

В.Т. ФРОЛКИН, Л.Н. ПОПОВ

# ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА



В. Т. ФРОЛКИН, Л. Н. ПОПОВ

# ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ, ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

Допущено Министерством высшего и среднего  
специального образования СССР  
в качестве учебника для студентов вузов,  
обучающихся по специальности «Радиотехника»



МОСКВА

«СОВЕТСКОЕ РАДИО», 1980

ББК 32.847  
Ф91  
УДК 621.374(075.8)

**Фролкин В. Т., Попов Л. Н.**

**Ф91** Импульсные устройства: Учебник для вузов. —  
3-е изд., перераб. и доп. — М.: Сов. радио, 1980, —  
368 с., ил.

В пер.: 1 р. 10 к.

Изложены принципы действия и методы анализа импульсных и цифровых устройств, используемых в радиоэлектронике, автоматике и вычислительной технике. Рассмотрены основные типы генераторов видеосигналов: триггеры, мультивибраторы, генераторы линейно изменяющихся токов и напряжений, блокинг-генераторы и др.

В отличие от предыдущих изданий включены новые разделы, посвященные цифровым импульсным устройствам: логическим элементам, триггерам с логическим управлением, цифровым функциональным устройствам. Основное внимание уделено импульсным устройствам в микросхемотехническом исполнении.

Книга может быть также полезна широкому кругу специалистов, работающих в области радиоэлектроники, автоматике и вычислительной техники.

Ф 30402—051  
046(01)—80 5—80 2402020000

ББК 32.847  
6Ф2

Рецензент: кафедра импульсной и вычислительной техники Ленинградского электротехнического института связи им. проф. М. А. Бонч-Бруевича (зав. кафедрой докт. техн. наук, проф. Л. М. Гольденберг)

**Редакция радиотехнической литературы**

С момента выхода второго издания учебника прошло более 12 лет. За это время благодаря достижениям микроэлектроники разработан и освоен промышленностью широкий ассортимент интегральных схем (ИС) различного назначения и степени интеграции, причем большинство из них применяется в импульсных (цифровых и аналоговых) устройствах. Появление ИС стимулировало развитие цифровой техники, сделав несущественным главный ее недостаток — большое число элементов, приводивший ранее к недопустимо низкой надежности работы, а также к значительным габаритным размерам и массе аппаратуры.

В области аналоговой импульсной техники влияние микроэлектроники проявилось прежде всего в появлении и широком распространении схем различного назначения, главным и единственным активным компонентом которых служит интегральный операционный усилитель.

Учитывая сказанное выше, авторы сочли необходимым существенно расширить и углубить разделы, посвященные цифровым элементам и функциональным узлам (гл. 3, 5, 6, 13). При этом основное внимание уделяется вопросам, связанным с построением их на современной элементной базе. При рассмотрении аналоговых (классических) импульсных устройств основное внимание уделено особенностям схемотехники и характеристикам этих устройств в микронэлектронном исполнении. Значительное место в книге занимают также вопросы теории и схемотехники импульсных устройств на интегральных логических элементах и интегральных операционных усилителях.

Активному усвоению материала должны способствовать контрольные вопросы и задачи, приводимые в конце глав книги.

В совершенствовании курса лекций, положенных в основу настоящего учебника, а также в разработке и обсуждении ряда вопросов активное участие принимали Г. В. Маркус и Г. А. Данилович. Большая работа по подготовке рукописи к печати проведена А. А. Егоровой, Н. И. Чисовой, Н. Ю. Шурыгиной и Т. Л. Абгорян. Всем этим товарищам авторы приносят благодарность.

Авторы выражают глубокую признательность проф. д-ру техн. наук Л. М. Гольденбергу и коллективу руководимой им кафедры, взявшим на себя нелегкий труд рецензирования рукописи и сделавшим много ценных замечаний, способствовавших улучшению книги.

1.1. ПРЕДМЕТ КУРСА ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ

Под импульсными устройствами понимают активные и пассивные электрические цепи, предназначенные для генерирования, хранения и обработки импульсных и переключающих колебаний.

Импульсный режим работы электрической цепи характеризуется тем, что электрические сигналы, вырабатываемые устройством или воздействующие на него, являются прерывистыми и представляют собой импульсы различной формы. Под формой импульсного колебания понимается закон изменения во времени напряжения или тока.

Основными являются импульсы прямоугольной (рис. 1.1, а), трапецеидальной (рис. 1.1, б), линейно изменяющейся (треугольной) (рис. 1.1, в) и экспоненциальной (рис. 1.1, г) формы, которые не имеют радиочастотного заполнения и называются видеои импульсами.

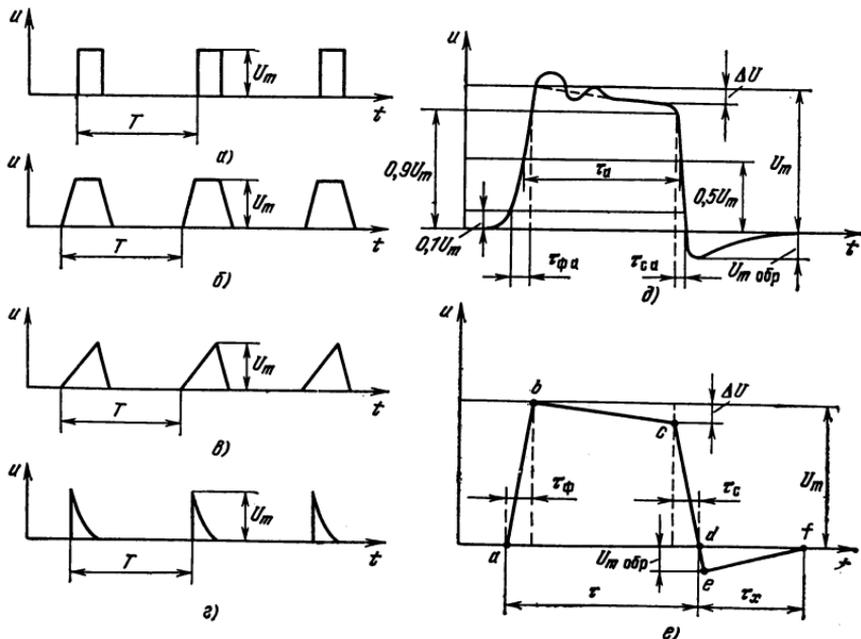


Рис. 1.1

Форма импульсов, представленных на рис. 1.1, является идеализированной и при анализе может служить линейной моделью нулевого приближения. Форма реальных импульсов не является геометрически правильной, что объясняется нелинейностью характеристик электронных и полупроводниковых приборов и влиянием реактивных сопротивлений в схемах. Реальные прямоугольные импульсы, имеющие наиболее важное значение на практике, имеют форму, иллюстрируемую рис. 1.1, *д*. Участки быстрого нарастания и спада напряжения (или тока) называются соответственно фронтом и срезом импульса, а интервал, на котором напряжение (или ток) изменяется сравнительно медленно, — вершиной импульса.

Активные длительности фронта  $\tau_{фа}$  и среза  $\tau_{са}$  обычно определяются между уровнями  $0,1U_m$  и  $0,9U_m$ , где  $U_m$  — наибольшее значение (амплитуда) импульса. Активная длительность вершины  $\tau_a$  оценивается на уровне  $0,5U_m$ . Импульс, иллюстрируемый рис. 1.1, *д*, имеет обратный выброс (хвост) с амплитудой  $U_{обр}$ . Кроме того, на его вершину наложены затухающие синусоидальные колебания, интенсивность которых характеризуется амплитудой первого выброса.

Линейная модель прямоугольного импульса первого приближения изображена на рис. 1.1, *е*. Отрезки прямых *ab*, *bc*, *cd* аппроксимируют соответственно фронт, вершину и срез импульса. Отрезки *de* и *ef* моделируют нарастание и спад обратного выброса. Скорость нарастания напряжения (тока) импульса на рис. 1.1, *е* характеризуется крутизной фронта  $S_\phi = U_m/\tau_\phi$ , а убывание напряжения на вершине — относительным снижением вершины  $\delta U_m = \Delta U/U_m$ .

Длительность применяемых на практике импульсных сигналов лежит в весьма широком диапазоне: от единиц наносекунд до единиц и десятков секунд. Импульсы микросекундной части этого диапазона  $\tau = 10^{-7} \dots 10^{-1}$  с являются наиболее употребительными и используются в ЭВМ, импульсной связи, радиолокации, телевидения и других областях радиоэлектроники. Часто колебания, используемые в импульсной технике, могут иметь более сложную форму по сравнению с изображенными на рис. 1.1. Например, идеализированное напряжение на индуктивно-резистивной цепи при протекании через нее пилообразного тока изображено на рис. 1.2, *а*. На рис. 1.2, *б* и *в* показана форма тока в отклоняющей катушке и напряжения в канале формирования символов буквенно-цифровых индикаторов с электронно-лучевыми трубками.

Информация, передаваемая прямоугольными импульсами, может содержаться в значениях амплитуды  $U_m$ , длительности  $\tau$  и временного положения (периода повторения)  $T$ .

В зависимости от характера модуляции информативных параметров современные импульсные устройства (ИУ) можно разделить на аналоговые и цифровые (дискретные). В аналоговых устройствах, называемых обычно просто ИУ, информативные параметры в принципе могут принимать как угодно близкие значения, т. е.

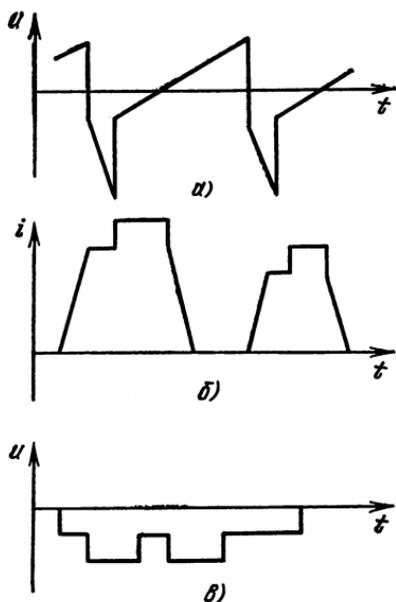


Рис. 1.2

каждому уровню которого присваивается значение логических переменных 1 и 0. При импульсном кодировании в определенные дискретные моменты времени, называемые тактовыми или позициями, наличие короткого импульса кодируется логической 1, а отсутствие его — логическим 0.

Технической базой импульсной техники являются линейные электрические элементы и электронные ключи. Функции линейных элементов выполняют усилители импульсов,  $RCL$ -цепи, импульсные трансформаторы и линии задержки. Наиболее широко применяются усилители и  $RC$ -цепи, так как эти элементы успешно поддаются микроминиатюризации.

В качестве электронных ключей используют приборы с нелинейными характеристиками: диоды, транзисторы, электровакуумные и газонаполненные лампы, ферромагнитные сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса, полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. Как и для линейных цепей, наибольшее значение имеют такие ключевые схемы, которые наиболее успешно поддаются микроминиатюризации (полупроводниковые диоды и транзисторы).

## 1.2. СПОСОБЫ АНАЛИЗА ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ

Для анализа электрических цепей с сосредоточенными параметрами используются законы Кирхгофа, применимые как для линейных, так и для нелинейных электрических цепей. Для анализа линейных цепей, в которых параметры элементов  $R$ ,  $C$ ,  $L$  и управ-

иметь бесконечное множество значений в диапазоне изменения. В цифровых ИУ они являются квантованными и принимают одно из фиксированных значений, составляющих конечное множество. Отдельные элементы этого множества могут быть закодированы цифрами в двоичной, восьмеричной, десятичной и других системах счисления.

Двоичный (бинарный) код имеет особое значение из-за высокой помехоустойчивости и простоты его реализации с помощью ключевых устройств. Материальными носителями двоичного кода являются потенциальные и импульсные сигналы. При потенциальном двоичном кодировании сигналом, несущим информацию, является напряжение прямоугольной формы, каждо-

ляемых генераторов не зависят от напряжения и тока, используются другие правила, существенно облегчающие анализ и расчеты: теорема суперпозиции, теорема об эквивалентных генераторах напряжения и тока, моделирующих какие-либо два полюса многополюсника и др.

Математический аппарат, используемый в импульсной технике, предназначен для расчетов статического режима и переходных процессов в электрических цепях, для анализа чувствительности информативных параметров или рабочих характеристик ИУ к дестабилизирующим факторам (помехам, климатическим и механическим воздействиям, изменениям внутренних параметров). Этим аппаратом является методика составления и решения конечных или дифференциальных уравнений, связывающих искомые токи и напряжения (уравнений состояния схемы).

Если необходимо максимально точно рассчитать сложные ИУ, следует учитывать нелинейность характеристик активных и пассивных элементов, входящих в их состав. В результате уравнения состояния схем получаются нелинейными и решаются численными методами с помощью цифровых ЭВМ.

Одним из средств повышения точности и скорости схемотехнического расчета импульсных и цифровых устройств является автоматизация проектирования. Технической базой автоматизации проектирования (АП) являются в основном ЭВМ и вычислительные системы, математическую основу АП составляют методы теории цепей, и аппарат вычислительной математики и программирования, средствами АП служат отдельные программы и комплексы программ. Совокупность средств вычислительной техники и пакетов программ, предназначенных для эксплуатации этих средств, получила название системы автоматизированного проектирования (САПР).

С помощью САПР решают различные задачи проектирования: конструкторские, системные, схемотехнические. В каждом случае применение САПР приносит, как правило, значительный экономический эффект, выражаемый в снижении сроков проектирования, повышении его качества, повышении степени организованности и регламентации инженерной деятельности путем оптимального сочетания в процессе проектирования нетворческих процедур, выполняемых в автоматическом режиме на ЭВМ, с творческими, выполняемыми инженером-проектировщиком вручную. Решение нетворческих задач схемотехнического проектирования с помощью ЭВМ на основе численных методов снимает большинство ограничений, которые вынужден учитывать инженер при «ручном» проектировании аналитическими методами. Главным из этих ограничений является необходимость максимально упрощать математические модели нелинейных элементов путем кусочно-линейной аппроксимации их характеристик и уменьшения числа элементов схемы замещения. Поскольку численными методами легко решаются практически любые нелинейные уравнения, возникающие при схемотехниче-

ском расчете, то необходимость в упрощении моделей элементов для аналитического решения отпадает.

Другое преимущество АП заключается в возможности схемотехнического проектирования устройств большого размера, содержащих сотни и тысячи элементов и описываемых соответственно сотнями и тысячами уравнений, что, естественно, невыполнимо при ручном проектировании. Наконец, к числу преимуществ АП относится также возможность достаточно точно решать статистические задачи и задачи оптимизации параметров схем, которые при ручном проектировании либо вообще не ставятся, либо решаются крайне приближенно, так что результаты, за исключением простейших случаев, обычно имеют лишь качественный характер.

Вместе с тем не следует думать, что применение методов АП полностью избавляет инженера от необходимости выполнять оценочные расчеты схем на основе кусочно-линейных моделей. Как показывает практика эксплуатации программ автоматизированного схемотехнического расчета, нередко случаи получения неправдоподобных результатов из-за ошибок округлений, неизбежных в ЭВМ, из-за неверных или неточных постановок исходной задачи (например, нарушения ограничений на диапазон параметров моделей, принятых в данной конкретной программе). Выявить такие ошибки можно, лишь зная приближенное решение, близкое к истинному, хотя бы по порядку значений.

Для определения качественного влияния параметров ИУ на их характеристики, а также для приближенной количественной оценки характеристик обычно ограничиваются приближенными расчетами на основе кусочно-линейной аппроксимации вольт-амперных характеристик активных элементов, используя линейные схемы замещения с переключаемыми во времени параметрами.

При этом наиболее удобным математическим аппаратом является операционное исчисление с использованием преобразований Лапласа, которое и используется в настоящей книге.

## Глава 2

### ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ С ПОМОЩЬЮ ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ

#### 2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В импульсной технике для формирования импульсов заданной формы широко используют линейные  $RCL$ -цепи. Последовательная резисторно-емкостная цепь является наиболее простой формирующей цепью. В зависимости от того, с какого элемента — резистора или конденсатора — снимается выходное напряжение, формирующие свойства этой цепи будут различными.

## 2.2. ФОРМИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ НА РЕЗИСТОРЕ RC-ЦЕПИ

Предположим внутреннее сопротивление источника входного напряжения нулевым, а сопротивление нагрузки — бесконечно большим (рис. 2.1). В качестве входного напряжения будем использовать идеальный прямоугольный импульс и линейно изменяющееся напряжение (ЛИН). Эти сигналы позволяют достаточно полно выявить формирующие свойства цепи и осуществить приближенную аппроксимацию реальных прямоугольных импульсов с фронтами конечной крутизны. Коэффициент передачи в операторной форме  $K(p)$  для схемы рис. 2.1 будет иметь вид

$$K(p) = p\tau_0 / (1 + p\tau_0), \quad (2.1)$$

где  $\tau_0 = RC$ .

**Одиночный импульс напряжения.** Начальный перепад напряжения, соответствующий фронту идеального прямоугольного импульса с амплитудой  $E$  (рис. 2.2), будет передаваться через конденсатор на выход без ослабления, а затем по мере заряда конденсатора ток, протекающий по цепи, а следовательно, и выходное напряжение будут экспоненциально убывать:

$$u = E \exp(-t/\tau_0). \quad (2.2a)$$

К моменту окончания импульса ( $t = \tau$ ) выходное напряжение упадет до  $u(\tau) = E \exp(-\tau/\tau_0)$ .

Срезу импульса соответствует появление на выходе отрицательного перепада напряжения с амплитудой  $E$ . Таким образом, в момент времени  $t = \tau$  направление протекающего тока и полярность выходного напряжения скачком меняются на обратные. Хвост выходного импульса, соответствующий разряду конденсатора  $C$  на интервале  $t \geq \tau$ , изменяется по закону

$$u = -\Delta U \exp[-(t - \tau)/\tau_0], \quad (2.2b)$$

где  $\Delta U = E - u(\tau) = E [1 - \exp(-\tau/\tau_0)]$ .

За время  $0 \dots \tau$  заряд конденсатора увеличился на некоторое значение

$$Q_s = \int_0^{\tau} idt = \frac{1}{R} \int_0^{\tau} udt.$$

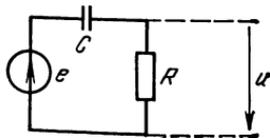


Рис. 2.1

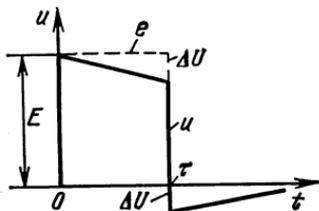


Рис. 2.2

После окончания импульса заряд уменьшается на

$$Q_p = \int_{\tau}^{\infty} i dt = -\frac{1}{R} \int_{\tau}^{\infty} u dt.$$

После окончания переходных процессов начальный заряд на конденсаторе остается неизменным, т. е.

$$Q_s + Q_p = 0. \quad (2.3a)$$

$Q_s$  и  $Q_p$  геометрически представляют собой площади, ограниченные кривой выходного напряжения в интервалах  $0 \dots \tau$  ( $S_s$ ) и  $\tau \dots \infty$  ( $S_p$ ). Таким образом, получаем важное для практики условие — равенство площадей

$$S_s = S_p. \quad (2.3b)$$

При произвольной форме входного униполярного сигнала равенства (2.3) остаются справедливыми, если за момент времени  $\tau$  считать изменение полярности тока, протекающего в цепи, и напряжения на выходе. Условие (2.3) характеризует потерю постоянной составляющей напряжения выходного сигнала, которая может существовать во входном сигнале.

