), в некоторых сериях ТТЛ-элементов такие диоды имеются в самих элементах.

Выходная характеристика — зависимость выходного тока от выходного напряжения. Данная характеристика определяется для двух состояний логического элемента: открытого и закрытого.

Выходная характеристика открытого элемента (при сигнале логического «0» на выходе) представляет собой выходную статическую характеристику биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. ***Выходное сопротивление открытого элемента*** равно сопротивлению участка коллектор-эмиттер насыщенного транзистора $VT2$: $R^0_{вых} = r_{КЭн}$. Его величина лежит в районе 10 Ом. Ток нагрузки $I_н \le 20$ мА.

Выходная характеристика закрытого элемента (при сигнале логической «1» на выходе). При увеличении тока $I_н$ увеличивается падение напряжения на элементах $R3$, $VT3$, VD. ***Выходное сопротивление закрытого элемента*** лежит в пределах от нескольких десятков ом до 200 Ом. Когда $VT3$ не насыщен, $R^1_{вых} \approx \approx R1/\beta_3 \approx 80$ Ом, когда $VT3$ насыщен, $R^1_{вых} \approx R3$.

Резистор на входе элемента ТТЛ. Для реализации определенных функциональных свойств и требуемых характеристик устройства импульсной техники зачастую наряду с логическими элементами содержат дискретные компоненты. При этом на входах интегральных логических элементов могут быть включены резисторы, сопротивления которых влияют на состояние элементов.

Подключение резистора на входе элемента ТТЛ показано на рис. 5.6,*а*.

Ток, протекающий через резистор $R_д$, образует падение напряжения, которое действует на входы подобно входному напряжению от внешнего источника сигналов:

$$U_{вх} = R_д I_{вх} = R_д \frac{U_п - U_{БЭ}}{R1 + R_д}.$$

Согласно показанной на рис. 5.6,*б* переходной характеристике возможны три режима работы. При малых значения $R_д$, когда падение напряжения на нем $U_{вх} \le 0{,}4$ В, микросхема ведет себя, как и в случае действия на входе сигнала низкого уровня. Значение $R_д$ при этом (для универсальных серий) будет:

$$R_д^0 \le \frac{0{,}4 \cdot 4 \cdot 10^3}{5 - 0{,}4 - 0{,}7} \approx 420 \text{ Ом} < 500 \text{ Ом}.$$

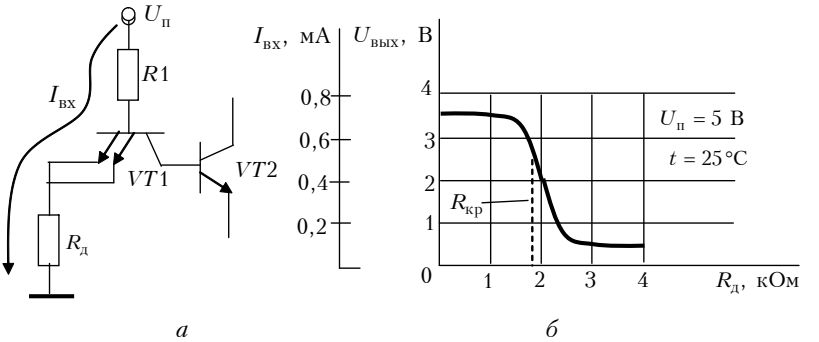


Рис. 5.6. Подключение резистора на входе элемента ТТЛ (*а*) и соответствующая переходная характеристика (*б*)

Для получения высокого уровня входного напряжения ($U_{вх} \ge 2{,}4$ В), при котором выходной сигнал будет низкого уровня, сопротивление резистора должно быть

$$R_д^1 \ge \frac{2{,}4 \cdot 4 \cdot 10^3}{5 - 2{,}4 - 0{,}7} \approx 5 \text{ кОм}.$$

В тех случаях, когда $R_д$ имеет промежуточное значение ($R_д = R_{кр}$), выходное напряжение будет соответствовать некоторой точке на наклонном участке характеристики.

Резистор $R_д$ на входе применяется в схемах выделения фронтов импульсов с помощью дифференцирующих RC-цепочек, в импульсных устройствах, а также для создания линейного (усилительного) режима работы.