Если рассматриваемая  $RC$ -цепь является разделительной, то она должна как можно меньше искажать форму передаваемого импульса, т. е. должно выполняться неравенство

$$\tau/\tau_0 \ll 1. \quad (2.4)$$

Разложив  $\exp(-t/\tau_0)$  [см. формулу (2.2a)] в степенной ряд и ограничившись первым после единицы членом разложения, получим линейное снижение вершины выходного импульса (рис. 2.2). Искажения формы передаваемого импульса оценивают при этом максимальным относительным снижением

$$\delta U = \Delta U/E \approx \tau/\tau_0. \quad (2.5)$$

Таким образом, если требуется, чтобы максимальное относительное снижение вершины импульса не превышало 1%, то постоянная времени цепи должна превышать длительность импульса не менее чем в 100 раз.

Если на вход рассматриваемой цепи подается одиночный импульс ЛИН (рис. 2.3) ( $e = At$  для  $0 \leq t \leq \tau$ ), то на интервале  $0 \dots \tau$  выходное напряжение в операторной форме будет иметь следующий вид:

$$u(p) = A\tau_0/p(1 + p\tau_0).$$

Ему соответствует оригинал

$$u(t) = A\tau_0 [1 - \exp(-t/\tau_0)]. \quad (2.6)$$

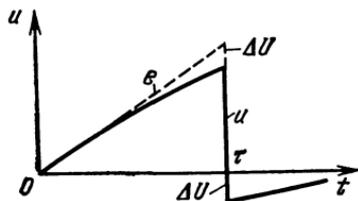


Рис. 2.3

В момент  $t = \tau$  входной импульс заканчивается и закон изменения выходного импульса для моментов времени  $t \geq \tau$  будет определяться функцией (2.26), но  $\Delta U$  будет иметь иное значение:  $\Delta U = e(\tau) - u(\tau) = A\tau - A\tau_0 [1 - \exp(-\tau/\tau_0)]$ . (2.7)

Для оценки искажений при передаче ЛИН и выполнении условия (2.4) можно использовать относительное снижение амплитуды  $\delta U_{\text{л}} = \Delta U / (A\tau)$  (рис. 2.3). Для получения первого приближения  $\delta U_{\text{л}}$  при степенном представлении экспоненциальных функций в формулах (2.6) и (2.7) необходимо ограничиться уже квадратичными членами разложения. В этом случае

$$\delta U_{\text{л}} \approx 0,5\tau/\tau_0. \quad (2.8)$$

**Последовательность импульсов.** Если через разделительную цепь необходимо передавать с малыми искажениями последовательность импульсов с периодом следования  $T$ , то, как правило, выполнение условия (2.4) одновременно означает и выполнение неравенства  $(T - \tau)/\tau_0 \ll 1$ . (2.9)

Таким образом, в интервалах между импульсами начальный заряд конденсатора  $C$  не успевает восстановиться. В этом случае (рис. 2.4, а) при подаче первых импульсов последовательности происходит переходный процесс нарастания дополнительного (остаточного) заряда конденсатора, а через некоторое время наступает режим динамического равновесия, при котором приращение заряда конденсатора  $\Delta Q_3$  в течение длительности импульса  $\tau$  оказывается равным убыванию заряда  $\Delta Q_p$  в интервале между импульсами. Значения  $\Delta Q_3$  и  $\Delta Q_p$ , как и ранее, пропорциональны площадям, ограниченным кривой выходного напряжения на интервалах соответственно  $\tau$  и  $T - \tau$  (заштрихованы на рис. 2.4, а).

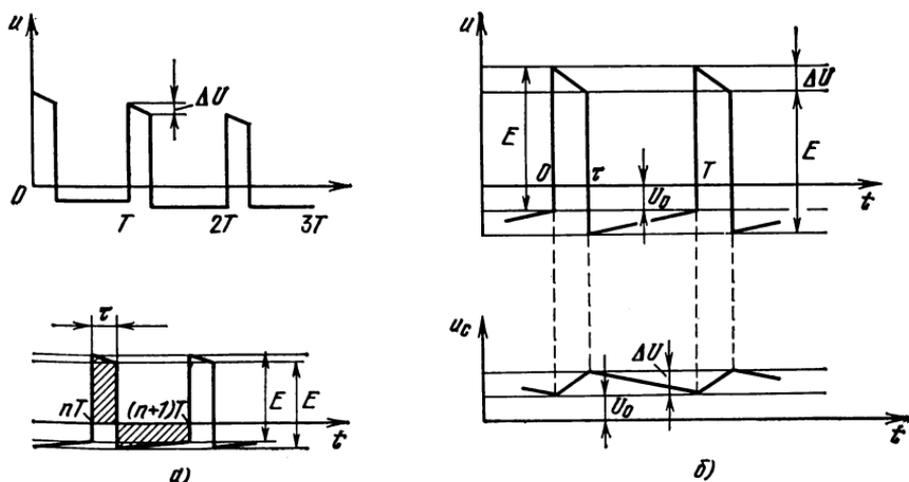


Рис. 2.4

В первом приближении, учитывая неравенства (2.4) и (2.9), искажением формы выходных импульсов можно пренебречь. Таким образом, воздействие рассматриваемой  $RC$ -цепи в этом случае будет заключаться в смещении начального уровня выходных импульсов на  $U_0$ . Если учесть, как указывалось ранее, что за начало отчета длительности следует принять момент изменения полярности тока, протекающего в цепи, и напряжения на выходе, то этот вывод можно распространить на общий случай передаваемых импульсов произвольной формы  $e(t)$ . Отсчитывая время в пределах  $n$ -го интервала, в режиме динамического равновесия можно приближенно считать, что

$$u \approx \begin{cases} e - U_0 & \text{при } 0 \leq t \leq \tau, \\ -U_0 & \text{при } \tau \leq t \leq T. \end{cases}$$

Из равенства заштрихованных на рис. 2.4,  $a$  площадей

$$\int_0^{\tau} (e - U_0) dt = \int_{\tau}^T U_0 dt$$

находим

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} e dt \equiv \frac{1}{T} \int_0^T e dt = \bar{e}, \quad (2.10a)$$

где  $\bar{e}$  — среднее (за период) значение входного напряжения.

При изменении верхнего предела интеграла в формуле (2.10a) с  $\tau$  на  $T$  учитывается то, что на интервале  $T - \tau$  приложенное напряжение равно нулю. Таким образом, при передаче последовательности импульсов через разделительную цепь с малыми искажениями смещение начального уровня в первом приближении равно среднему значению  $e$  входных импульсных сигналов и не зависит от параметров  $RC$ -цепи. (Способы изменения начального уровня импульсов на выходе  $RC$ -цепи рассматриваются в гл. 4.)

Поскольку ток, заряжающий разделительный конденсатор на интервале существования импульса в режиме динамического равновесия, меньше аналогичного тока для одиночного импульса, то относительное снижение вершины импульсов при передаче последовательности импульсов будет меньше значения, определяемого формулами (2.5) и (2.8).

Для оценки  $\delta U$  при передаче прямоугольных импульсов используем рис. 2.4,  $b$ , где изображены выходное напряжение  $u$  и напряжение на конденсаторе  $u_C$  в режиме динамического равновесия. Поместив начало координат в точку  $nT$  и используя обобщенное уравнение экспоненты  $x(t) = x(\infty) - [x(\infty) - x(0)] \exp[-t/\tau_0]$ , экспоненциальные функции заряда и разряда конденсатора можно записать в следующем виде:

$$u_C(t) = \begin{cases} E - (E - U_0) \exp(-t/\tau_0) & \text{при } 0 < t < \tau_0, \\ (U_0 + \Delta U) \exp[-(t - \tau)/\tau_0] & \text{при } \tau_0 < t < T. \end{cases}$$

Используя граничные соотношения  $u_c(\tau) = U_0 + \Delta U$ ,  $u_c(T) = U_0$  и ограничиваясь линейными членами разложения, получаем

$$\delta U = \frac{\Delta U}{E} \approx \frac{\tau}{\tau_0} \left(1 - \frac{\tau}{T}\right). \quad (2.10б)$$

Аналогично можно определить относительное снижение амплитуды последовательности ЛИН:

$$\delta U_{л} = \frac{\Delta U}{A\tau} \approx \frac{1}{2} \frac{\tau}{\tau_0} \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \quad (2.10в)$$

**Укорочение импульсов.** Одной из наиболее употребительных операций изменения формы импульсов при помощи цепи, изображенной на рис. 2.1, является укорочение импульсов. Необходимую форму выходных сигналов, возникающих при укорочении идеального прямоугольного импульса (рис. 2.5), можно получить, выбирая постоянную времени цепи в соответствии с соотношением

$$\tau/\tau_0 \gg 1, \quad (2.11)$$

где, как и ранее,  $\tau$  — длительность входного импульса.

Выходные биполярные импульсы, соответствующие фронту и срезу входного импульса, затухают экспоненциально в соответствии с формулой (2.2а). Длительность этих импульсов  $\tau_{вых} \approx 3\tau_0$  на уровне  $0,05E$  в рассматриваемом идеализированном случае может быть сколь угодно малой. На практике, однако, безграничному уменьшению длительности выходных импульсов при уменьшении постоянной времени цепи препятствует падение их амплитуды, так как длительности фронта и среза входных импульсов конечны и воздействуют на учтенные ранее паразитные элементы.

Влияние конечных длительностей фронта и среза входного импульса можно выявить довольно просто, если приближенно считать закон изменения напряжений, соответствующих фронту и срезу, линейным. Предварительно выясним характер изменения выходного сигнала (рис. 2.6), определяемого формулой (2.6), при выполнении неравенства (2.11). После затухания экспоненциального члена в формуле (2.6) амплитуда выходного напряжения остается постоянной ( $A\tau_0$ ) и пропорциональной скорости изменения входного

напряжения. Следовательно, рассматриваемая цепь будет осуществлять приближенное электрическое дифференцирование входного сигнала, при-

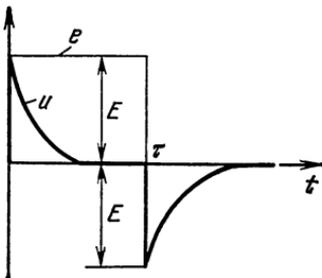


Рис. 2.5

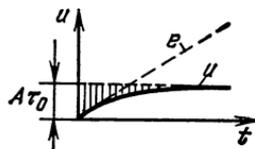


Рис. 2.6

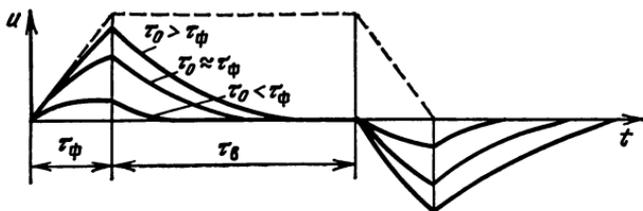


Рис. 2.7

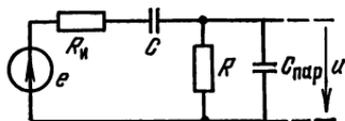


Рис. 2.8

чем с уменьшением времени ошибка дифференцирования, определяемая разностью ординат прямой  $A\tau_0$  и кривой входного напряжения, будет увеличиваться. Методы повышения точности дифференцирования изложены в § 2.4.

Рассматривая теперь изменение амплитуды импульса с фронтом и срезом конечной крутизны, аппроксимированными ЛИН, нетрудно установить, что при уменьшении постоянной времени укорачивающей цепи амплитуда выходного напряжения будет убывать. При выполнении соотношения (2.11) влияние экспоненциального члена сказывается лишь на начальном участке выходного импульса и амплитуда последнего прямо пропорциональна постоянной времени (рис. 2.7).

**Влияние паразитных элементов в укорачивающей RC-цепи.** Основными паразитными элементами, которые приходится учитывать при укорачивании импульсных сигналов, являются внутреннее сопротивление  $R_n$  источника входных импульсов и емкостная составляющая нагрузки  $C_{пар}$  (рис. 2.8). Наличие этих элементов делает невозможными скачки выходного напряжения, поэтому форма и амплитуда укороченных импульсов могут существенно отличаться от рассмотренного идеализированного случая.

Если напряжение генератора  $e$  (рис. 2.8) является ступенчатым  $e = E$  при  $t \geq 0$ , т. е.  $e(p) = E/p$ , то изображение выходного напряжения  $u(p)$  будет определяться соотношением

$$u(p) = E/\tau_{пар} (p - p_1) (p - p_2), \quad (2.12a)$$

где  $\tau_{пар} = C_{пар}R_n$ ;  $\tau_0 = RC$ ;  $p_1, p_2$  — корни характеристического уравнения

$$p^2 + \frac{1}{\tau_{пар}} p (1 + \gamma_R + \gamma_C) + \frac{1}{\tau_{пар}\tau_0} = 0,$$

при  $\gamma_R = R_n/R$ ,  $\gamma_C = C_{пар}/C$  равные

$$p_1 = -\frac{1}{2\tau_{пар}} (1 + \gamma_R + \gamma_C) \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{4\gamma_R \gamma_C}{(1 + \gamma_R + \gamma_C)^2}} \right],$$

$$p_2 = -\frac{1}{2\tau_{пар}} (1 + \gamma_R + \gamma_C) \left[ 1 + \sqrt{1 - \frac{4\gamma_R \gamma_C}{(1 + \gamma_R + \gamma_C)^2}} \right].$$

Учитывая, что дробь под радикалами меньше единицы, используем разложение радикалов в ряд, ограничиваясь первыми двумя членами. В этом случае

$$\rho_1 = -1/\tau_1 \approx -[\tau_0 (1 + \gamma_R + \gamma_C)]^{-1}, \quad (2.126)$$

$$\rho_2 = -1/\tau_2 \approx -(1 + \gamma_R + \gamma_C)/\tau_{\text{пар}}.$$

Оригинал выходного напряжения (рис. 2.9)

$$u(t) = \frac{E}{\tau_{\text{пар}}} \frac{1}{\rho_1 - \rho_2} [\exp(\rho_1 t) - \exp(\rho_2 t)], \quad (2.13)$$

где  $|\rho_1| \ll |\rho_2|$ .

Из рис. 2.9, где штриховой линией показаны экспоненциальные слагаемые  $u(t)$ , видно, что фронт выходного импульса имеет в начале конечный наклон, значение которого  $|du/dt|_{t=0}$  обусловлено отношением  $E/\tau_{\text{пар}}$ . К моменту времени  $t_m$ , определяемому в основном затуханием второго экспоненциального члена в (2.13), амплитуда выходного импульса достигает максимального значения, затем происходит спад напряжения, в течение которого основную роль играет затухание первого экспоненциального члена в (2.13). Из формулы (2.13) следует, что уменьшение параметров укорачивающей  $RC$ -цепи неизбежно сказывается на уменьшении амплитуды выходного импульса.

Из анализа (см., например, [2, 31]) следует, что при заданных значениях длительности выходного и амплитуды входного импульсов, а также неизменных паразитных параметрах схемы рабочие параметры цепи имеют оптимальные значения  $R_{\text{опт}}$  и  $C_{\text{опт}}$ , при которых амплитуда выходных импульсов будет иметь наибольшее значение.

### 2.3. ФОРМИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ НА КОНДЕНСАТОРЕ $RC$ -ЦЕПИ

При формировании напряжения на конденсаторе обращенной  $RC$ -цепи (рис. 2.10) операторный коэффициент передачи

$$K(p) = (1 + p\tau_0)^{-1}. \quad (2.14)$$

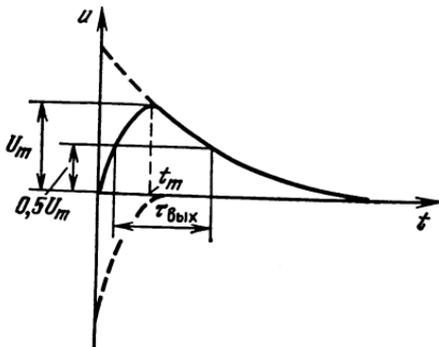


Рис. 2.9

**Ступенчатое напряжение.**  
При подаче на вход цепи (рис. 2.10) ступенчатого напряжения с амплитудой  $E$  выходной сиг-

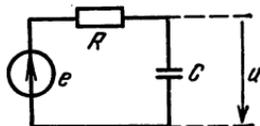


Рис. 2.10

нал нарастает по экспоненте:

$$u = E [1 - \exp(-t/\tau_0)]. \quad (2.15)$$

Время, необходимое для нарастания выходного сигнала до уровней  $0,9E$ ,  $0,95E$  и  $0,99E$ , составляет соответственно  $2,3\tau_0$ ,  $3\tau_0$  и  $4,6\tau_0$ .

**Прямоугольный импульс.** При подаче прямоугольного импульса длительностью  $\tau$  и амплитудой  $E$  фронт выходного импульса описывается уравнением (2.15), а срез убывает по экспоненте

$$u = u(\tau) \exp[-(t - \tau)/\tau_0], \quad (2.16)$$

где  $u(\tau) = E [1 - \exp(-\tau/\tau_0)]$ .

**Передача последовательности импульсов.** Цепь на рис. 2.10 часто представляет собой сочетание выходного сопротивления усилительного или формирующего каскада и паразитной емкости элементов, обычно включающей три составляющих: выходную емкость транзистора, емкость монтажа и емкость нагрузки. В этом случае формирующее действие цепи рассматривается как вредное искажение формы входного импульса, проявляющееся (кривая 1 на рис. 2.11) в виде экспоненциально изменяющихся фронта и среза выходного напряжения. Общей оценки этих искажений не имеется. Часто на практике можно считать передачу импульса удовлетворительной, если  $\tau_{\phi} \leq 0,1\tau$ . Если длительностью фронта считать интервалы нарастания (убывания) выходного сигнала до уровней  $0,9E$ ,  $0,95E$  и  $0,99E$ , то необходимо, чтобы  $\tau_0 \leq 0,04\tau$ ,  $0,03\tau$  и  $0,02\tau$ . Если длительностью фронта считать интервал нарастания выходного напряжения между уровнями  $(0,1 \dots 0,9) E$ , равный  $2,2\tau_0$ , то указанное требование удовлетворительной передачи импульса приводит к соотношению  $\tau_0 \leq 0,05\tau$ . Активная длительность выходного импульса во всех указанных случаях практически остается равной длительности входного импульса. Поскольку входная и выходная клеммы цепи, приведенной на рис. 2.10, связаны кондук-

тивно, то начальный уровень входных сигналов передается без изменений.

**Удлинение импульсов.** При использовании  $RC$ -цепи (см. рис. 2.10) для увеличения длительности входных импульсов характер выходного напряжения иллюстрируется кривой 2 (рис. 2.11). В первом приближении длительность выходного им-

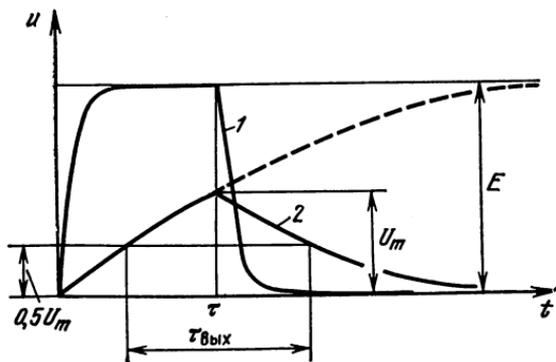


Рис. 2.11

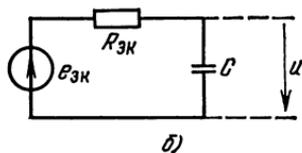
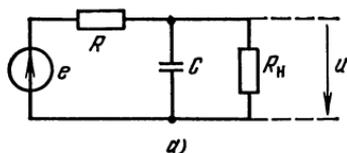


Рис. 2.12

пульса определяется соотношением

$$\tau_{\text{вых}} \approx 0,5\tau + 0,7\tau_0. \quad (2.17)$$

Нетрудно видеть, что в рассматриваемой цепи даже при принятых идеализированных условиях увеличение длительности выходного импульса сопровождается падением амплитуды  $U_m$ . Основным паразитным элементом при удлинении импульсных сигналов  $RC$ -цепью следует считать сопротивление нагрузки  $R_n$ , подключаемое параллельно конденсатору  $C$  (рис. 2.12, а). Влияние этого сопротивления можно оценить, если схему на рис. 2.12, а заменить эквивалентной (рис. 2.12, б), используя теорему об эквивалентном генераторе. Э. д. с. эквивалентного источника  $e_{\text{эк}}$  и сопротивления  $R_{\text{эк}}$  схемы на рис. 2.12, б определяются следующими соотношениями:

$$e_{\text{эк}} = eR_n / (R + R_n); \quad R_{\text{эк}} = RR_n / (R + R_n).$$

Таким образом, влияние сопротивления нагрузки сводится к уменьшению амплитуды и длительности выходных импульсов.

**Линейно изменяющееся напряжение.** При подаче ЛИН на вход цепи, приведенной на рис. 2.10, форма выходного напряжения для двух значений относительной длительности  $\tau/\tau_0$  показана на рис. 2.13. Кривая 1 иллюстрирует искажение формы ЛИН при передаче этого напряжения типовым усилительным каскадом, когда емкость  $RC$ -цепи является паразитной. На интервале  $0 \dots \tau$  выходное напряжение имеет следующий вид:

$$u(p) = \frac{1}{p^2(1+p\tau_0)} = A \left\{ t - \tau_0 \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right) \right] \right\}. \quad (2.18)$$

Так как при передаче ЛИН обычно выполняется неравенство (2.11), то можно считать, что искажения ЛИН в этом случае проявляются в нелинейности начального участка, а затем после затухания экспоненциального члена в (2.18) в запаздывании прямого хода ЛИН на время  $\tau_0$ . Изменение напряжения после окончания ЛИН, обусловленное разрядом конденсатора  $C$ , происходит в соответствии с формулой (2.16), где  $u(\tau) \approx A(\tau - \tau_0)$ .

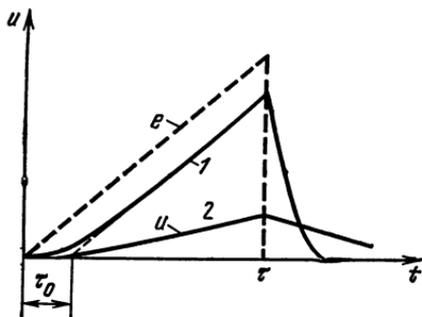


Рис. 2.13

Кривая 2 соответствует случаю, когда соотношение между длительностью прямого хода ЛИН и постоянной времени цепи определяется неравенством (2.4). Разложив в ряд экспоненциальный член в (2.18) и ограничившись квадратичным членом, получим

$$u \approx 0,5At^2/\tau_0. \quad (2.19)$$

Это напряжение пропорционально интегралу входного напряжения по времени. Таким образом, в рассматриваемом случае  $RC$ -цепь будет выполнять операцию приближенного интегрирования.

#### 2.4. ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЕ И ИНТЕГРИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

При помощи рассмотренных  $RC$ -цепей можно осуществлять операции приближенного дифференцирования и интегрирования по времени входных импульсных сигналов. Эти операции являются одними из основных в счетно-решающих устройствах непрерывного действия (аналоговых вычислительных), в системах автоматического управления и контроля.

**Дифференцирование.** Коэффициент передачи  $K_d(p)$  дифференцирующего звена определяется соотношением

$$K_d(p) = p\tau_d. \quad (2.20)$$

Из сравнения формул (2.1) и (2.20) видно, что коэффициент передачи идеализированной  $RC$ -цепи (рис. 2.1) будет приближаться к  $K_d(p)$  только при  $p \rightarrow 0$ . Практически достаточно точно дифференцируются те спектральные составляющие входного сигнала, для которых справедливо неравенство

$$\omega\tau_0 \ll 1. \quad (2.21)$$

Из формулы (2.1) следует, что при выполнении этого неравенства амплитуда выходного сигнала уменьшается.

Вторым фактором, препятствующим уменьшению постоянной времени  $\tau_0$  для повышения точности дифференцирования, является воздействие паразитных параметров  $R_{\text{н}}$  и  $C_{\text{пар}}$ , которые изменяют коэффициент передачи до значения

$$K(p) = p [\tau_{\text{пар}} (p - p_1) (p - p_2)]^{-1}. \quad (2.22)$$

Сравнивая формулы (2.20), (2.1) и (2.22), можно заметить, что уменьшение параметров  $RC$ -цепи сопровождается повышением точности дифференцирования лишь до тех пор, пока паразитными параметрами можно пренебречь, т. е. пока выполняются неравенства  $\gamma_R \ll 1$  и  $\gamma_C \ll 1$ . Основным способом повышения точности дифференцирования (как и интегрирования) при сохранении постоянной амплитуды является применение компенсирующего напряжения, рассмотренное далее.

**Интегрирование.** Коэффициент передачи  $K_{\text{и}}(p)$  идеального интегрирующего звена

$$K_{\text{и}}(p) = (p\tau_{\text{и}})^{-1}. \quad (2.23)$$

Очевидно, что обращенная  $RC$ -цепь (рис. 2.10) будет выполнять операцию приближенного интегрирования лишь для высокочастотных спектральных составляющих сигнала, соответствующих неравенству

$$\omega\tau_0 \gg 1, \quad (2.24)$$

которое, как и при дифференцировании, приводит к снижению амплитуды выходного сигнала.

**Применение компенсирующего напряжения.** Нетрудно видеть, что точность дифференцирования и интегрирования можно увеличить, уменьшив воздействие выходного сигнала на ток, протекающий в цепи. В самом деле, для схемы на рис. 2.14 справедливы соотношения

$$u = iZ_2; \quad i = (e - u)/Z_1. \quad (2.25)$$

Если предположить, что  $u \ll e$ , то

$$i \approx e/Z_1, \quad u \approx eZ_2/Z_1. \quad (2.26)$$

Таким образом, если комплексные сопротивления  $Z_1$  и  $Z_2$  представляют собой соответственно конденсатор  $C$  и резистор  $R$ , то будет реализована операция дифференцирования, а при  $Z_1 = R$  и  $Z_2 = (pC)^{-1}$  — интегрирования входного сигнала.

Чтобы предотвратить снижение амплитуды выходного сигнала, можно ослабить зависимость тока от напряжения, включив источник компенсирующего напряжения  $u_{\text{к}}$  (рис. 2.15). В цепи на рис. 2.15, будет протекать ток  $i = (e - u + u_{\text{к}})/Z_1$ ; при  $u = u_{\text{к}}$  ток  $i$  не будет зависеть от выходного напряжения.

**Функциональная схема операционного усилителя.** Источником компенсирующего напряжения в схеме на рис. 2.15 служит усилитель с отрицательной обратной связью, называемый операционным (рис. 2.16). Обозначения сигналов и контактов на этой схеме соответствуют аналогичным обозначениям схемы рис. 2.15. Если принять, что усилитель на рис. 2.16 является идеальным усилителем напряжения ( $R_{\text{вх}} = \infty$ ,  $R_{\text{вых}} = 0$ ), то, используя принцип супер-

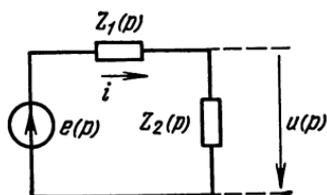


Рис. 2.14

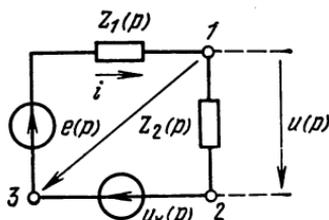


Рис. 2.15

позиции, напряжение  $u_{вх}$  на входе усилителя можно описать следующим соотношением:

$$u_{вх} = -\frac{u_{к}}{K_0} = \frac{eZ_2 + u_{к}Z_1}{Z_1 + Z_2}. \quad (2.27)$$

Решая уравнение (2.27) относительно  $K(p) = u_{к}/e$ , получаем

$$K(p) = -\frac{Z_2}{Z_1(1+K_0)} \frac{K_0}{1+Z_2/(1+K_0)Z_1}. \quad (2.28)$$

Напряжения  $u$  и  $u_{к}$  связаны между собой соотношением

$$u = -u_{к}(1+K_0)/K_0. \quad (2.29)$$

При выборе коэффициента усиления  $K_0$  из условия

$$K_0 \gg 1 \quad (2.30a)$$

напряжения  $u$  и  $u_{к}$  совпадают в высокой степени точности. Если выполняется условие (2.30a) и второй член в знаменателе (2.28) является достаточно малым так, что

$$Z_2/(1+K_0) \ll |Z_1|, \quad (2.30б)$$

то, раскладывая в убывающий степенной ряд дробно-рациональную функцию (2.28) и оставляя лишь члены первого порядка малости, получаем

$$|K(p) \approx -\frac{Z_2}{Z_1} \left(1 - \frac{Z_2}{K_0 Z_1}\right). \quad (2.31)$$

Из соотношения (2.31) можно сделать следующий вывод. Применение ОУ при указанных идеализированных условиях позволяет повысить точность дифференцирования и интегрирования в  $K_0$  раз по сравнению с простой RC-цепью, не снижая амплитуду выходного сигнала. Это обусловлено наличием цепи эффективной отрицательной обратной связи (ООС) по выходному напряжению.

Основным отличием практических схем ОУ от идеальной (рис. 2.16) является конечность входного сопротивления ( $R_{вх} \neq \infty$ ). Используя рассмотренную методику, с учетом  $R_{вх}$  получаем

$$K(p) = -\frac{K_0}{1+K_0} \frac{Z_1}{Z_2} \left[1 + \frac{Z_2/(1+K_0)}{Z_1 \parallel R_{вх}}\right]^{-1}. \quad (2.32)$$

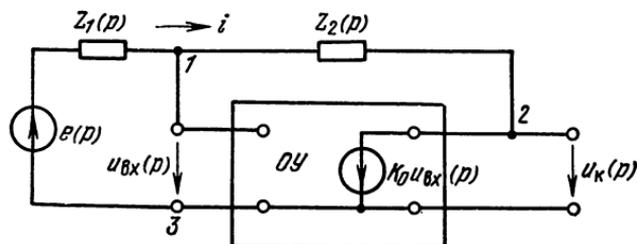


Рис. 2.16

Из сравнения соотношений (2.32) и (2.28) следует, что конечность  $R_{\text{вх}}$  проявляется в увеличении второго (поправочного) члена в знаменателе (2.32), вызывающем соответствующее снижение точности.

**ОУ на основе дифференциального усилителя постоянного тока на интегральных микросхемах.** Обобщенная схема дифференциального УПТ (ДУПТ) приведена на рис. 2.17, а, где через  $K_0$  обозначен коэффициент усиления разности входных напряжений при  $Z_{\text{н}} = \infty$ . Будем считать, что  $K_0$  не зависит от комплексной частоты  $p$ . Данное предположение справедливо для сравнительно медленно изменяющихся напряжений и токов, когда инерционностью усилителя можно пренебречь. Для быстрых сигналов зависимость  $K_0(p)$  может явиться источником дополнительной погрешности дифференцирования и интегрирования.

При  $Z_{\text{н}} \neq \infty$  из эквивалентной квазистатической схемы входной и выходной цепей усилителя (рис. 2.17, б) получаем, что

$$K_{0\text{н}} = u / (e_1 - e_2) = -K_0 Z_{\text{н}} / (R_{\text{вх}} + Z_{\text{н}}). \quad (2.33)$$

Обычно для основной части спектра сигнала справедливо неравенство  $|Z_{\text{н}}| \gg R_{\text{вх}}$ . В этом случае можно считать, что  $K_{0\text{н}} \approx \approx K_0$ . Клемма 1 обычно называется инвертирующим входом усилителя, а клемма 2 — неинвертирующим (прямым).

Рассмотрим теперь передаточные характеристики ОУ, образованного на базе ДУПТ (рис. 2.18, а), в предположении  $R_{\text{вх}} = \infty$  и  $R_{\text{вх}} = 0$ . Используя принцип суперпозиции, из эквивалентной схемы на рис. 2.18, б находим

$$u_{\text{вх}} = -\frac{u}{K_0} = \frac{e_1 Z_2 + u Z_1}{Z_1 + Z_2} - e_2, \quad (2.34)$$

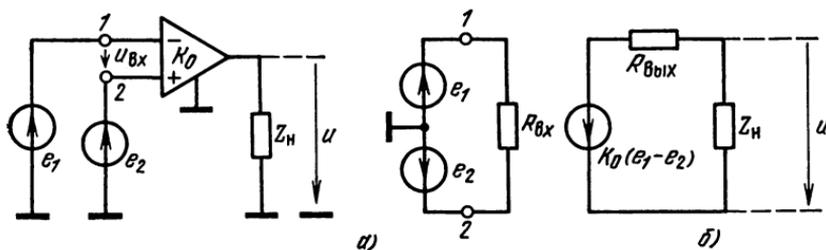


Рис. 2.17

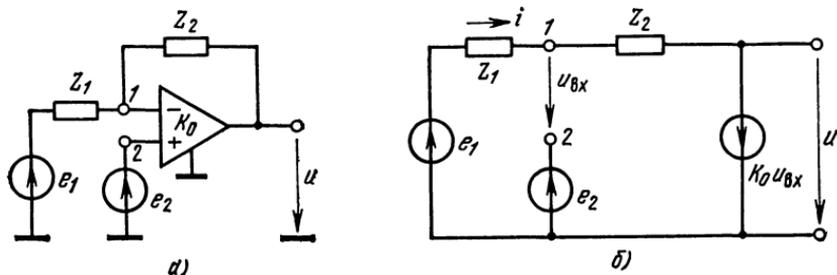


Рис. 2.18

откуда

$$u = - \frac{K_0}{1 + K_0} \frac{e_1 Z_2 - e_2 (Z_1 + Z_2)}{1 + Z_2 / (1 + K_0)} \frac{1}{Z_1} \quad (2.35)$$

Заземляя неинвертирующий вход ( $e_2 = 0$ ) в схеме на рис. 2.18, а, получаем ОУ. В этом случае  $K(p) = u(p)/e_1(p)$  совпадает с соотношением (2.28).

На практике представляют интерес также передаточные характеристики ОУ по неинвертирующему входу при  $e_1 = 0$ . В этом случае

$$K(p) = \frac{u(p)}{e_2(p)} = \frac{K_0 (1 + Z_1 / Z_2)}{1 + Z_1 (1 + K_0) / Z_2} \quad (2.36)$$

При выполнении условия (2.30а) коэффициент усиления по неинвертирующему входу в первом приближении не зависит от  $K_0$

$$K(p) \approx 1 + Z_2(p) / Z_1(p) \quad (2.37)$$

В частности, можно получить схему — аналог высокоэффективного эмиттерного повторителя, если принять  $Z_1 = R$ ,  $Z_2 = 0$  или  $Z_1 = \infty$ ,  $Z_2 = R$ . При конечном значении дифференциального входного сопротивления ( $R_{вх} \neq \infty$ ), как и для схемы на рис. 2.16, возрастает второй (поправочный) член в знаменателе (2.35) и для правильной работы усилителя (исключение влияния  $K_0$ ) помимо (2.30а) необходимо также выполнить условие

$$\left| \frac{Z_2}{R_{вх} \parallel Z_1 (1 + K_0)} \right| \ll 1 \quad (2.38)$$

В настоящее время для реализации ОУ широко используют ДУПТ на интегральных микросхемах [27, 42] с навесными дискретными элементами  $Z_1$  и  $Z_2$ . Микроэлектронные ДУПТ обычно состоят из четырех основных каскадов: входного дифференциального усилителя, усилителя напряжения, каскада сдвига постоянного уровня и выходного усилителя мощности [55]. Коэффициент усиления по напряжению таких усилителей может лежать в диапазоне  $10^4 \dots 10^5$ . Входной каскад может быть реализован на биполярных или полевых структурах и иметь входное сопротивление  $R_{вх}$  от 10 кОм до 10 МОм, а выходное — порядка десятков и сотен ом.

## 2.5. ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ПОМОЩИ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

Если емкость  $C$  и сопротивление  $R$  заменить соответственно сопротивлением  $R$  и индуктивностью  $L$ , то все полученные выводы о формирующем действии  $RC$ -цепи можно перенести на аналогичную  $RL$ -цепь. Так как реальные катушки индуктивности обладают омическим сопротивлением  $r$  и паразитной распределенной емкостью  $C$ , то для электрического дифференцирования и интегрирования такие цепи непригодны. Поэтому реостатно-индуктивные цепи

в основном применяют для укорочения импульсных сигналов в тех случаях, когда длительность выходных импульсов сравнительно невелика, что позволяет обойтись небольшими катушками без громоздких стальных сердечников. На рис. 2.19, а индуктивность включена в цепь стока полевого транзистора, который работает в режиме пологого участка выходных вольт-амперных характеристик. В этом случае из линеаризованной эквивалентной схемы на рис. 2.19, б находим переменную составляющую напряжения  $u_{\sim}$  на катушке (для  $r \approx 0$ ):

$$u_{\sim}(p) = \frac{S}{C} \frac{pe(p)}{p^2 + p(CR_{\text{ЭК}})^{-1} + (CL)^{-1}}, \quad (2.39)$$

где  $R_{\text{ЭК}} = R_{ic} \parallel R$ .