5.3. Микромощные микросхемы ТТЛ

Эти микросхемы по сравнению с приборами универсальных (стандартных) серий потребляют гораздо меньше энергии, но обладают меньшим быстродействием.

К ним относятся изделия серий КР134,134 и 734-й (бескорпусной) серии. Принципиальная схема соответствует схеме универсальных (стандартных) серий. Различие в основном состоит в номиналах резисторов.

Поскольку номиналы резисторов достаточно велики, мощность, рассеиваемая на каждом транзисторе, мала.

С увеличением сопротивления быстродействие схемы падает, однако медленнее, чем увеличиваются номиналы резисторов. Объясняется это тем, что транзисторы с малой мощностью рассеяния делают меньших размеров, а значит, с малыми паразитными емкостями.

Микромощные элементы ТТЛ рассеивают примерно в десять раз меньшую мощность, по сравнению с соответствующими элементами универсальных серий и уступают им по быстродействию примерно в три-пять раз.

5.4. Микросхемы ТТЛ повышенного быстродействия

Быстродействие микросхем ТТЛ можно повысить двумя способами: а) уменьшая сопротивления резисторов и паразитные емкости; б) предотвращая насыщение транзисторов схемы, а следовательно, и накопление носителей зарядов в их базах.

Оба способа нашли практическое воплощение. Микросхемы первого вида имеют задержку распространения 12 нс на элемент при мощности потребления 23 мВт.

Второй путь повышения быстродействия микросхем ТТЛ — более результативный и перспективный — связан с применением транзисторов с барьером Шоттки.

5.5. Микросхемы ТТЛ с транзисторами Шоттки

Среди других изделий ТТЛ логические элементы с транзисторами Шоттки имеют максимальное быстродействие, которое сочетается с умеренным потреблением мощности. Эти качества достигаются за счет введения в схему металлополупроводниковых выпрямляющих контактов (диодов с барьерами Шоттки, или короче, диодов Шоттки).

По принципу действия диоды Шоттки существенно отличаются от диодов, работа которых основана на свойствах электронно-дырочного *p-n*-перехода. В *p-n*-переходе, смещенном в прямом направлении, перенос тока обусловлен инжекцией неосновных носителей из одной области полупроводника в другую, вследствие чего после переключения приложенного напряжения с прямого на обратное ток протекает некоторое время, пока избыточная концентрация неосновных носителей не снизится до нуля (время рассасывания). В диодах Шоттки накопления неосновных носителей не происходит, так как перенос тока в них обусловлен переходом (эмиссией) основных носителей из полупроводника в металл. Благодаря этому их время выключения очень мало (до 100 пс) и не зависит от температуры. Для *p-n*-переходов это время составляет 1–100 нс.

Другое достоинство диодов Шоттки состоит в том, что для их отпирания требуется напряжение 0,2–0,4 В против 0,4–0,7 В для диодов с *p-n*-переходом, которое может регулироваться подбором металла, образующего контакт с полупроводником.

В обычных микросхемах ТТЛ открытые транзисторы находятся в состоянии насыщения, при котором эмиттерный и коллекторный переходы смещены в прямом направлении и инжектируют. Это создает избыточное количество неосновных носителей в базовой и коллекторной областях, которые, как и в случае одиночного перехода, удлиняют выключение транзистора.

Диоды Шоттки подключаются параллельно коллекторному переходу транзистора и придают этому транзистору ряд новых качеств (рис. 5.7).

Изготавливаются диоды Шоттки на общем кристалле одновременно с остальными элементами в едином технологическом процессе. Транзисторы с диодами Шоттки часто называют транзисторами с барьером Шоттки или просто транзисторами Шоттки. Когда транзистор заперт или находится в ненасыщенном режиме, потенциал коллектора выше потенциала базы, а значит, диод смещен в обрат-

ном направлении и не влияет на работу транзистора. Если в процессе отпирания транзисторов потенциал коллектора становится ниже потенциала базы, диод открывается и на нем устанавливается прямое напряжение $U_{д}^{+}$. Поскольку это напряжение меньше 0,5 В, то коллекторный переход заперт и не возникает режима насыщения и связанных с ним двойной инжекции и накопления избыточных зарядов. Благодаря этому при запирании транзистора исключается задержка, вызываемая рассасыванием избыточного заряда.