Для ступенчатого входного напряжения ( $e = E$ )

$$u_{\sim}(p) = \frac{SE}{C} \frac{1}{(p-p_1)(p-p_2)}, \quad (2.40a)$$

$$u_{\sim}(t) = \frac{SE}{C} \frac{1}{p_1 - p_2} [\exp(p_1 t) - \exp(p_2 t)], \quad (2.40б)$$

где

$$p_1 = -\frac{1}{2} \frac{1}{CR_{\text{ЭК}}} (1 - \sqrt{\Delta}), \quad p_2 = -\frac{1}{2} \frac{1}{CR_{\text{ЭК}}} (1 + \sqrt{\Delta}), \quad (2.41)$$

$$\Delta = 1 - (2R_{\text{ЭК}}/\rho)^2, \quad \rho = \sqrt{L/C}.$$

В зависимости от сопротивления  $R_{\text{ЭК}}$ , которое в свою очередь зависит от шунтирующего сопротивления  $R$ , по-разному затухают переходные процессы в контуре, используемые для формирования выходного напряжения. Режим аperiodического затухания редко применяется для формирования укороченных импульсов, но часто позволяет эффективно снизить амплитуду выходных импульсов не-

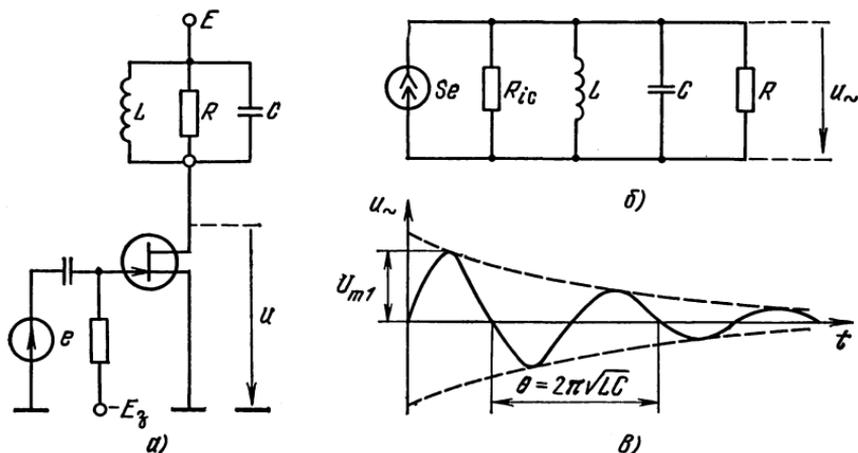


Рис. 2.19

желательной полярности, для чего параллельно катушке включают так называемый отсекающий диод.

Для получения укороченных импульсов обычно используют режим критического ( $\Delta = 0$ ) или колебательного ( $\Delta < 0$ ) затухания. Чтобы в режиме колебательного затухания сформировать одиночный импульс выходного напряжения, соответствующий первому полупериоду синусоидальных колебаний, необходимо параллельно катушке подключить отсекающий диод. Полярность включения диода выбирают так, чтобы в течение первого полупериода колебаний он находился в режиме обратного смещения. После изменения полярности напряжения на катушке диод оказывается в режиме прямого смещения и характер колебаний становится аperiodическим с пренебрежимо малой амплитудой, так как сопротивление открытого диода намного меньше, чем характеристическое сопротивление катушки. Иногда вместо катушки индуктивности используют укорачивающий (дифференцирующий) трансформатор [30], позволяющий при соответствующем выборе коэффициента трансформации значительно увеличить амплитуду выходного импульса.

**Контур ударного возбуждения.** Синусоидальные колебания, которые возникают в катушке индуктивности, зашунтированной конденсатором, при ступенчатом входном сигнале и при  $\Delta < 0$  иногда используют для формирования временных калибрационных меток — последовательности импульсов, разделенных постоянными известными интервалами времени. Точность работы такого генератора повышается при увеличении начальной амплитуды  $U_{m1}$  (рис. 2.19, в) при уменьшении ее затухания от периода к периоду и при повышении стабильности периода колебаний  $\theta$ . В результате транзистор, нагруженный катушкой, работает обычно в ключевом режиме с большим начальным током. При отсутствии сигнала через транзистор и катушку протекает ток покоя  $I_0$ , а амплитуда  $E$  управляющего перепада превышает напряжение отсечки транзистора. Специальный шунтирующий резистор обычно не включается, и под сопротивлением  $R$ , шунтирующим эквивалентную схему контура (называемого в этом случае контуром ударного возбуждения), следует понимать сопротивление потерь катушки и эквивалентное сопротивление нагрузки. Наряду с этим основной составляющей емкости  $C$  контура является емкость конденсатора, включаемого параллельно катушке для получения заданной частоты ударно возбуждаемых синусоидальных колебаний. При формировании калибрационных меток ударным контуром амплитуду ударно возбуждаемых колебаний обычно стабилизируют цепями положительной обратной связи (ПОС) [38].

## 2.6. ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Импульсные трансформаторы (ИТ) применяют для передачи и формирования импульсов длительностью от единиц наносекунд до десятков и сотен микросекунд. Главным требованием, предъявля-

емым к ИТ при передаче импульсов, обычно является минимальное искажение формы передаваемого импульса. ИТ широко используют для изменения амплитуды, полярности и начального уровня импульсов напряжения и тока, а также для согласования и изменения сопротивлений связи между каскадами импульсных усилителей, укорочения длительности импульсов. ИТ является основным элементом релаксационного генератора с трансформаторной обратной связью (см. гл. 8).

**Передача импульсов напряжения.** Допустим, что на первичную обмотку двухобмоточного трансформатора (рис. 2.20, а) в момент  $t_0$  поступает ступенчатое напряжение  $e$ . Трансформатор, изображенный на рис. 2.20, а, является идеализированным в том смысле, что предполагается отсутствие паразитных параметров: омических сопротивлений обмоток, индуктивности рассеяния, паразитных емкостей, вихревых токов в сердечнике, а также постоянство коэффициента магнитной проницаемости материала сердечника. Единственным отличием этого трансформатора от идеального в полном смысле слова является то, что индуктивность  $L_1$  первичной обмотки является конечной и, следовательно, намагничивающий ток холостого хода не равен нулю. Однако конечное значение намагничивающего тока при передаче напряжения не будет влиять на форму передаваемого сигнала, так как внутреннее сопротивление генератора импульсов принято равным нулю. Схема замещения трансформатора на рис. 2.20, а приведенная к первичной обмотке, изображена на рис. 2.20, б, где индуктивность намагничивания  $L_\mu$  и приведенные значения параметров равны

$$\begin{aligned} L_\mu &= \mu_a \omega_1^2 S_{жк} / l_{жк}; & R'_H &= R_H / n^2, \\ n &= \omega_2 / \omega_1; & i'_2 &= ni_2; & u' &= u/n, \end{aligned} \quad (2.42)$$

$\mu_a$  — абсолютная магнитная проницаемость ( $\mu_a = \mu_0$ );  $S_{жк}$ ,  $l_{жк}$  — соответственно поперечное сечение и средняя длина сердечника.

Из схемы рис. 2.20, б следует, что при ступенчатом входном воздействии ( $e = E$ ) нарастание магнитной индукции  $B$ , напряженности  $H$  магнитного поля в сердечнике и намагничивающего тока  $i_\mu$  будет линейным; таким образом, при передаче импульса площадью  $E\tau$  индукция в сердечнике возрастает на

$$\Delta B = E\tau / (\omega_1 S_{жк}). \quad (2.43)$$

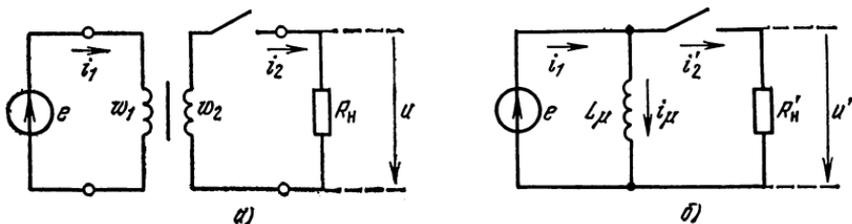


Рис. 2.20

Иначе говоря, при передаче идеального прямоугольного импульса длительностью  $\tau$  и амплитудой  $E$  приращения магнитной индукции, напряженности магнитного поля и намагничивающего тока обусловлены лишь конструкцией трансформатора и материалом его магнитопровода и не зависят от нагрузки. В этом случае от нагрузки будет зависеть только ток  $i_1$ , потребляемый цепью первичной обмотки трансформатора. Если значение тока генератора не ограничено, то при отсутствии сопротивлений, включенных между входной и выходной клеммами эквивалентной схемы (рис. 2.20, б), индуктивность  $L_\mu$  будет влиять не на форму передаваемого сигнала, а лишь на намагничивающий ток  $i_\mu$ . В реальных условиях, когда указанные допущения не выполняются, наличие тока  $i_\mu$  определяет искажения формы выходного сигнала (снижение вершины импульса), в связи с чем индуктивность  $L_\mu$  не должна быть меньше необходимого значения.

Рассмотренные идеализированные процессы передачи импульсов трансформатором на практике осложняются явлением магнитного гистерезиса, влиянием вихревых токов, рассеянием электромагнитной энергии (магнитное рассеяние) и влиянием токов смещения в обмотках ИТ.

**Магнитный гистерезис.** Для магнитных материалов, из которых изготавливается сердечник трансформатора, связь между магнитной индукцией и напряженностью магнитного поля является нелинейной и характеризуется основной кривой намагничивания и петлей гистерезиса предельного симметричного цикла, получаемого обычно при сравнительно медленных изменениях тока, протекающего через первичную обмотку трансформатора (рис. 2.21). К паспортным данным сердечника относятся остаточная индукция  $B_{r0}$ , коэрцитивная сила  $H_c$ , индукция насыщения  $B_s$  при некотором фиксированном значении напряженности  $H_s$ . Точка  $M$  называется вершиной

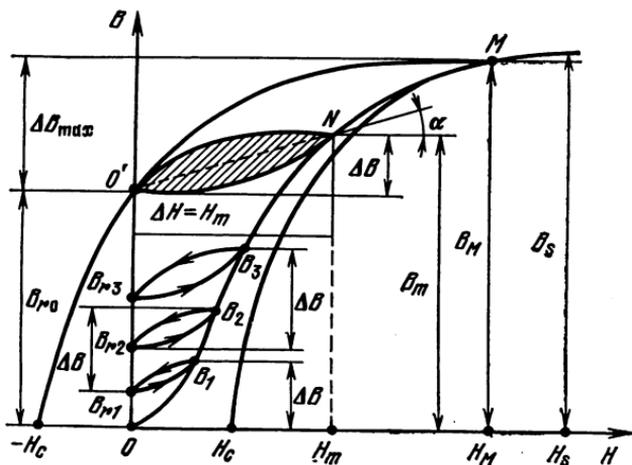


Рис. 2.21

предельной петли гистерезиса; выше этой точки намагничивание происходит без гистерезисных явлений [31]. Если за начальное магнитное состояние сердечника принять точку  $O$ , где отсутствует остаточное намагничивание, то при передаче через трансформатор первого из последовательности импульсов площадью  $E\tau$  изображающая точка перемещается по основной кривой намагничивания в точку  $B_1$ , являющуюся пересечением основной кривой намагничивания с горизонтальной прямой  $B = \Delta B$ , где приращение индукции  $\Delta B$  определяется формулой (2.43).

После окончания первого импульса изображающая точка перейдет в точку  $B_{r_1}$  по нисходящей ветви  $B_1 \dots B_{r_1}$ . При поступлении второго импульса изображающая точка перемещается в точку  $B_2$  вначале по восходящей ветви, примыкающей к основной кривой намагничивания, а затем по основной кривой намагничивания, причем разность значений индукции в точках  $B_2$  и  $B_{r_1}$  также равна  $\Delta B$ . После окончания второго импульса изображающая точка перемещается в точку  $B_{r_2}$  по второй нисходящей ветви. Этот процесс нарастания остаточной магнитной индукции при поступлении очередного импульса будет продолжаться до тех пор, пока изображающая точка не достигнет точки  $O'$ , соответствующей остаточной индукции  $B_{r_0}$  предельного цикла. После этого при передаче каждого импульса напряжения изображающая точка будет перемещаться между точками  $O'$  и  $N$  по предельной петле частного (несимметричного) цикла, заштрихованной на рис. 2.21, наклон которой будет определяться значением  $\Delta B$ . Таким образом, среднее в пределах импульса значение магнитной проницаемости, называемое проницаемостью на предельной частном цикле  $\mu_\Delta$ , будет равно (рис. 2.21):

$$\mu_\Delta = \operatorname{tg} \alpha = \Delta B / \Delta H. \quad (2.44)$$

Значение  $\mu_\Delta$  всегда меньше нормальной (квазистатической) магнитной проницаемости в точке  $N$  ( $\mu_a = B_m / H_m$ ), причем разница между ними тем больше, чем выше остаточная индукция  $B_{r_0}$ . Чтобы избежать искажений формы передаваемых импульсов, приращение  $\Delta B$  индукции за время импульса не должно превышать разности  $\Delta B_{\max} = B_M - B_{r_0}$ .

Таким образом, материал сердечника импульсного трансформатора должен обладать возможно более низкой остаточной индукцией  $B_{r_0}$ , большой индукцией насыщения  $B_s$  и высокой магнитной проницаемостью  $\mu_\Delta$ .

В настоящее время в маломощных ИТ преимущественно используют сердечники из ферритов — марганец-цинковых окислов железа. Ферриты обладают высокой магнитной проницаемостью (при  $\Delta B < 2$  кГц  $\mu_\Delta \approx 1500$  Гс/Э [31]) и хорошей температурной стабильностью  $\mu_\Delta$ , а также малыми потерями на вихревые токи. Поэтому они быстро вытеснили дорогостоящие ленточные сердечники из холоднокатаной кремнистой стали и пермаллоя.

Ферритовые сердечники имеют параметры:  $B_s = 1500 \dots 3000$  Гс,  $B_{r_0} = 80 \dots 1000$  Гс и  $\Delta B_{\max} = 700 \dots 2000$  Гс. Для уменьшения

остаточной индукции  $B_{r0}$  в сердечник вводят воздушный зазор шириной ( $10^{-3} \dots 10^{-4}$ )  $l_{ж}$ , а также создают вспомогательное размагничивающее поле  $H_0 \approx - (1 \dots 2)$  Гс [31]. В этих случаях предпочтительно применять сердечники из ферритов с прямоугольной петлей гистерезиса (ППГ), у которых  $B_{r0}/B_s > 0,8$ .

Таким образом, для учета явления гистерезиса при расчете импульсного трансформатора следует заменить абсолютную магнитную проницаемость  $\mu_a$  в формуле (2.42)  $\mu_d$  и, кроме того, ограничить предельно допустимое приращение магнитной индукции  $\Delta B$ , увеличив  $\omega_1$  или  $S_{ж}$ .

**Влияние вихревых токов.** При быстром изменении магнитного потока в сердечнике ИТ возникают вихревые токи, ослабляющие основное магнитное поле. Для компенсации этого воздействия необходимо приложить дополнительное намагничивающее поле. В эквивалентной схеме на рис. 2.20, б эффект увеличения результирующего магнитного потока будет проявляться в увеличении тока намагничивания  $i_\mu$  с помощью дополнительных параллельных индуктивно-резисторных цепей [4]. Можно заменить индуктивность намагничивания кажущейся индуктивностью  $L_{каж}$ , которая определяется формулой (2.42) с подстановкой вместо  $\mu_a$  кажущейся магнитной проницаемости  $\mu_{каж}$ , зависящей от длительности передаваемого импульса. Для сердечников, изготовленных из ферритов, удельное сопротивление примерно в  $10^7$  раз больше, чем для холоднокатаной стали и пермаллоя. В связи с этим вихревые токи в ферритовых сердечниках получаются пренебрежимо малыми и снижения магнитной проницаемости  $\mu_d$  практически не происходит.

Импульсная магнитная проницаемость ферритовых сердечников уменьшается из-за инерционности перемагничивания сердечника — так называемой магнитной вязкости. Согласно справочным данным, где приводятся значения импульсной проницаемости  $\mu_i$  с учетом магнитной вязкости при уменьшении длительности импульса от 3 до 0,5 ... 0,1 мкс магнитная проницаемость уменьшается не более чем на 10% для различных марок ферритов.

**Влияние на передачу импульсов магнитного рассеяния и токов смещения в обмотках.** В реальном трансформаторе между обмотками, а также между каждой обмоткой и корпусом (сердечником) существует электрическое поле. При передаче импульсов напряженность этого поля изменяется очень быстро, в результате чего возникают значительные токи смещения, изменяющие баланс токов в трансформаторе. Значение этих токов обусловлено распределенной емкостью  $C_0$  слоев обмоток трансформатора, которую можно рассчитать при некоторой идеализации: принять слои обмоток за параллельные пластины конденсатора [3].

В эквивалентной схеме трансформатора распределенные емкости следует заменить сосредоточенными эквивалентными (динамическими), значения которых обусловлены местом включения, числом витков и расположением обмоток трансформатора. Обычно удовлетворительные для практики результаты дает включение по одной

эквивалентной (динамической) емкости  $C$  параллельно каждой обмотке трансформатора. Значения этих емкостей можно рассчитать из условия равенства электростатической энергии, запасенной в обмотках и сосредоточенном эквивалентном конденсаторе, считая при этом изменение потенциалов по длине обмоток линейным [5]. Для изготовленного ИТ эквивалентные емкости можно определить экспериментально, так же как эквивалентные значения распределенных емкостей катушек индуктивности.

Магнитное рассеяние в трансформаторе заключается в том, что часть магнитного потока ответвляется от основного магнитного потока и замыкается по различным путям, охватывающим различные группы витков, расположенных вблизи данного витка. В результате коэффициент трансформации напряжения между обмотками уменьшается по сравнению со значением, определяемым по формуле (2.42), и становится зависимым от спектра передаваемого сигнала и характера нагрузки.

Если приближенно считать, что ток во всех витках данной обмотки одинаков, то неравенство магнитных потоков, возбуждающих обмотки трансформатора, будет характеризоваться отличием коэффициента связи  $k_{св}$  от единицы:

$$k_{св} = M / \sqrt{L_1 L_2}, \quad (2.45)$$

где  $M$  — взаимная индукция между обмотками.

На рис. 2.22 приведена схема трансформатора с учетом токов смещения и магнитного рассеяния. Здесь показаны также омические сопротивления обмоток  $r_1$  и  $r_2$  и сопротивление генератора  $R_H$ . Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  включают емкостные составляющие  $C_H$  и  $C_H$  сопротивлений генератора и нагрузки и динамические емкости  $C_{дин}$  обмоток трансформатора, т. е.

$$C_1 = C_H + C_{дин1}, \quad C_2 = C_H + C_{дин2}. \quad (2.46)$$

Основными составляющими динамических емкостей являются эквивалентная емкость между первичной и вторичной обмотками  $C_{дин1,2}$ , а также эквивалентные емкости  $C_{дин10}$  и  $C_{дин20}$  между обмотками и корпусом (сердечником) трансформатора, обычно имеющим нулевой потенциал:

$$C_{дин1} = C_{дин10} + C_{дин12}, \quad C_{дин2} = C_{дин20}. \quad (2.47)$$

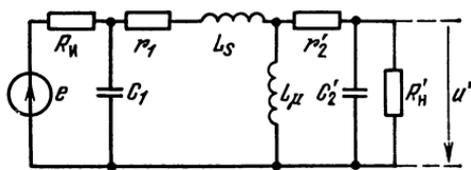
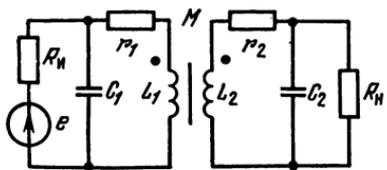


Рис. 2.22

Рис. 2.23

**Эквивалентная схема реального трансформатора.** Соотношения, определяющие параметры эквивалентной схемы, зависят от того, в каком месте включена последовательная индуктивность, характеризующая потоки рассеяния магнитной энергии. Но так как индуктивность рассеяния  $L_s$  в ИТ невелика, различие между параметрами реального трансформатора и эквивалентной схемы получается небольшим. Поэтому наиболее часто индуктивность рассеяния  $L_s$  включают до индуктивности намагничивания  $L_\mu$  (рис. 2.23), рассчитанной по формуле (2.42) для  $\mu = \mu_n$ . Параметры этой эквивалентной схемы [6] определяются следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} L_s &= (1 - k_{св}^2) L_1 \approx 2L (1 - k_{св}); & L_\mu &= k_{св}^2 L_1 \approx L_1; \\ C_2' &= (n^2/k_{св}^2) C_2 \approx C_2 n^2; \\ r_2' &= r_2 \frac{k_{св}^2}{n^2} \approx \frac{r_2}{n^2}; & R_n' &= R_n \frac{k_{св}^2}{n^2} \approx \frac{R_n}{n^2}. \end{aligned} \quad (2.48)$$

Приближенные соотношения (2.48) учитывают, что в правильно сконструированных ИТ обычно коэффициент связи  $k_{св} > 0,99$ . Поэтому индуктивность рассеяния обычно не превышает  $0,01L_\mu$  и в зависимости от типа трансформатора может изменяться от десятых долей до десятков микрогенри.

Суммарное сопротивление обмоток  $r_1 + r_2' \approx 2r_1$  составляет обычно единицы процентов от суммы  $R_n' + R_n'$  и им, как правило, пренебрегают. Влияние явлений гистерезиса и вихревых токов учитывается включением в параллельную ветвь схемы (рис. 2.23) индуктивности намагничивания  $L_\mu$ .

Переходные процессы в этой схеме описываются дифференциальным уравнением четвертого порядка. Поэтому при приближенных эскизных расчетах анализ быстрых (имеющих место при формировании фронтов импульсов) и сравнительно медленных процессов формирования (или передачи) вершины импульса проводится раздельно. При точных расчетах составление и решение уравнений электрического состояния схемы производится на ЭВМ [28].

**Искажения вершины импульса.** Для приближенной оценки искажений вершины импульса длительностью  $\tau$  из эквивалентной схемы на рис. 2.23 исключаются паразитные емкости  $C_1$  и  $C_2'$ , а также индуктивность рассеяния  $L_s$ , так как воздействие этих элементов на относительно медленный процесс формирования вершины пренебрежимо мало по сравнению с влиянием индуктивности намагничивания  $L_\mu$ . Кроме этого из схемы можно исключить омические сопротивления обмоток, которые, как уже указано, являются пренебрежимо малыми. В этом случае искажение оценивают относительным снижением  $\delta U$  вершины импульса:

$$\delta U = \tau/\tau_\mu, \quad (2.49)$$

где  $\tau_\mu = L_\mu/R_{эк}$ ,  $R_{эк} = R_n \parallel R_n'$ .

**Искажение фронта и среза импульса.** Для приближенного определения формы фронта и среза выходного импульса в схеме на рис. 2.23 параллельную ветвь, содержащую индуктивность намагничивания  $L_{\mu}$ , можно исключить, так как изменением тока намагничивания на этих сравнительно коротких интервалах можно пренебречь. Так как индуктивность  $L_s$  мала, емкости  $C_1$  и  $C_2'$  обычно заменяют одной суммарной  $C = C_1 + C_2'$ , включаемой вместо большей из этих емкостей. Для повышающих трансформаторов ( $n > 1$ ) обычно  $C_1 < C_2'$ , а для понижающих ( $n < 1$ )  $C_1 > C_2'$ . На практике довольно часто после прекращения входного импульса происходит коммутация сопротивлений генератора  $R_{II}$  и нагрузки  $R_{II}$ , как, например, в блокинг-генераторах (см. гл. 8). Поэтому в эквивалентных схемах формирования фронта и среза импульса параметры  $R_{II}$ ,  $C$  и  $R_{II}'$  в общем случае различны.

Длительность фронта получается наименьшей при колебательном затухании, но при этом на начало вершины импульса накладываются затухающие колебания.

Чтобы определить результирующую форму выходного импульса на основании анализа упрощенных эквивалентных схем, можно использовать метод шивания (припасовывания) быстрого и медленного переходных процессов. Как показано в [31], при этом необходимо произвести перемножение нормированных переходных характеристик, соответствующих формированию фронта и вершины импульса.

При проектировании ИТ обычно стремятся уменьшить оба паразитных параметра  $L_s$  и  $C$ , уменьшая число витков в обмотках ( $\omega_{1,2} \leq 100$  витков), выбирая коэффициент трансформации близким к единице, выполняя обмотки однослойными и наматывая их на одном керне. Наряду с этим конструктивные особенности ИТ таковы, что уменьшение одного из паразитных параметров ( $L_s$  или  $C$ ) обычно связано с почти неизбежным увеличением второго. Распределенная составляющая емкости  $C$  обратно пропорциональна толщине изоляции между обмотками и между каждой из обмоток и сердечником ИТ, в то время как индуктивность рассеяния прямо пропорциональна толщине изоляции. Кроме того,  $L_s$  пропорциональна квадрату числа витков обмоток и средней длине одного витка.

В ряде применений ИТ, например при работе на нелинейную нагрузку, как в блокинг-генераторах, имеет значение форма выходного напряжения после окончания выходного импульса, обусловленного убыванием намагничивающего тока. При рассмотрении формы вершины импульса указывалось, что без учета шунтирующих емкостей хвост импульса убывает по экспоненциальному закону. Однако, если сопротивления  $R_{II}'$  и  $R_{II}$  велики, то наличие шунтирующей емкости  $C$  приводит к затухающим колебаниям и для их предотвращения может потребоваться включение дополнительного шунтирующего резистора.

## 2.7. ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Линией задержки (ЛЗ) называется пассивный четырехполюсник, сигнал на выходе которого появляется через некоторый интервал времени (задержку) по отношению к входному сигналу. Как известно, таким свойством обладают недиспергирующие (неискажающие) линии передачи с распределенными параметрами.

Групповая  $v_r$  и фазовая  $v_{\text{фаз}}$  скорости распространения сигнала вдоль недиспергирующей линии передачи определяются соотношением

$$v_r = v_{\text{фаз}} = v = (\sqrt{L_0 C_0})^{-1}, \quad (2.50a)$$

где  $L_0$  и  $C_0$  — погонные индуктивность и емкость линии. Таким образом, задержка  $T_0$  сигнала на единицу длины линии составляет

$$T_0 = v^{-1} = \sqrt{L_0 C_0}. \quad (2.50б)$$

Реальные линии передачи являются, как правило, диспергирующими. Следовательно, при распространении импульсного сигнала по таким линиям фазовые скорости отдельных спектральных составляющих сигнала будут различными, что приводит к искажениям формы задержанного сигнала. Кроме того, за счет потерь в линии амплитуда выходного сигнала уменьшается.

Основными характеристиками реальной электрической ЛЗ кроме времени задержки являются форма переходной характеристики (определяющая искажения сигнала), затухание, волновое сопротивление, физический объем (габаритные размеры), максимально допустимое напряжение на элементах, стабильность задержки в зависимости от температуры и времени, простота и точность установки необходимой задержки, стоимость.

В импульсной технике ЛЗ применяют весьма широко. Передача импульсных сигналов с заданной задержкой осуществляется в кодирующих и декодирующих устройствах, селекторах импульсов, устройствах стабилизации длительности и частоты следования импульсов релаксационных генераторов, цифровых устройствах и ряде других. Формирование импульсов из ступенчатого напряжения при помощи ЛЗ позволяет получить на сравнительно низкоомных нагрузочных сопротивлениях прямоугольные импульсы правильной формы при относительно простых и надежных схемах.

**ЛЗ как элемент схемы.** Если однородная и недиспергирующая ЛЗ длиной  $l$  и волновым сопротивлением  $W = \rho = \sqrt{L_0/C_0}$  включена между генератором напряжения  $e(t)$  с внутренним сопротивлением  $R_n$  и нагрузкой  $R_n$  (рис. 2.24), то при  $R_n \neq \rho$  и  $R_n \neq \rho$  напряжение на входе линии  $u_0(t)$  будет являться суммой напряжений прямых и обратных волн, возникающих в линии через время  $\tau$ , равное удвоенной задержке  $T$  в одну сторону:

$$\tau = 2T = 2T_0 l. \quad (2.51)$$

Если длительность входного импульса  $\tau_{вх} < \tau$ , то на входе ЛЗ (как и на выходе) образуется серия импульсов  $e(t)$  с затухающей амплитудой; в противном случае ( $\tau_{вх} > \tau$ )  $u_0(t)$  будет растянутым сигналом многоступенчатой формы.

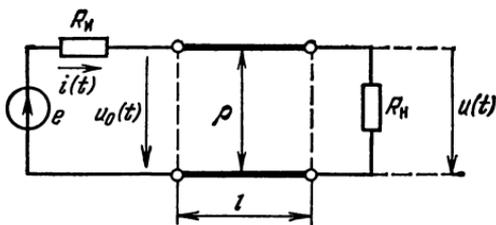


Рис. 2.24

При согласовании ( $R_n = \rho$ ), как это обычно бывает на практике, изображение  $u_0(t)$  будет иметь следующий вид [4]:

$$u_0(\rho) = 0,5 [1 + K_{обр} \exp(-2\rho T)] e(\rho), \quad (2.52)$$

где  $K_{обр} = (R_n - \rho)/(R_n + \rho)$ .

При этом в линии не возникает многократных отражений и  $u_0(t)$  содержит два члена, причем второй (дополнительный) член возникает в момент  $t = 2T$ .

Для практики представляют интерес следующие случаи.

*Передача импульсов с задержкой.* При этом нагрузка согласуется с волновым сопротивлением ( $R_n = \rho$ ), отраженная волна отсутствует ( $K_{обр} = 0$ ) и оригинал (2.52) имеет вид

$$u_0(t) = 0,5e(t). \quad (2.53a)$$

При передаче импульсов с задержкой рабочим является напряжение  $u_{вых}$  на выходном конце линии, которое в этом случае будет совпадать по форме с входным, сдвинутым на время  $\tau_{зд} = T$ ,  $u_{вых}(t) = 0,5e(t - T)$ . (2.53б)

При передаче импульсов с задержкой иногда используют другой способ согласования: выбирают  $\rho = R_n \gg R_n$ . В этом случае  $u_{вых}(t) = e(t - T) R_n / (R_n + R_n) \approx e(t - T)$ , (2.53в)

что вдвое больше сигнала (2.53б). Однако при этом, как указано в [31], искажения формы выходного импульса из-за неточного согласования ЛЗ с нагрузкой будут больше.

*Формирование импульсов при помощи короткозамкнутой ЛЗ.* При этом  $R_n = 0$ , напряжение отраженной от нагрузочного конца линии волны равно и противоположно по знаку напряжению прямой волны, входное напряжение пропорционально разности ступенчатых функций, сдвинутых на время  $2T$ :

$$u_0(t) = 0,5 [e(t) - e(t - 2T)]. \quad (2.54)$$

*Формирование импульсов при помощи разомкнутой линии.* При этом  $R_n = \infty$ ,  $K_{обр} = 1$  и

$$u_0(t) = 0,5 [e(t) + e(t - 2T)]. \quad (2.55)$$

Оба последних случая применяются на практике. Рассмотрим их особенности.

Форма напряжения  $u_0(t)$  и тока  $i(t)$ , отдаваемого генератором в линию, при прямоугольной форме управляющего напряжения  $e(t) = E$  для последних случаев иллюстрируется рис. 2.25. При этом каждый раз при поступлении очередного управляющего импульса сравнительно большой длительности ( $\tau_{вх} > 2T$ ) выходные колебания будут представлять собой два биполярных импульса длительностью  $\tau = 2T$ . Различие заключается в том, что при короткозамкнутой ЛЗ биполярную форму будут иметь импульсы напряжения  $u_0(t)$  на входе линии (см. рис. 2.25, а), а при разомкнутой линии — импульсы тока  $i(t)$ , протекающего в цепи ЛЗ — генератор (см. рис. 2.25, б). Поэтому в первом случае нагрузку следует включать параллельно входным клеммам линии, а во втором — последовательно в цепи между генератором и линией (рис. 2.26). В связи с этим будут различными и условия согласования на входном конце линии, определяющие отсутствие многократных отражений:

$$R_{вх} = \begin{cases} R_n \parallel R_n = \rho & \text{для рис. 2.26, а,} \\ R_n + R_n = \rho & \text{для рис. 2.26, б.} \end{cases} \quad (2.56)$$

Таким образом, область применения первого или второго случая формирования импульсов при помощи ЛЗ зависит в первую очередь от возможности выполнения условий (2.56) согласования на входном (рабочем) конце линии. Из сказанного следует, что генера-

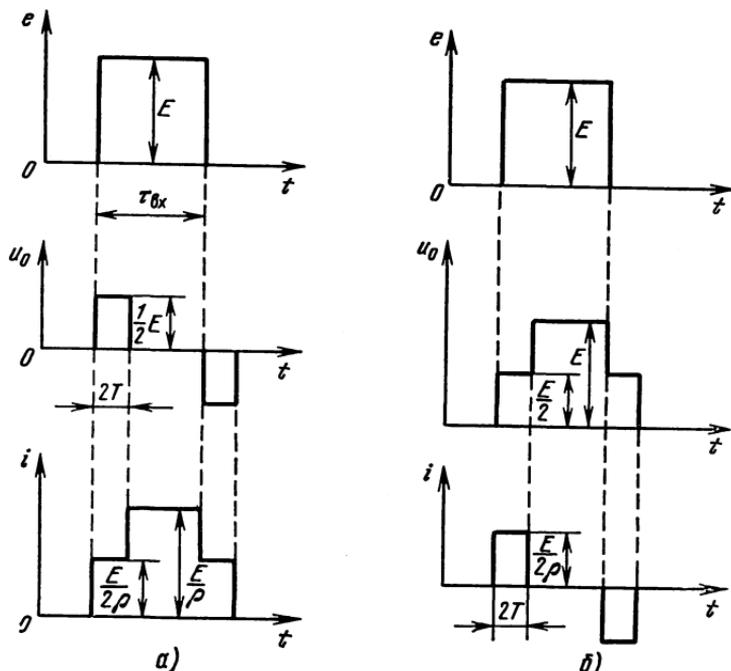


Рис. 2.25

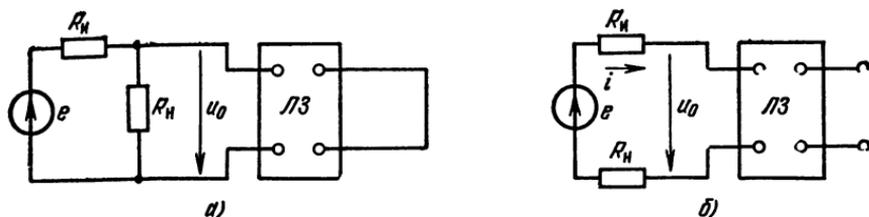


Рис. 2.26

тор импульсов должен включать короткозамкнутую или разомкнутую ЛЗ, на вход которой через коммутирующее устройство (ключ) поступает ступенчатое или прямоугольное напряжение с длительностью ступеней, превышающей удвоенное время задержки ЛЗ. При этом воздействие линии будет аналогично воздействию укорачивающих  $RC$ - или  $RL$ -цепей, но форма импульсов длительностью  $\tau = 2T$  будет гораздо ближе к прямоугольной.

**Точность согласования на входном конце линии.** Точность согласования волнового сопротивления линии с эквивалентным нагрузочным сопротивлением  $R_{вк}$  можно оценить, исходя из предельно допустимой амплитуды напряжения или тока на интервале  $2T < t < 4T$ . Если управляющим является ступенчатое напряжение ( $e = E$ ), то для  $K_{обр} = \mp 1$ , означающего соответственно короткозамкнутую или разомкнутую ЛЗ, получим [4], что при неточном согласовании ( $R_{в} \neq \rho$ ) отношение амплитуд  $\delta u_{кз}$  первых двух импульсов напряжения на входе короткозамкнутой линии и импульсов тока  $\delta i_x$  в цепи разомкнутой линии будут равными, т. е.

$$\delta u_{кз} = -\delta i_x = -K_{пр}, \quad (2.57)$$

где  $K_{пр} = (R_{в} - \rho)/(R_{в} + \rho)$ .

Таким образом, если амплитуда повторного сигнала не должна превышать 10% амплитуды основного (первого) импульса, то допустимые пределы рассогласования будут  $0,82 \geq R_{вк}/\rho \geq 1,22$ .

**Влияние реактивной нагрузки.** Если нагрузка не является чисто активной, то условия согласования на входном конце с однородной линией не могут быть выполнены и, следовательно, появятся искажения формируемых импульсов. Можно показать [9], что в тех случаях, когда нагрузка представляет собой активное сопротивление, шунтированное индуктивностью или включенное последовательно с конденсатором, то для формирования импульсов прямоугольной формы необходимо использовать линии соответственно с гиперболическим или параболическим законом изменения волнового сопротивления. Если активное сопротивление нагрузки шунтировано паразитной емкостью, применяют методы коррекции фронта и среза формируемого импульса специальным звеном, создающим выброс напряжения, дополняющий сформированный ЛЗ импульс до прямоугольного [9].

ЛЗ на основе коаксиального кабеля. Использование в качестве ЛЗ экранированных высокочастотных кабелей позволяет создать

прецизионные устройства формирования и задержки импульсов. Однако максимальный интервал задержки, который практически можно получать при помощи таких ЛЗ, ограничивается диапазоном наносекундных длительностей, так как фазовая скорость распространения колебаний по кабелю весьма значительна.

При заполнении пространства между внутренним и внешним проводниками кабеля однородным диэлектриком с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$  фазовая скорость  $v_{\text{фаз}}$  на низких частотах равна

$$v_{\text{фаз}} = c_0 / \sqrt{\epsilon} = (\sqrt{L_0 C_0})^{-1}, \quad (2.58)$$

где  $c_0$  — скорость света в вакууме. Учитывая  $c_0 = 3 \cdot 10^8$  м/с, получаем, что на низких частотах погонная задержка  $T_0$  в таком кабеле составит

$$T_0 = 0,0033\sqrt{\epsilon}. \quad (2.59)$$

Для применяемых диэлектриков с малыми потерями (полистирол, полиэтилен или тефлон)  $\epsilon = 2,3$  и  $T_0 = 0,005$  мкс/м. Для получения задержки 1 мкс потребуется кабель длиной в 200 м, что практически неприемлемо. Формулы (2.58) и (2.59) справедливы на частотах, при которых можно пренебречь зависимостью фазовой скорости от частоты за счет диспергирующих свойств линии.

При формировании и задержке коаксиальными кабелями импульсов наносекундного диапазона длительностей зависимость фазовой скорости и затухания от частоты приводит к увеличению длительности фронта и среза импульсов, зависящему от длины кабеля [31].

Для обычных линий волновое сопротивление является весьма низким ( $\rho = 50 \dots 125$  Ом), что неудобно при согласовании с нагрузкой.

**Спиральные линии.** Для увеличения времени погонной задержки проще всего применить диэлектрики с повышенным значением  $\epsilon$ , например конденсаторную керамику с  $\epsilon = 150$ . Однако при этом волновое сопротивление кабеля уменьшится до единиц ом, что крайне затрудняет согласование ЛЗ с нагрузкой и генератором. В формирующих кабелях, чтобы увеличить погонную индуктивность (и соответственно волновое сопротивление), внутренний проводник выполнен в виде спирали. Время погонной задержки спирального кабеля возрастает с увеличением диаметра спирали и уменьшением толщины изоляции между спиралью и внешним проводником в виде металлической оплетки из изолированных проводов, соединенных только на концах для уменьшения потерь на вихревые токи.