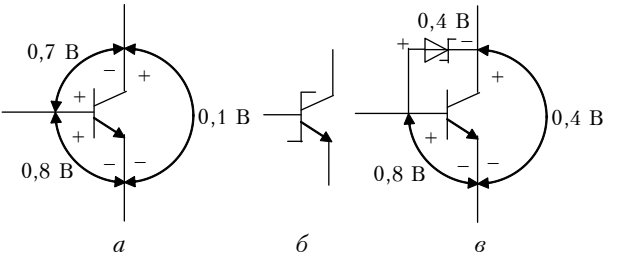
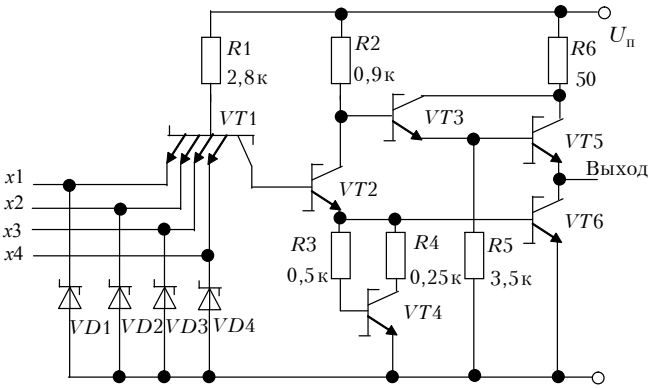


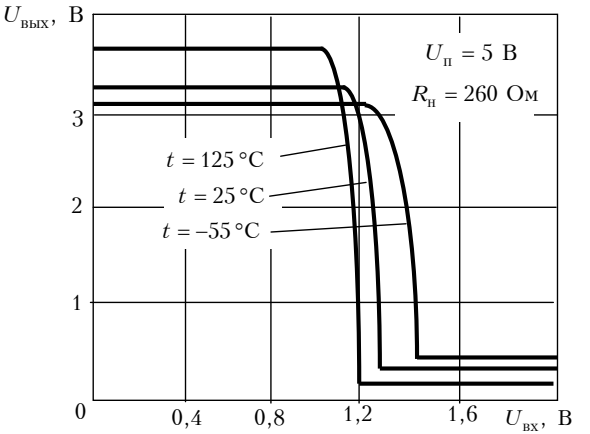
Рис. 5.7. Обеспечение ненасыщенного режима транзистора: *а* — распределение напряжений в насыщенном транзисторе; *б* — условное изображение транзистора Шоттки; *в* — транзистор с диодом Шоттки

На рис. 5.7 указаны напряжения на электродах транзистора. Остаточное напряжение на коллекторе транзистора Шоттки составляет 0,2–0,3 В, т.е. немного больше, чем на обычном насыщенном транзисторе. Если бы на месте диода Шоттки находился кремниевый диод с *p-n*-переходом ($U_{д} = 0{,}7$ В), то для получения ненасыщенного режима транзистора понадобилось бы создать последовательно с диодом встречное напряжение 0,2–0,3 В, чтобы снизить напряжение между базой и коллектором. На рис. 5.8 показаны принципиальная схема и передаточные характеристики базового элемента ряда серий быстродействующих микросхем ТТЛШ (серии 530, К530, КМ530, КМ531, КР531).

В микросхемах ТТЛ с диодами Шоттки (ТТЛШ), как и в универсальных сериях ТТЛ, переключения сопровождаются бросками тока в цепи питания; потребляемая мощность быстро растет с частотой переключений. Если в статическом режиме микросхема ТТЛШ потребляет практически такую же мощность, как и сходный прибор универсальных серий ТТЛ, то при частоте переключений 50 МГц рассеиваемая мощность удваивается, а при 100 МГц — утраивается.