Для применяемых конструкций спиральных кабелей с диэлектрическим сердечником погонная задержка лежит в пределах  $T_0 = 0,18 \dots 1,8$  мкс/м, а волновое сопротивление  $\rho = 1$  кОм. При использовании в качестве центрального стержня ферритового сердечника ( $\mu = 4$ ) значения  $T_0$  и  $\rho$  увеличиваются в 2 раза.

Недостатком спиральных формирующих кабелей является уменьшение волнового сопротивления и времени задержки с ростом частоты, являющееся следствием уменьшения погонной индуктив-

ности из-за увеличения фазового сдвига тока в соседних витках спирали. Кроме того, затухание линии с частотой увеличивается. Все эти факторы приводят к искажению формы импульса и главным образом к увеличению длительности фронтов  $\tau_{\phi}$ . Поэтому спиральные линии применяются при временах задержки не более единиц микросекунд.

**Полосковые линии.** При интегральной технологии в качестве ЛЗ наносекундного диапазона задержки используют полосковые линии двух типов [30]: симметричную с частичным заполнением диэлектриком, состоящую из двух внешних металлических полос, разделенных диэлектриком, и несимметричную, которую можно рассматривать как половину симметричной, заполненной диэлектриком. Волновое сопротивление этих линий, как и коаксиальных кабелей, зависит от геометрических размеров и эффективного значения магнитной проницаемости.

**Формирование импульсов цепями с сосредоточенными параметрами.** Если необходимо получить задержку передачи или сформировать импульс длительностью, превышающей единицы микросекунд, размеры и затухание ЛЗ с распределенными параметрами становятся неприемлемыми и их функции выполняют последовательно соединяемые *LC*-ячейки с сосредоточенными параметрами.

**Лестничные цепи.** Одним из наиболее употребительных методов построения ЛЗ с сосредоточенными параметрами является разбиение распределенной ЛЗ на некоторое число участков достаточно малой длины и замена каждого из этих участков звеном с параметрами *L*, *C*, равными произведению усредненных в пределах участка соответствующих погонных параметров на длину участка. Формирующие цепи, образованные таким образом, называют лестничными. Для чисто активной нагрузки используют однородные лестничные цепи, основные звенья которых являются одинаковыми. Различают Г-образные (рис. 2.27, а), П-образные (рис. 2.27, б) и Т-образные (рис. 2.27, в) звенья.

Если последовательным элементом является индуктивная катушка ( $Z_1 = j\omega L$ ), а параллельным — конденсатор ( $Z_2 = 1/j\omega C$ ), то произведение  $Z_1 Z_2$  не будет зависеть от частоты (рис. 2.28), т. е.

$$k = Z_1 Z_2 = LC = \rho^2. \quad (2.60)$$

Поэтому звенья, изображенные на рис. 2.28, называются звеньями типа *k*.

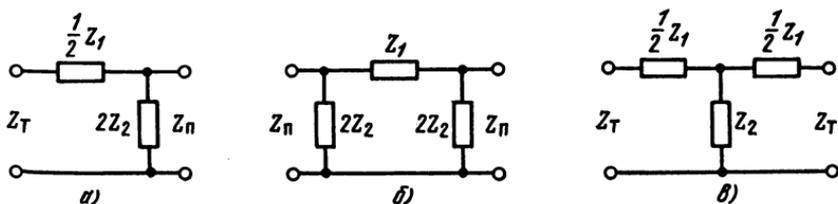


Рис. 2.27

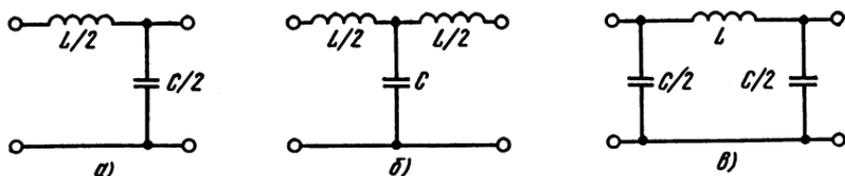


Рис. 2.28

При последовательном соединении  $n$  звеньев типа  $k$  и при омических нагрузках согласование характеристических сопротивлений можно осуществить лишь для внутренних звеньев. Начальное и окончательное звенья, соединенные соответственно с генератором и с нагрузкой, будут несогласованными. Таким образом, к искажениям сигнала за счет нелинейности результирующей фазочастотной характеристики будут добавляться амплитудно-частотные искажения в конечных звеньях.

Если одиночное звено типа  $k$  нагружается на омическое сопротивление  $R_n = \rho$ , то, рассматривая переходную характеристику согласованного звена типа  $k$ , можно установить, что время задержки  $T_{1a}$ , определяемое как время нарастания выходного напряжения до уровня 0,5 от его установившегося значения, и активная длительность фронта  $\tau_{\phi 1a}$  по уровням 0,1 ... 0,9 от установившейся амплитуды определяются соотношениями

$$T_{1a} = 1,07 \sqrt{LC}; \quad \tau_{\phi 1a} = 1,13 \sqrt{LC}. \quad (2.61)$$

При этом выброс переходной характеристики составляет 8% от установившегося значения амплитуды.

Экспериментальные данные показывают [5], что при включении между генератором и нагрузкой  $n$  согласованных звеньев типа  $k$

$$T_a = nT_{1a}; \quad \tau_{\phi a} = \tau_{\phi 1a} \sqrt[3]{n}. \quad (2.62)$$

Из соотношения (2.61) и (2.62) получим условие выбора числа звеньев  $n$  при заданных длительностях вершины  $\tau_a$  и фронта  $\tau_{\phi a}$  формируемого импульса:

$$n = 0,39 (\tau_a / \tau_{\phi a})^{1,5}, \quad n = 1,1 (T_a / \tau_{\phi a})^1 \text{ } ^5. \quad (2.63)$$

Таким образом, для формирования импульса с относительной длительностью фронта 10% необходима линия, содержащая не менее 11 ячеек типа  $k$ . Для уменьшения числа ячеек и улучшения формы импульса необходимо звенья типа  $k$  преобразовать таким образом, чтобы увеличить задержку одним звеном без существенного увеличения длительностей фронта и среза, улучшить линейность фазовой характеристики и уменьшить зависимость характеристических сопротивлений от частоты. Это достигается в производных звеньях типа  $m$  (рис. 2.29), параметры которых выбирают таким образом, чтобы характеристическое сопротивление и частота среза были равными соответствующим значениям исходного звена типа  $k$ .

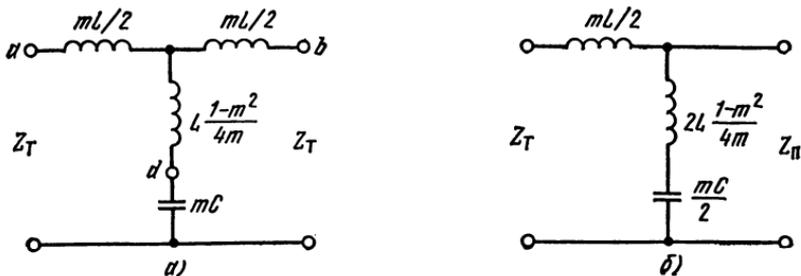


Рис. 2.29

Число  $m$  является параметром. При  $m = 1$  звенья типа  $m$  превращаются в звенья типа  $k$ . Для основных (внутренних) звеньев линии оптимальное значение  $m = 1,27$  определяется из условия максимальной линейности фазовой характеристики. Для конечных звеньев  $m = 0,6$  (рис. 2.30, а) выбирают из условия максимального постоянства сопротивления  $Z_{П}$ .

Для  $m > 1$  индуктивность в параллельном плече звена становится отрицательной и может быть реализована введением магнитной связи между последовательными катушками Т-образного звена (рис. 2.30, б). Для  $m = 1,27$   $k_{св} = 0,23$ ;  $L_m = 1,02L$ ;  $C_m = 1,27C$ .

Для внутреннего звена типа  $m = 1,27$

$$T_{1a} = 1,2\sqrt{LC}; \quad \tau_{\phi 1a} = 1,15\sqrt{LC}. \quad (2.64)$$

Общее время задержки линии, состоящей из  $n$  звеньев типа  $m$ , и длительность фронта переходной характеристики определяются, как и для линии типа  $k$ , соотношениями (2.62). Из (2.62), (2.64) можно найти

$$n = 0,94 (T_a/\tau_{\phi a})^{1,5} \quad \text{или} \quad n = 0,33 (\tau_a/\tau_{\phi a})^{1,5}. \quad (2.65)$$

Из сравнения формул (2.63) и (2.65) следует, что при одинаковых отношениях  $T_a/\tau_{\phi a}$  или  $\tau_a/\tau_{\phi a}$  число звеньев типа  $m$  будет на 16% меньше, чем число звеньев типа  $k$ . Для  $\tau_{\phi a}/\tau_a = 0,1$  потребуется теперь 9 ячеек вместо 11. Кроме того, верхний выброс переходной характеристики для звена типа  $m$  примерно в 2 раза меньше выброса характеристики для звена типа  $k$ .

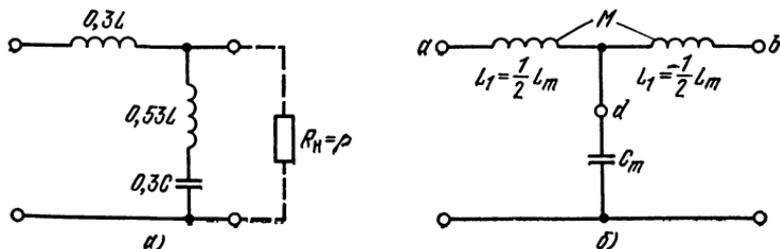


Рис. 2.30

**Формирующие двухполосники с колебательными контурами.** При использовании ЛЗ лестничного типа для формирования прямоугольных импульсов проявляются их недостатки: большое число ячеек, необходимое для получения достаточной крутизны фронта и среза, а также наличие значительных колебаний, наложенных на вершину импульса. Поэтому при более жестких требованиях к форме вершины импульса и к габаритным размерам формирующей устройства применяют формирующие цепи, состоящие из колебательных контуров с неодинаковыми резонансными частотами и характеристическими сопротивлениями. Номинальные значения емкости и индуктивности колебательных контуров можно определить, разлагая операторные изображения входной проводимости или сопротивления на рациональные дроби, а также используя аппроксимации переходных функций тригонометрическими суммами или полиномами.

Можно улучшить форму импульсов и сократить число звеньев, выбрав номинальные значения одного или обоих элементов ( $L$  и  $C$ ) каждого контура даже в однородной формирующей ЛЗ различными. Однако при этом усложняется их изготовление, особенно при увеличении мощности формируемых импульсов по сравнению с рассмотренными лестничными ЛЗ (подробнее см. [4, 31]).

**Ультразвуковые линии задержки.** Ультразвуковые линии задержки (УЛЗ) применяют для получения сравнительно больших интервалов задержки (от 10 мкс до нескольких миллисекунд). Принцип работы УЛЗ основан на распространении механических колебаний ультразвуковой частоты в твердых средах (плавленом кварце, керамике, магниевых сплавах и т. д.). Для возбуждения и приема этих колебаний используют пьезоэлектрические преобразователи направленного действия в виде тонких кварцевых пластин, устанавливаемых нормально к направлению распространения акустической волны. Для уменьшения габаритных размеров УЛЗ применяют звукопроводы с многократными отражениями волны от боковых граней.

Для согласования частотных характеристик УЛЗ и спектра задержанных импульсов обычно вначале преобразуют видеоимпульсы в радиоимпульсы с помощью генератора высокой частоты, модулируемого задерживаемым видеоимпульсом. Электрические сигналы, поступающие с приемного пьезоэлектрического преобразователя, усиливаются и детектируются [31].

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ

- 2.1. Показать равенство вольтсекундных площадей напряжения на выходе  $RC$ -цепи (рис. 2.1) при передаче одиночного импульса напряжения.
- 2.2. Определить искажения одиночных импульсов напряжения прямоугольной и треугольной форм при передаче их через разделительную  $RC$ -цепь (рис. 2.1).
- 2.3. Определить форму напряжения на выходе разделительной  $RC$ -цепи (рис. 2.1) при передаче последовательности прямоугольных импульсов.
- 2.4. Определить форму напряжения на выходе укорачивающей  $RC$ -цепи при передаче прямоугольных импульсов с бесконечно малой и конечной (при линейной аппроксимации) длительностями фронта и среза.

- 2.5. Рассмотреть влияние паразитных параметров в укорачивающей  $RC$ -цепи (рис. 2.8) при передаче прямоугольных и треугольных импульсов приняв: а)  $R_{\text{н}} \neq 0$ ,  $C_{\text{пар}} = 0$ ; б)  $R_{\text{н}} = 0$ ,  $C_{\text{пар}} \neq 0$ ; в)  $R_{\text{н}} = 0$ ,  $C_{\text{пар}} \neq 0$ .
- 2.6. Показать, что при заданных значениях амплитуды  $E$  входных прямоугольных импульсов, постоянной времени  $R_{\text{н}}C_{\text{пар}}$  и активной длительности  $\tau_{\text{н}}$  импульсов на выходе управляющей цепи рис. 2.8 имеются оптимальные параметры  $R = R_{\text{опт}}$  и  $C = C_{\text{опт}}$ , при которых амплитуда выходных импульсов максимальна.
- 2.7. Рассмотреть форму напряжения на выходе обращенной  $RC$ -цепи (рис. 2.10) при прямоугольной и треугольной форме входных импульсов для  $\tau \ll T$  и  $\tau \gg T$ .
- 2.8. Рассмотреть влияние сопротивления  $R_{\text{н}}$  нагрузки (рис. 2.12) на форму выходного напряжения при прямоугольной и треугольной форме входных импульсов для  $\tau \ll T$ .
- 2.9. Пояснить причины, препятствующие улучшению точности операций дифференцирования и интегрирования в простых  $RC$ -цепях.
- 2.10. Пояснить сущность применения компенсирующего напряжения для улучшения точности операций дифференцирования и интегрирования.
- 2.11. Составить функциональную схему идеализированного ОУ с ООС, получить аналитическое выражение коэффициента передачи  $K(p)$ ; показать, при каком условии обеспечивается высокая эффективность работы ОУ.
- 2.12. Определить эквивалентное входное сопротивление идеализированного ОУ; пояснить, при каком условии на входных клеммах ОУ образуется кажущееся короткое замыкание, при котором  $u_{\text{вх}} = 0$  и  $i_{\text{вх}} = 0$ .
- 2.13. Определить коэффициент передачи ОУ при  $R_{\text{вх}} \neq \infty$ .
- 2.14. Определить эквивалентное выходное сопротивление  $R_{\text{вых эк}}$  ОУ при  $R_{\text{вых}} \neq 0$ , используя общий метод оценки дифференциального сопротивления между двумя клеммами линейного многополюсника с помощью отношения  $R_{\text{вых эк}} = e/i$ , где  $e$  — э. д. с. источника, подключенного к указанным клеммам, а  $i$  — потребляемый от него ток.
- 2.15. Составить функциональную схему ОУ на базе идеализированного ДУПТ; найти коэффициент передачи по прямому и инверсному входам; показать влияние  $R_{\text{вх}} \neq \infty$ .
- 2.16. Рассмотреть форму напряжения  $u_{\sim}$  в схеме 2.19 для режимов апериодического и критического затухания переходных процессов при ступенчатом входном воздействии.
- 2.17. Определить закон изменения напряжения на контуре ударного возбуждения (рис. 2.19) при колебательном режиме затухания переходных процессов.
- 2.18. Построить схему замещения идеализированного импульсного трансформатора ( $r_1 = r_2 = 0$ ,  $L_s = 0$ ,  $C_{\text{пар}} = 0$ ,  $\mu = \text{const}$ ,  $d = 0$ ,  $L_1 \neq \infty$ ), определить влияние  $L_1$  на передачу ступенчатого напряжения.
- 2.19. Оценить влияние магнитного гистерезиса на работу импульсного трансформатора.
- 2.20. Оценить влияние вихревых токов на работу импульсного трансформатора.
- 2.21. Оценить влияние магнитного рассеяния и токов смещения в обмотках на работу импульсного трансформатора.
- 2.22. Построить эквивалентную схему ИТ с учетом влияния магнитного гистерезиса, вихревых токов, магнитного рассеяния и токов смещения.
- 2.23. Оценить искажения при передаче вершины прямоугольного импульса импульсным трансформатором.
- 2.24. Оценить искажения при передаче фронта и среза прямоугольного импульса импульсным трансформатором.
- 2.25. Вывести формулу (2.52).
- 2.26. Вывести формулы (2.53)—(2.55).

- 2.27. Построить схемы, реализующие формирование импульсов в соответствии с соотношениями (2.54) и (2.55).
- 2.28. Оценить допустимые пределы рассогласования волнового сопротивления ЛЗ с эквивалентным нагрузочным сопротивлением.
- 2.29. Перечислить основные типы звеньев ИЛЗ типа постоянного  $k$  и постоянного  $m$  и показать их отличительные особенности при формировании и передаче импульса.

## Глава 3

### КЛЮЧЕВЫЕ УСТРОЙСТВА

#### 3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Ключевым устройством или просто ключом называют устройство, обладающее двумя рабочими состояниями: включено и выключено, которые отличаются одно от другого значением выходного параметра  $r_{\text{вых}}$ ,  $u_{\text{вых}}$ ,  $i_{\text{вых}}$  и т. д. Смена состояния ключа происходит под действием сигналов, подаваемых на один или несколько входов.

Элементарным типом ключа (ключевым элементом) является нелинейное устройство, два рабочих состояния которого отличаются выходным сопротивлением. Ключевые элементы используют для коммутации электрической цепи и являются основным компонентом любого ключевого устройства. Кроме ключевых элементов в состав ключа могут входить источники питающих напряжений и усилители сигналов, а также пассивные элементы: резисторы, конденсаторы и др.

Представление об идеальном ключевом элементе дает безынерционный выключатель с механическим замыканием и размыканием контакта (рис. 3.1), имеющий в разомкнутом состоянии бесконечно большое сопротивление, а в замкнутом — бесконечно малое. При этом независимо от параметров коммутируемой цепи  $R_{\text{ЭК}}$ ,  $e_{\text{ЭК}}$  выполняются соотношения

$$U_{\text{зам}} = 0; \quad I_{\text{раз}} = 0; \quad \tau_{\text{вкл}} = \tau_{\text{выкл}} = 0, \quad (3.1)$$

где  $U_{\text{зам}}$  — напряжение на замкнутом элементе;  $I_{\text{раз}}$  — ток через разомкнутый элемент;  $\tau_{\text{вкл}}$ ,  $\tau_{\text{выкл}}$  — время перехода элемента из одного состояния в другое.

В импульсных устройствах коммутация осуществляется бесконтактным способом нелинейными электронными приборами (полупроводниковыми диодами, транзисторами, электровакуумными лампами, тиристорами и т. п.). Ключевой режим работы электронного прибора предполагает наличие двух состояний, резко отличающихся

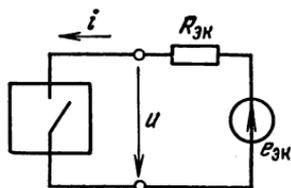


Рис. 3.1

друг от друга выходным сопротивлением, которое в состоянии «включено» много меньше эквивалентного сопротивления коммутируемой цепи, а в состоянии «выключено» много больше его. Условия (3.1) выполняются при этом приближенно.

Рассмотрим основные типы моделей полупроводниковых диодов и биполярных транзисторов, применяемые при проектировании ключевых импульсных устройств, а также основные схемы диодных и транзисторных ключевых устройств с одним входом. Многоходовые ключи, используемые в логических цифровых схемах, рассмотрены в гл. 5.

### 3.2. ДИОДНЫЕ КЛЮЧИ

**Типы импульсных диодов.** В импульсной технике для коммутации применяют импульсные полупроводниковые диоды, как точечные, так и плоскостные сплавные и диффузионные. Точечные диоды обладают малой площадью перехода и соответственно малой барьерной емкостью ( $C_{бар} = 1 \dots 2$  пФ), однако по сравнению с плоскостными у них хуже стабильность, надежность, а также меньше рассеиваемая мощность и допустимое обратное напряжение. Плоскостные сплавные диоды обладают лучшими показателями, но из-за большой площади перехода имеют большую барьерную емкость ( $C_{бар} = 10 \dots 20$  пФ). Плоскостные диффузионные диоды в значительной степени сочетают достоинства точечных и сплавных диодов и являются наиболее перспективными, особенно планарные [30]. В интегральных микросхемах наряду с диффузионными диодами используют биполярные транзисторные структуры в диодном включении [24], а также диоды Шоттки, выполненные на основе перехода металл—полупроводник. В диодах Шоттки [42] прямой ток возникает в результате движения основных носителей зарядов и в базе диода не накапливаются неосновные носители. В результате инерционность коммутации диодов Шоттки обусловлена лишь процессами перезаряда барьерной емкости  $C_{бар}$ , которая весьма мала (единицы и десятки доли пикофарад).

Разновидностью импульсных диодов, характеризующихся увеличенным временем задержки выключения, являются диоды с накоплением заряда (ДНЗ).

#### Статические модели полупроводниковых диодов

Статическая вольт-амперная характеристика (ВАХ) полупроводникового диода показана на рис. 3.2. Диодный ключевой элемент замкнут в низкоомной области прямой ветви ВАХ ( $U_{пр}$ ,  $I_{пр}$ ) и разомкнут в высокоомной области обратной ветви ( $-I_{обр}$ ,  $-U_{обр}$ ). При увеличении запирающего напряжения диод переходит в область пробоя ( $-U_{проб}$ ,  $-I_{проб}$ ), в которой дифференциальное сопротивление мало. Для большинства импульсных диодов работа в этой области запрещена техническими условиями, Исключение со-

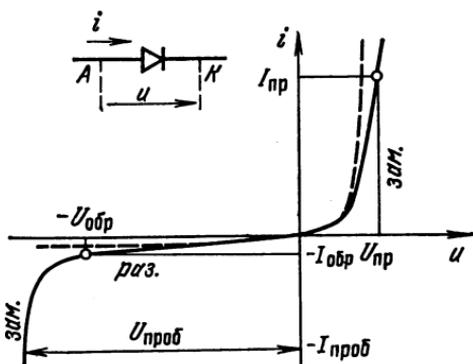


Рис. 3.2

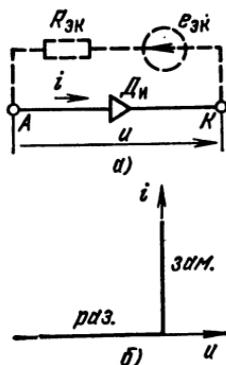


Рис. 3.3

ставляют кремниевые стабилитроны, в которых область пробоя является рабочей, при этом диод может совмещать функции ключевого элемента с последовательно включенным источником постоянного напряжения.

В зависимости от требуемой точности описания статических свойств диода используют модели различной сложности.

Идеальный диод (рис. 3.3, а) является простейшей моделью, аппроксимирующей ВАХ реального диода ломаной линией, совпадающей с полуосями координат  $u$ ,  $i$  (рис. 3.3, б). Идеальный диод  $D_n$  можно рассматривать как выключатель (рис. 3.1), контакты которого замкнуты при  $i > 0$  и разомкнуты при  $u < 0$ . Момент замыкания фиксируется равенством  $u(t) = 0$ , размыкания —  $i(t) = 0$ .

**Кусочно-линейные модели диода.** В отличие от идеального диода полная кусочно-линейная модель учитывает конечные сопротивления в замкнутом и разомкнутом состоянии. На рис. 3.4 показана аппроксимирующая ВАХ, состоящая из трех прямолинейных отрезков. Отрезок 1 аппроксимирует низкоомный участок прямой ветви, отрезок 2 — высокоомный участок обратной ветви, отрезок 3 — участок пробоя. Каждому отрезку соответствует линейная схема замещения (рис. 3.5), позволяющая записать уравнения линейных участков ВАХ:

$$u = e_0 + r_{пр}i \quad \text{при} \quad i > I_{зап},$$

$$i = -I_0 + u/r_{обр} \quad \text{при} \quad -U_{проб} < u < U_{отп},$$

$$u = e_{проб} + r_{проб}i \quad \text{при} \quad i < -I_{проб},$$

где  $e_0$ ,  $I_0$ ,  $e_{проб}$  — начальные значения прямого напряжения, обратного тока и пробивного напряжения, определяемые как координаты точек пересечения аппроксимирующих прямых (или их продолжений) с координатными осями;  $r_{пр}$ ,  $r_{обр}$ ,  $r_{проб}$  — эквивалентные сопротивления, близкие к средним (в пределах участка) дифференциальным сопротивлениям диода;  $(I_{зап}, U_{отп})$ ,  $(-U_{проб}, -I_{проб})$  — координаты граничных точек А и В (рис. 3.4), определяющие условия переключения диодного ключа.

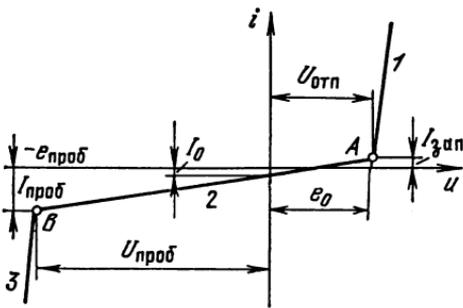


Рис. 3.4

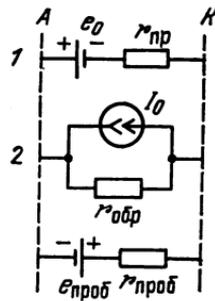


Рис. 3.5

На рис. 3.6, а показаны два варианта расположения граничной точки  $A$ . В первом граничная точка лежит на прямой ветви характеристики диода, причем ее положение  $A_1$  выбирается так, чтобы в замкнутом состоянии (справа от  $A_1$ ) сопротивление диода было меньше сопротивления  $R_{эк}$  коммутируемой цепи ключевого устройства, а в разомкнутом (слева от  $A_1$ ) — больше, т. е. в точке  $A_1$  дифференциальное сопротивление диода  $r_{гр} \approx R_{эк}$ . Так как в ключевом режиме должны выполняться условия  $r_{пр} \ll R_{эк} \ll r_{обр}$ , значение  $r_{гр}$  не должно сильно отличаться от решения уравнения  $r_{пр}/R_{эк} = R_{эк}/r_{обр}$ . Поэтому при отсутствии данных об  $R_{эк}$  положение граничной точки можно выбрать, исходя из условия

$$r_{гр} \approx \sqrt{r_{пр} r_{обр}}. \quad (3.2)$$

Во втором варианте положение граничной точки  $A_2$  удовлетворяет условию прохождения обратной ветви характеристики через начало координат, что делает модель диода пассивной. Свойство пассивности существенно в ряде применений диодного ключа, в частности при использовании его в цепях заряда конденсатора. Второму варианту соответствует эквивалентная схема замещения диода, показанная на рис. 3.6, б. Из-за малого прямого сопротивления диода координаты точек  $A_1$  и  $A_2$  по оси напряжения практически не отличаются от начального напряжения  $e_0$ , которое можно рассматривать как порог отпирания диода.

Положение граничной точки  $B$  (при моделировании стабилитрона) выбирают аналогичными методами.

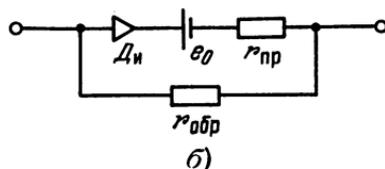
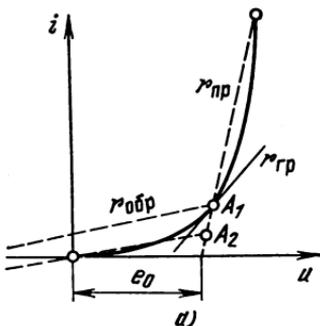


Рис. 3.6

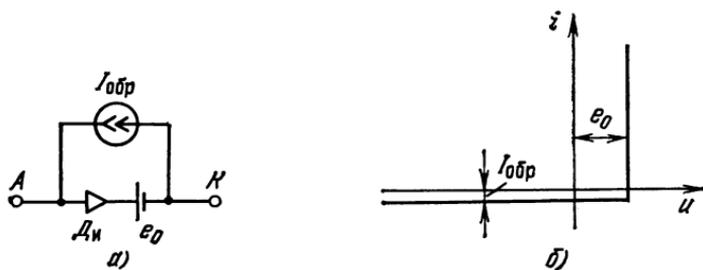


Рис. 3.7

В тех случаях, когда можно пренебречь дифференциальными сопротивлениями прямой ветви и проводимостью обратной ветви ВАХ диода, используют упрощенную кусочно-линейную модель (рис. 3.7). При этом проводящий диод представляется источником постоянного напряжения  $e_0$ , а закрытый диод — источником постоянного тока  $I_{обр}$ .

**Нелинейные модели диода.** Отличительной особенностью таких моделей является аппроксимация ВАХ диода функцией  $i = f(u)$ , непрерывной во всем диапазоне рабочих напряжений. Наиболее распространена экспоненциальная модель, основанная на использовании ВАХ идеализированного  $p$ - $n$ -перехода [34, 42, 43]

$$i_{p-n} = I_s [\exp(u_{p-n}/m\varphi_T) - 1], \quad (3.3)$$

где  $i_{p-n}$  — ток через переход;  $I_s$  — тепловой (обратный) ток перехода;  $\varphi_T$  — тепловой потенциал, при нормальной температуре равен приблизительно 26 мВ;  $m$  — коэффициент, учитывающий неоднородности полупроводника в области перехода, для германия  $m \approx 1$ , для кремния  $m \approx 1,2 \dots 2$ ;  $u_{p-n}$  — напряжение анода ( $p$ -области) относительно катода ( $n$ -области).

Характеристика идеализированного  $p$ - $n$ -перехода (штриховая линия на рис. 3.2) строго совпадает с ВАХ реального диода лишь на ограниченном участке в области нуля. Расхождение прямых ветвей обусловлено, главным образом, влиянием объемного сопротивления базы  $r_b$ . Учитывая  $r_b$ , прямую ветвь ВАХ диода можно получить из (3.3), подставляя  $u_{p-n} = u_{пр} - i r_b$ . Не поддающийся непосредственному измерению ток  $I_s$  целесообразно выразить через прямое напряжение  $U_{пр}$ , измеренное при заданном прямом токе  $I_{пр}$ . Полагая, что  $I_{пр} \gg I_s$ , из (3.3) находим

$$I_s \approx I_{пр} \exp[(I_{пр} r_b - U_{пр})/m\varphi_T]. \quad (3.4)$$

В области достаточно больших прямых токов ( $i_{пр} \gg I_s$ ), совместно используя (3.3), (3.4), можно получить

$$u_{пр} = U_{пр} + m\varphi_T \ln(i_{пр}/I_{пр}) + (i_{пр} - I_{пр}) r_b. \quad (3.5)$$

Дифференциальное сопротивление прямой ветви

$$r_{пр \text{ диф}} = du_{пр}/di_{пр} = r_b + m\varphi_T/i_{пр}. \quad (3.6)$$

В зависимости от тока преобладающее значение может иметь первый или второй член формулы (3.6).

Отклонение обратной ветви характеристики реального диода от ВАХ идеализированного  $p-n$ -перехода обусловлено токами термогенерации и утечки [14], влияние которых можно смоделировать, шунтируя переход сопротивлением  $r'_{обp}$ . Уравнение обратной ветви диода при этом имеет вид

$$i = -I_s + u/r'_{обp} + I_s \exp(u/m\phi_T). \quad (3.7)$$

Последний член имеет значение только при малых  $u_{обp}$ , сравнимых с температурным потенциалом. Линейная часть (3.7) совпадает по форме с уравнением обратной ветви кусочно-линейной модели. Поэтому в некоторых случаях выбирают  $r_{обp} = r'_{обp}$  и  $I_0 = I_s$ .

**Области использования статических моделей.** Модель идеального диода обычно используют при рассмотрении принципа работы ключевого импульсного устройства на этапе, когда вопросы точности остаются на втором плане, а также при приближенном расчете переходных процессов в устройстве. Кусочно-линейная модель находит применение, когда дифференциальное сопротивление ключевого элемента определяет функциональный параметр устройства, например коэффициент передачи сигнала, амплитуду помехи и т. д. Если же требуется приближенный (с запасом) анализ условий правильной работы ключевого устройства и оценка его характеристик, используется упрощенная модель. Экспоненциальную модель целесообразно применять при расчете схемы на ЭВМ, а также в тех случаях, когда функциональный параметр устройства зависит от того, насколько резко изменяется дифференциальное сопротивление диода при переключении, например при оценке минимальной амплитуды переключающего сигнала.

**Идентификация параметров моделей.** Параметры рассмотренных статических моделей диода определяют на основе паспортных данных или, если необходимо, с помощью специальных экспериментов.

Прямая ветвь ВАХ диода для большинства технических условий задается максимально допустимым значением прямого напряжения  $U_{пр доп}$  при заданном прямом токе  $I_{пр}$  (табл. 3.1). Дополнительно приводится область изменения прямой ветви ВАХ, соответствующая границе 95% разброса (рис. 3.8).

Подставляя в (3.5) в качестве  $I_{пр}$ ,  $U_{пр}$ ,  $i_{пр}$ ,  $u_{пр}$  координаты двух произвольных точек гра-

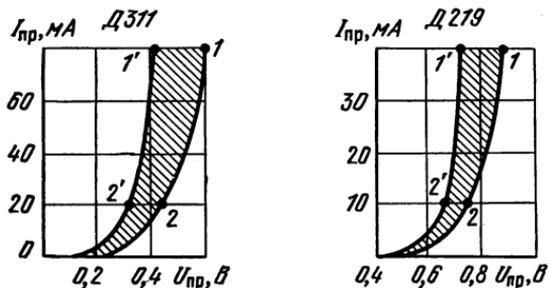


Рис. 3.8

Таблица 3.1

Параметры прямой ветви ВАХ диодов

Тип диода	Паспортные параметры		$I_{\text{пр max}}$ , мА	Параметры моделей			
	$I_{\text{пр}}$ , мА	$U_{\text{пр}}$ , В		$r_{\text{б}}$ , Ом	$U_{\text{пр max}}$ , В	$r_{\text{пр}}$ , Ом	$e_0$ , В
Германиевый Д311	10	0,4	1	2,3	0,23	52	0,22
			10		0,4	7,3	0,24
Кремниевый Д219	50	1	1	2,9	0,75	63	0,57
			10		0,84	8,9	0,73

нических характеристик, можно найти сопротивление базы

$$r_{\text{б}} = \frac{U_{\text{пр1}} - U_{\text{пр2}} - m_{\text{ФТ}} \ln(I_{\text{пр1}}/I_{\text{пр2}})}{I_{\text{пр1}} - I_{\text{пр2}}}$$

Точки 1 и 2 на рис. 3.8 определяют  $r_{\text{бmax}}$ , точки 1' и 2' —  $r_{\text{бmin}}$ . В большинстве случаев при расчете схем требуется оценивать максимально возможное значение остаточного напряжения  $U_{\text{пр}}$ . Для этого в формуле (3.5) вместо  $U_{\text{пр}}$  нужно использовать  $U_{\text{пр доп}}$  и  $r_{\text{б}} = r_{\text{бmax}}$ .

Параметры кусочно-линейных моделей рассчитывают, исходя из максимального рабочего тока  $i_{\text{прmax}}$ . Соответствующее этому току напряжение  $U_{\text{пр max}}$  вычисляют по формуле (3.5). Прямое сопротивление  $r_{\text{пр}}$  и начальное напряжение  $e_0$  находят, совместно решая уравнения (3.2), (3.5), (3.6), дополненные равенством  $r_{\text{пр}} I_{\text{пр max}} = U_{\text{пр max}} - e_0$ .

Параметры моделей типовых импульсных диодов для двух значений  $i_{\text{прmax}}$  приведены в табл. 3.1.

Обратная ветвь ВАХ диода задается максимально допустимым значением обратного тока  $I_{\text{обр доп}}$  при заданном  $U_{\text{обр}}$ , равном обычно максимальному допустимому (табл. 3.2). При этом  $r_{\text{обр}} \approx U_{\text{обр}}/I_{\text{обр доп}}$ . Тепловой ток  $I_s$  вычисляют по формуле (3.4), в которую вместо  $I_{\text{пр}}$ ,  $U_{\text{пр}}$  необходимо подставить координаты про-

Таблица 3.2

Параметры обратной ветви ВАХ диодов

Тип диода	Паспортные параметры		Параметры модели	
	$U_{\text{обр}}$ , В	$I_{\text{обр доп}}$ , мкА	$I_s$ , мкА	$r_{\text{обр}}$ , МОм
Д311	30	100	0,44	0,3
Д219	70	1	$5 \cdot 10^{-7}$	70

извольной точки на минимальной граничной характеристике (например, точки 2 на рис. 3.8). Тогда полученное значение  $I_s$  будет максимальным.

Прямое напряжение на диоде имеет отрицательный температурный коэффициент (2 ... 4 мВ/°С). Обратный ток возрастает при увеличении температуры по экспоненциальному закону. Приближенно можно считать, что удвоение обратного тока происходит при увеличении температуры на 10°С. Более точно температурная зависимость определяется из паспортных данных.

### Динамические модели полупроводниковых диодов

Инерционность диода проявляется при быстрых изменениях сигналов в ключевой схеме и определяется двумя факторами: перезарядом барьерной емкости  $p-n$ -перехода  $C_{бар}$  и изменением заряда  $Q$  носителей, инжектированных в базу.

Процесс включения диода состоит из двух стадий. Первая, называемая стадией задержки включения, характеризуется закрытым состоянием  $p-n$ -перехода, поэтому заряд  $Q = 0$  и инерционность полностью обусловлены емкостью  $C_{бар}$ . Эквивалентная схема диода на этой стадии показана на рис. 3.9, а, где  $D$  — безынерционный диод, в качестве которого можно использовать его статическую схему замещения для обратной ветви ВАХ. Первая стадия заканчивается в момент, когда напряжение на конденсаторе становится равным напряжению отпираания диода  $e_0$ . На второй стадии, называемой стадией установления прямого сопротивления, происходит накопление заряда  $Q$  в базе, вследствие чего сопротивление базы уменьшается, приближаясь к стационарному значению. В начальный после включения момент напряжение на диоде (определяемое как импульсное прямое падение напряжения) больше установившегося значения. Однако, если прямой ток не более 10 мА, это превышение пренебрежимо мало.