а



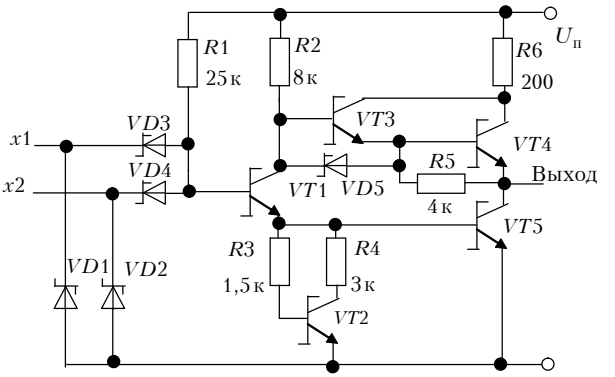
б

Рис. 5.8. Базовый элемент быстродействующих микросхем ТТЛШ: *а* — принципиальная схема; *б* — передаточные характеристики

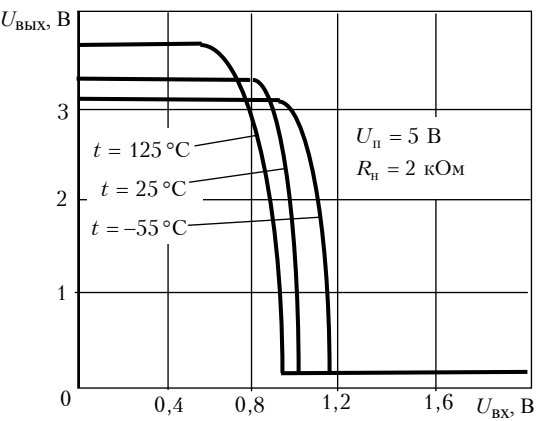
В маломощных микросхемах ТТЛ с диодами Шоттки сочетаются высокое быстродействие с умеренным потреблением мощности: при одинаковом с универсальным элементом ТТЛ быстродействии потребляемая здесь мощность в пять раз меньше.

Принципиальная схема базового элемента маломощных микросхем ТТЛШ (серии 533, К533, КМ533, К555, КМ555) приведена на рис. 5.9,*а*. В целом она повторяет рассмотренные ранее схемы эле-

ментов ТТЛ, но отличается от них тем, что на входе вместо многоэмиттерного транзистора стоят диоды Шоттки, благодаря чему свободные входы могут непосредственно подключаться к шине питания. Допустимые помехи для этих серий немного меньше ввиду того, что между базой входного транзистора и землей находятся два *p-n*-перехода, а не три, как у микросхем ТТЛ других серий.



а



б

Рис. 5.9. Базовый элемент маломощных микросхем ТТЛШ: *а* — принципиальная схема, *б* — передаточные характеристики

И еще один важный момент. Суммарная мощность, рассеиваемая микросхемой, ограничена некоторой предельной величиной, определяемой типом используемого корпуса. Так, для пластмассового корпуса с 14 выводами максимальная мощность составляет 0,5 Вт, что накладывает существенные ограничения на ее функциональную сложность. По этой причине обычные ТТЛ-схемы, а также схемы ТТЛШ не подходят для больших интегральных схем. Поскольку маломощные микросхемы с диодами Шоттки потребляют примерно в пять раз меньшую мощность, то на одном кристалле можно разместить в пять раз больше транзисторов и других элементов без превышения норм перегрева.

5.6. Логические элементы ТТЛ И-НЕ

Логические элементы И-НЕ наиболее характерны для семейства ТТЛ. Они производятся в виде самостоятельных микросхем, а также служат основой для построения других — комбинационных и последовательностных устройств. Кроме базового элемента (микросхема типа К155ЛА4 — два элемента 4И-НЕ) выпускаются также логические элементы 4×2И-НЕ, 3×3И-НЕ, 8И-НЕ (микросхемы К155ЛА3, К155ЛА4 и К155ЛА2 соответственно), обладающие такими же электрическими и временными характеристиками. Микросхемы К155ЛА6 (2×4И-НЕ) и К155ЛА12 (4×2И-НЕ) имеют повышенную нагрузочную способность — до 30 входов той же серии. Увеличение числа входов (расширение по И) можно организовать из нескольких схем И-НЕ, пользуясь законом Де Моргана. Тот же результат может быть достигнут путем подключения дополнительных внешних диодов и резистора к любому из входов микросхемы И-НЕ (рис. 5.10).

Сопротивление резистора определяется в соответствии с требуемым быстродействием. С увеличением сопротивления резистора $R_д$ задержка сигнала будет возрастать. Обычно принимают $R_д$ = = 1–2 кОм. При использовании данной схемы следует иметь в виду, что помехоустойчивость на низком уровне сигнала снижается, поскольку напряжение на соответствующем эмиттере транзистора $VT1$ будет выше входного на величину падения напряжения на диоде 0,3–0,8 В.

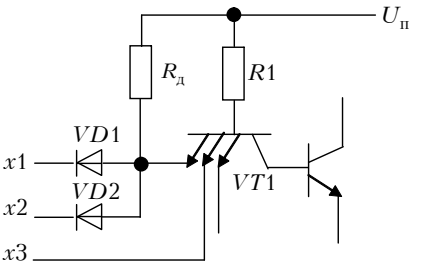


Рис. 5.10. Способ увеличения числа входов И

5.7. Микросхемы ТТЛ с открытым коллектором

Сложный инвертор благодаря малым выходным сопротивлениям в обоих выходных состояниях обладает хорошей нагрузочной способностью: к одному выходу можно подключить от 10 до 30 входов ТТЛ той же серии.

Если соединить выходы разных микросхем, то, когда на одном элементе открытым окажется верхний, а в другом — нижний транзистор, в цепи потечет ток, ограниченный только резистором *R*3 (см. рис. 5.4), опасный для выходных транзисторов.

По этой причине соединять между собой выводы нельзя. Как исключение, допускается параллельное включение входов и выходов двух логических элементов из одного корпуса для увеличения нагрузочной способности.

Выводы некоторых микросхем выполнены так, что верхний выходной транзистор и относящиеся к нему элементы отсутствуют — это так называемые элементы со свободным (открытым) коллектором (рис. 5.11).

Для выпуска таких микросхем есть две причины. Первая — выходной транзистор может быть использован для управления внешними устройствами, которые к тому же могут работать от других источников питания. Например, К155ЛА11 позволяет подводить к выходному транзистору до 30 В. Эти микросхемы легко вводить в линейный (усилительный) режим.

Другая причина — микросхемы с открытым коллектором допускают параллельное подключение нескольких выходов к общей нагрузке. При таком соединении, если на выходе одного или

нескольких элементов будет низкий потенциал, то он же окажется на выходе всех остальных. Чтобы обеспечить «1» на общем выходе, необходимо иметь «1» на всех выходах.

От сопротивления нагрузки $R_н$ зависит уровень напряжения, мощность, рассеиваемая на выходном транзисторе, задержка сигнала в системе, нагрузочная способность.

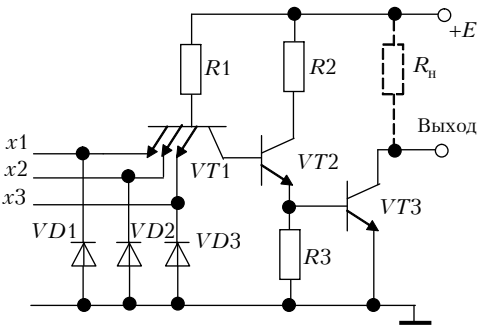


Рис. 5.11. Принципиальная схема логического элемента ТТЛ с открытым коллектором

Оптимальное значение $R_н$ лежит в пределах

$$R_{н\,min} < R_н < R_{н\,max}$$

и зависит от серии микросхемы, а также числа объединенных входов и выходов. Сопротивление находят из условия обеспечения $U^1_{вых}$:

$$R_{н\,max} = \frac{E - U^1_{вых}}{K_{об.вых} I_{ут.вых} + K_{об.вх} I^1_{вх}},$$

где $K_{об.вых}$ — число объединенных выходов; $I_{ут.вых}$ — ток утечки на выходе; $K_{об.вх}$ — число подключенных входов.

Минимальное сопротивление $R_{н\,min}$ определяется выражением

$$R_{н\,min} = \frac{E - U^0_{вых}}{I^0_{вых\,max} - K_{об.вх} I^0_{вх}},$$

где $I^0_{вых\,max}$ — максимально допустимый выходной ток логического нуля одного элемента.

Если допустить, что в схеме, показанной на рис. 5.12, на выходе стоит элемент К155ЛА8 ($I_{ут.вых}$ = 250 мкА; $I^0_{вых}$ = 16 мА), а на-

грузкой служат входы микросхем серии К155 ($I^0_{вх} = 1{,}6$ мА; $I^1_{вх} = 40$ мкА), то

$$R_{н\,max} = \frac{5 - 2{,}4}{4 \cdot 250 \cdot 10^{-6} + 3 \cdot 40 \cdot 10^{-6}} = 2{,}32 \text{ кОм};$$

$$R_{н\,min} = \frac{5 - 0{,}4}{16 \cdot 10^{-3} - 3 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-3}} = 410 \text{ Ом}.$$

Конкретные значения $R_н$ выбирают из условия требуемого быстродействия при наименьшей потребляемой мощности. Максимальное быстродействие достигается, когда $R_н$ близко к минимальному значению. С повышением $R_н$ увеличивается время заряда паразитных емкостей при выходном напряжении высокого уровня, зато уменьшается потребление тока при низком уровне.

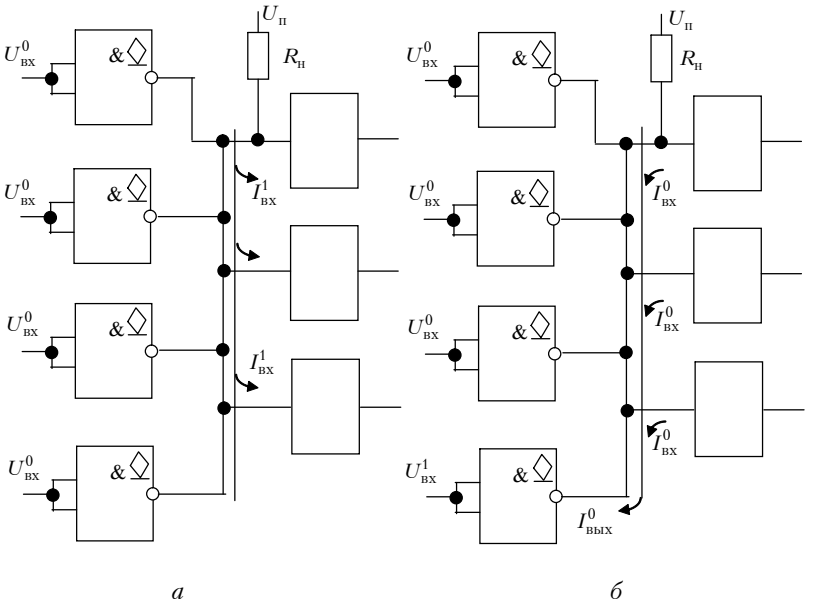
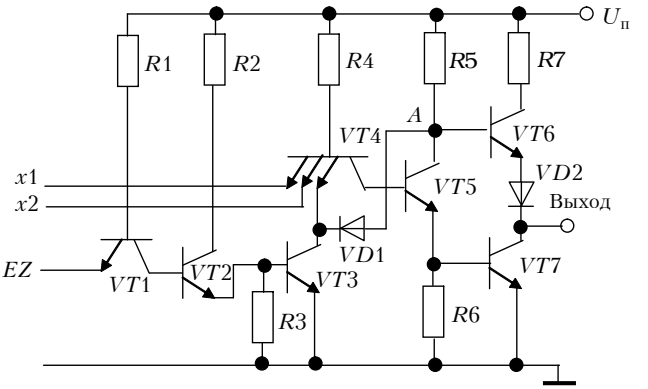


Рис. 5.12. К расчету нагрузочного сопротивления:
а — при выходных напряжениях высокого уровня;
б — при выходных напряжениях низкого уровня

5.8. Логические элементы ТТЛ с тремя выходными состояниями

На рис. 5.13 показан один из способов обеспечения трех состояний в микросхемах ТТЛ. Эта схема отличается от базовой наличием дополнительных транзисторов $VT1$–$VT3$ и диода $VD1$. Когда транзистор $VT3$ заперт, схема действует подобно обычному логическому элементу, поскольку диод $VD1$ смещен в обратном направлении. При открытом транзисторе $VT3$ диод $VD1$ также открыт, и напряжение в точке A близко к нулю. Транзистор $VT6$ при этом заперт. Транзистор $VT5$ также будет закрыт, поскольку на эмиттере транзистора $VT4$, связанном с коллектором $VT3$, — логический 0.



Входы			Выход
$x2$	$x1$	EZ	
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	0	0
X	X	1	Z

Рис. 5.13. Принципиальная схема логического элемента ТТЛ с тремя выходными состояниями

В таблице Z — высокоимпедансное состояние, X — любое логическое состояние (0 или 1).

Следовательно, транзистор $VT7$ также будет заперт и выходной вывод окажется отсоединенным от входных цепей и от обеих шин питания. В этом состоянии микросхема потребляет значительно меньшую мощность.

5.9. Неиспользуемые логические элементы ТТЛ

Микросхемы, выполняющие простейшие операции (И, И-НЕ, ИЛИ, ИЛИ-НЕ и др.), обычно содержат в одном корпусе несколько независимых логических элементов, связанных только общим питанием. При составлении схемы цифрового устройства нередко случается, что отдельные логические элементы остаются свободными.

Рекомендуется такие элементы включать так, чтобы их выходы имели высокий потенциал, для чего входы логических элементов И-НЕ и ИЛИ-НЕ соединяют с общей (земляной) шиной. В этом случае рассеиваемая мощность минимальна, а сами элементы можно использовать для создания логической 1 на входах других приборов.

Упражнения

1. Для схемы базового элемента ТТЛ (рис. 5.4) определить условия и значения напряжений («0» либо «1») по входам 1 и 2, при которых открывается переход «база-коллектор» многоэмиттерного транзистора $VT_м$.

Решение

При $U_{вх1} = U_{вх2} =$ «1» переходы «база-эмиттер» $VT_м$ остаются закрытыми, но открывается переход «база-коллектор».

2. Почему включение резистора $R_д$ на входе элемента ТТЛ (рис. 5.6) определяет уровень напряжения на выходе («1» либо «0»)?

Ответ

Ток, протекающий через резистор $R_д$, образует падение напряжения, которое действует на входы подобно входному напряжению от внешнего источника сигнала.

3. На оба входа элемента ТТЛ (рис. 5.4) подается высокий уровень напряжения $U_{вх1} = U_{вх2} =$ «1». Приняв параметры любого насыщенного транзистора и открытого диода $U_{БЭ} = 0{,}8$ В, $U_{КЭ} = 0{,}2$ В, $U_{д.пр} = 0{,}8$ В, напряжение питания элемента $E = 5$ В, найти разность потенциалов между базой и коллектором $VT2$.

Решение

$$U_{БК2} = U_{БЭ2} - U_{К2} = 0{,}8 - 0{,}2 = 0{,}6 \text{ В}.$$

4. Приняв параметры любого насыщенного транзистора и открытого диода $U_{БЭ} = 0{,}8$ В, $U_{КЭ} = 0{,}2$ В, $U_{д.пр} = 0{,}8$ В, напряжение питания элемента $E = 5$ В, для схемы элемента ТТЛ (рис. 5.4) определить, при каком напряжении между базой $VT3$ и коллектором $VT2$ на выходе устанавливается уровень логической единицы.

Решение

$$U = U_{Б3} - U_{К2} = U_{БЭ3} + U_{д.пр} = 0{,}8 + 0{,}8 = 1{,}6 \text{ В}.$$

5. В схеме базового элемента ТТЛ (рис. 5.4) компоненты $R1$, $R3$, $VT3$, VD образуют эмиттерный повторитель, который обеспечивает уровень напряжения логической единицы при значительный токах, вытекающих из схемы. Транзистор $VT3$ работает в активном режиме при небольших токах нагрузки. Определить в общем виде величину выходного напряжения.

Решение

$$U^1_{вых} = E - R1I_н(1 + \beta) - U_{БЭ3} - U_{д.пр}.$$