Процесс выключения также состоит из стадий задержки и установления, причем обе они связаны с рассасыванием заряда  $Q$  и с пространственным перераспределением его плотности  $q$  в базе диода. На рис. 3.10 показано распределение  $q$  по пространственной координате  $x$ , ортогональной плоскости перехода, для различных фаз выключения диода. Кривая  $I$  характеризует начальный стационар-

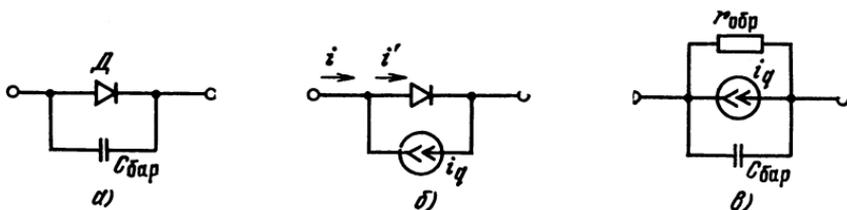


Рис. 3.9

ный режим. Площадь, ограниченная кривой 1 и осями координат, равна накопленному заряду. В области, примыкающей к эмиттеру ( $x = 0$ ), плотность  $q_0$  максимальна. По закону диффузии движение инжектированных носителей, определяющее ток через переход, направлено в сторону уменьшения их концентрации, т. е. вдоль координаты  $x$ . Значение  $q_0$  однозначно связано с напряжением на переходе:

$$q_0 = ai'(u), \quad (3.8)$$

где  $i'(u)$  — ВАХ перехода;  $a$  — масштабный коэффициент.

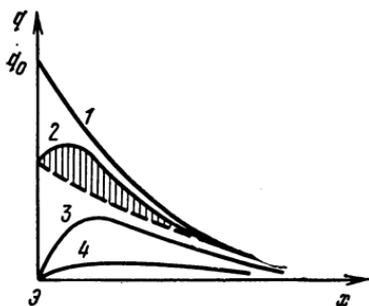
При выключении диода изменяется направление протекающего тока. При этом инжекция заряда из эмиттера в базу заменяется экстракцией (вытягиванием) заряда из базы в эмиттер. Форма распределения  $q(x)$  принимает вид, показанный на рис. 3.10 (кривая 2). Стадия задержки выключения длится, пока  $q_0 > 0$ , при этом диод открыт, поскольку в соответствии с (3.8) напряжение  $u$  остается в области ВАХ с большой крутизной.

Моменту запираения, при котором  $q_0$  достигает нуля, соответствует кривая 3. С этого момента начинается стадия установления сопровождаемая одновременным изменением напряжения на диоде и протекающего через диод тока.

На стадии задержки выключения диод можно представить эквивалентной схемой, показанной на рис. 3.9, б, где в качестве безынерционного диода  $D$  допустимо использовать его статическую схему замещения в низкоомной области ВАХ. Ток  $i'$  равен прямому стационарному току через диод при заданном  $q_0$ . Этому току соответствует часть заряда  $Q$ , заключенная под штриховой экспоненциальной кривой на рис. 3.10. Источник тока  $i_q$  моделирует составляющую тока, обусловленную заштрихованной областью под кривой 2. Значение тока  $i$  на стадии включения можно представить разностью  $i(0) - i_{\sim}(t)$ , где  $i(0)$  — начальное стационарное значение тока, совпадающее с  $i'(0)$ ;  $i_{\sim}(t)$  — приращение тока, вызванное поданным на диод выключающим сигналом.

Связь между значениями  $i_q$  и  $i_{\sim}$  в операторной форме имеет вид

$$i_q(p) = i_{\sim}(p) K(p),$$



где  $K(p)$  — операторный коэффициент, задаваемый трансцендентной функцией комплексной частоты  $p$ , эту функцию можно найти, решая уравнения диффузии (и дрейфа) инжектированных носителей заряда в базе диода. Ее вид зависит от геометрических и электрофизических особенностей базовой области. Так как в установившемся (стационарном) режиме  $i_q = 0$ , то трансцендентная функция  $K(p)$  должна удовлетворять условию  $K(0) = 0$ .

Рис. 3.10

Для приближенных расчетов достаточно ограничиться аппроксимацией  $K(p)$  дробно-линейной функцией. При этом

$$i_q(p) \approx i_{\sim}(p) p\tau_1 / (1 + p\tau_2). \quad (3.9)$$

Постоянные времена  $\tau_1, \tau_2$  обусловлены средним временем жизни инжектированных носителей  $\tau$ . Для сплавных диодов  $\tau_1 \approx 0,5\tau$ ,  $\tau_2 \approx 0,75\tau$ . Для диодов с тормозящим полем (диффузионной базой)  $\tau_1 = \tau / (1 + \gamma_E^2)$ ;  $\tau_2 = \tau$ , где  $\gamma_E = aL/N$  — фактор поля,  $a$  — градиент концентрации;  $N$  — концентрация примеси;  $L$  — диффузионная длина инжектированных носителей.

В некоторых случаях (например, при расчетах на ЭВМ) операторное выражение (3.9) удобнее записывать в виде дифференциального уравнения, которое позволяет перейти от приращения  $i_{\sim}$  к истинному значению тока  $i$ ,

$$\tau_2 \frac{di_q}{dt} + i_q = \tau_1 \frac{di_{\sim}}{dt} = -\tau_1 \frac{di}{dt}. \quad (3.10)$$

Условие запираания диода  $i_q = i_{qrp} = -i$  определяет момент перехода стадии задержки в стадию установления стационарного закрытого состояния диода.

Рассмотрим случай, когда выключение диода происходит постоянным током, т. е.  $i = -I_1 = \text{const}$ . Обозначая начальное значение прямого тока через  $I_{пр}$ , получаем  $i_{\sim}(p) = (I_{пр} + I_1)/p$ , откуда

$$i_q(p) = \frac{(I_{пр} + I_1)\tau_1}{1 + p\tau_2} = \frac{(I_{пр} + I_1)\tau_1}{\tau_2} \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right).$$

Используя условие запираания  $i_q(\tau_{эд \text{ выкл}}) = i_{qrp} = I_1$ , находим

$$\tau_{эд \text{ выкл}} = \tau_2 \ln \frac{(1 + I_{пр}/I_1)\tau_1}{\tau_2}. \quad (3.11)$$

Для сплавных диодов, для которых  $\tau_1/\tau_2 \approx 2/3$ , формула (3.11) дает достаточно точные результаты при  $I_1 < 2I_{пр}$ . При  $I_1 = 2I_{пр}$  из (3.11) получаем  $\tau_{эд \text{ выкл}} = 0$ , что противоречит эксперименту. Для соотношений, справедливых при  $I_1 > 2I_{пр}$ , необходима более точная аппроксимация передаточного коэффициента  $K(p)$ . Другие методы оценки  $\tau_{эд \text{ выкл}}$  при  $I_1 = \text{const}$  можно найти в [14]. Для диодов с диффузионной базой (3.11) дает результаты с удовлетворительной для практики точностью во всей области допустимых выключаяющих токов.

Для построения модели диода на стадии установления рассмотрим сначала случай, когда напряжение на диоде после его запираания остается постоянным. При этом ток диода определяется лишь током рассасывания заряда под кривой 3 (или 4) на рис. 3.10, т. е.  $i = -i_q$ . Подставляя это равенство в (3.10), получаем

$$(\tau_2 - \tau_1) \frac{di_q}{dt} + i_q = 0.$$

Решая это уравнение с учетом начального условия, имеем

$$i_q = i_{q \text{ гр}} \exp\left(-\frac{t}{\tau_2 - \tau_1}\right) \doteq i_{q \text{ гр}} \frac{\tau_2 - \tau_1}{1 + \rho(\tau_2 - \tau_1)}. \quad (3.12)$$

В общем случае при изменении запирающего напряжения суммарный ток диода кроме  $i_q$  включает в себя ток перезаряда емкости  $C_{\text{бар}}$  и обратный ток, обусловленный сопротивлением  $r_{\text{обр}}$ . Так как эти токи не связаны с перемещением инжектированных носителей в базе, справедливость (3.12) не нарушается. Схема замещения диода на стадии установления закрытого состояния показана на рис. 3.9, в.

В диодах с тормозящим полем постоянная времени экспоненты в (3.11)  $\tau_2 - \tau_1 = \tau/\gamma_E^2$ . В диодах с накоплением заряда (ДНЗ) приняты специальные меры по увеличению тормозящего поля ( $\gamma_E \geq 5 \dots 7$ ), при этом длительность спада обратного тока во много раз меньше длительности стадии задержки выключения. Данное свойство ДНЗ используется в специальных диодных усилителях и формирователях импульсов [56].

Параметры динамической модели можно идентифицировать по паспортным данным, в которых обычно приводится максимальное время восстановления обратного сопротивления  $t_{\text{вос}}$  при заданных токах  $I_1 \cong I_{\text{пр}}$ . Момент окончания интервала  $t_{\text{вос}}$  определяется заданным значением обратного тока  $i_q = i_{q \text{ доп}}$ . Тогда в соответствии с (3.11), (3.12) для сплавного диода получаем  $\tau = 4t_{\text{вос}}/(1 + \ln I_{\text{гр}}/i_{q \text{ доп}})$ . Для диодов с диффузионной базой временем спада обратного тока  $i_q$  можно пренебречь. При этом  $\tau \approx 1,6t_{\text{вос}}$ .

Барьерная емкость зависит от напряжения, поэтому в паспортных данных обычно приводится ее значение ( $C_{\text{пасп}}$ ) при некотором напряжении  $U_{\text{пасп}}$ . Барьерная емкость при произвольном напряжении  $U_1$  равна

$$C_{\text{бар}1} = C_{\text{пасп}} \sqrt[n]{(U_{\text{пасп}} + \varphi_0)/(U_1 + \varphi_0)},$$

где  $\varphi_0$  — контактная разность потенциалов, для германиевых переходов равная примерно 0,4 В, для кремниевых — 0,6 ... 0,8 В;  $n$  — коэффициент, определяемый типом перехода (для резких переходов  $n = 2$ , для плавных  $n = 3$ ).

В кусочно-линейных моделях обычно используют усредненное значение емкости для заданного интервала  $U_1 \dots U_2$ :

$$\bar{C}_{\text{бар}} = C_{\text{бар}1} \frac{1 - [(U_2 + \varphi_0)/(U_1 + \varphi_0)]^{(n-1)/n}}{[(n-1)/n] [1 - (U_2 + \varphi_0)/(U_1 + \varphi_0)]}.$$

## Диодные ключевые устройства

Рассмотрим две типовые диодные ключевые схемы, отличающиеся способом включения диода: последовательную (рис. 3.11, а) и параллельную (рис. 3.11, б). Управляющая цепь каждой схемы содержит источник управляющего сигнала  $e_{\text{упр}}$  и сопротивление

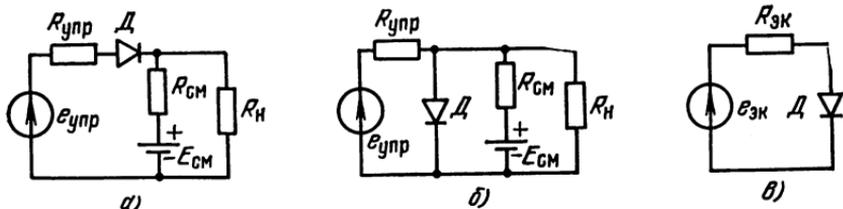


Рис. 3.11

$R_{упр}$ , включающее сопротивление источника. Источник смещающего напряжения  $E_{см} = \text{const}$ , подсоединяемый через резистор  $R_{см}$ , служит для установки нужного порогового напряжения диодного ключа;  $R_{н}$  — сопротивление нагрузочного элемента. Можно также построить схемы с противоположным направлением включения диода  $D$ . Применяя теорему об эквивалентном генераторе к линейной части каждой схемы, преобразуем их к схеме рис. 3.11, в, где для последовательной схемы

$$R_{эк} = R_{упр} + \frac{R_{см} R_{н}}{R_{см} + R_{н}}; \quad (3.13)$$

$$e_{эк} = e_{упр} - E_{см} \frac{R_{н}}{R_{н} + R_{см}},$$

для параллельной

$$R_{эк} = \left( \frac{1}{R_{упр}} + \frac{1}{R_{см}} + \frac{1}{R_{н}} \right)^{-1};$$

$$e_{эк} = R_{эк} \left( \frac{e_{упр}}{R_{упр}} + \frac{E_{см}}{R_{см}} \right). \quad (3.14)$$

Пороговое значение управляющего напряжения  $e_{упр}$  пор соответствует точке включения диода. Схема замещения диода на рис. 3.6, б позволяет рассчитать напряжение на разомкнутом диоде:  $u = e_{эк} r_{обр} / (R_{эк} + r_{обр})$ , откуда эквивалентное пороговое напряжение

$$e_{эк \text{ пор}} = e_0 (1 + R_{эк} / r_{обр}). \quad (3.15)$$

Подставляя (3.15) в (3.13) и (3.14) и решая уравнение относительно  $e_{упр}$ , получаем для последовательной схемы

$$e_{упр \text{ пор}} = e_0 \left( 1 + \frac{R_{эк}}{r_{обр}} \right) + E_{см} \frac{R_{н}}{R_{н} + R_{см}},$$

для параллельной

$$e_{упр \text{ пор}} = \frac{R_{упр}}{R_{эк}} e_0 \left( 1 + \frac{R_{эк}}{r_{обр}} \right) - E_{см} \frac{R_{упр}}{R_{см}}.$$

Эти формулы позволяют учесть влияние параметров диода на порог срабатывания ключа и оценить его нестабильность.

**Переходные процессы в диодном ключе.** Предположим, что переключение диода в схеме на рис. 3.12, а происходит под действием идеального прямоугольного импульса, а инерционность схемы определяется диодом и шунтирующей паразитной емкостью  $C_{\text{пар}}$ . Временные диаграммы работы схемы показаны на рис. 3.12, д. Через  $i_d^*$  обозначен ток диода, обусловленный движением неосновных носителей через переход. Полный цикл переключения состоит из следующих интервалов: задержки включения ( $t_0 < t < t_1$ ), стационарного включенного состояния ( $t_1 < t < t_2$ ), задержки выключения ( $t_2 < t < t_3$ ) и установления стационарного выключенного состояния ( $t_3 < t < t_4$ ). Эквивалентные схемы ключа для различных интервалов показаны на рис. 3.12, б—г и соответствуют динамическим схемам замещения диода (рис. 3.9). В качестве статической модели используют упрощенную кусочно-линейную модель при  $I_{\text{обр}} \approx 0$ .

Интервал задержки включения обусловлен процессами перезаряда конденсатора  $C_{\text{ЭК}} = C_{\text{пар}} + C_{\text{бар}}$  (рис. 3.12, б). Напряжение на диоде изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau_{\text{ЭК}} = RC_{\text{ЭК}}$ :

$$u = E_1 - (E_1 + E_2) \exp(-t/\tau_{\text{ЭК}}).$$

Интервал задержки завершается в момент  $t_2$  при  $u = e_0$ , откуда

$$\tau_{\text{ЭК}} \text{ вкл} = \tau_{\text{ЭК}} \ln [1 + (E_2 + e_0)/(E_1 - e_0)].$$

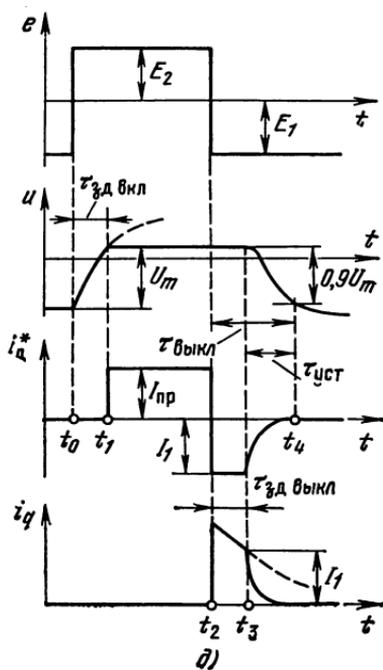
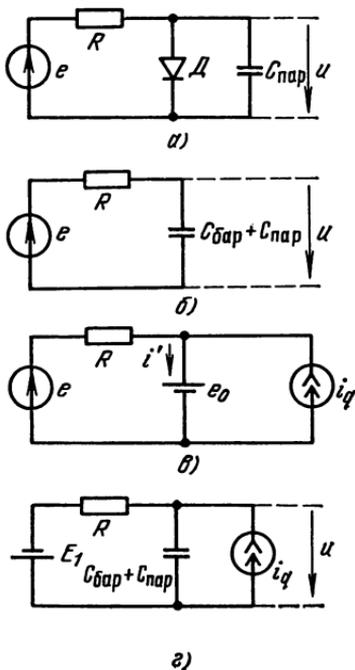


Рис. 3.12

Режим работы диода в стационарном включенном состоянии определяется эквивалентной схемой рис. 3.12, в при  $i_q = 0$ , из которой следует, что  $i' = I_{пр} = (E_1 - e_0)/R$ .

Задержка выключения формируется при постоянном выключающем токе  $I_1 = (E_2 + e_0)/R$ , при этом длительность  $\tau_{зд\ выкл}$  определяется соотношением (3.11).

Время установления стационарного (закрытого) состояния ключа можно найти, пользуясь эквивалентной схемой на рис. 3.12, г. В соответствии с этой схемой и формулой (3.12) напряжение на диоде есть сумма двух экспонент:

$$u = \frac{(E_2 + e_0) \{ \tau_{ЭК} \exp(-t/\tau_{ЭК}) - (\tau_2 - \tau_1) \exp[-t/(\tau_2 - \tau_1)] \}}{\tau_{ЭК} - (\tau_2 - \tau_1)} - E_2,$$

где  $\tau_{ЭК} = R(C_{пар} + \bar{C}_{бар})$ .

Полагая, что момент  $t_k$  соответствует уровню 0,1 от амплитуды выходного импульса и  $(\tau_2 - \tau_1) < \tau_{ЭК}$ , можно получить

$$\tau_{уст} \approx 2,3\tau_{ЭК} + \frac{\tau_2 - \tau_1}{1 - (\tau_2 - \tau_1)/\tau_{ЭК}}. \quad (3.16)$$

В большинстве случаев, особенно для диодов с диффузионной базой, второй член в (3.16) пренебрежимо мал. В целом следует отметить, что малое значение барьерной емкости ( $C_{бар} \approx 1 \dots 3$  пФ) и малое среднее время жизни инжектированных носителей современных диодов часто позволяет рассматривать диод как безынерционный элемент и представлять его в виде статической модели\*).

### 3.3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ

Транзисторный ключ является основным элементом более сложных импульсных устройств: логических (цифровых), триггеров, мультивибраторов и др. Рассмотрим модели биполярного транзистора, используемые при анализе ключевых устройств, а также принцип действия и характеристики транзисторного ключа с общим эмиттером, схема которого составляет основу большинства импульсных устройств.

#### Статические модели биполярного транзистора

Транзистор (рис. 3.13, а) представляет собой систему из двух  $p-n$ -переходов, имеющих одну общую базу. При этом в отличие от изолированного диода обратный ток каждого перехода может иметь дополнительную составляющую  $i_q$ , обусловленную неосновными носителями, инжектированными в базу через другой переход. Вслед-

\* Термин «статическая» здесь и в дальнейшем будем использовать для определения не только постоянных (статических) напряжений и токов, но и квазистатических, скорость изменения которых мала настолько, что инерционностью процессов переключения элемента можно пренебречь.

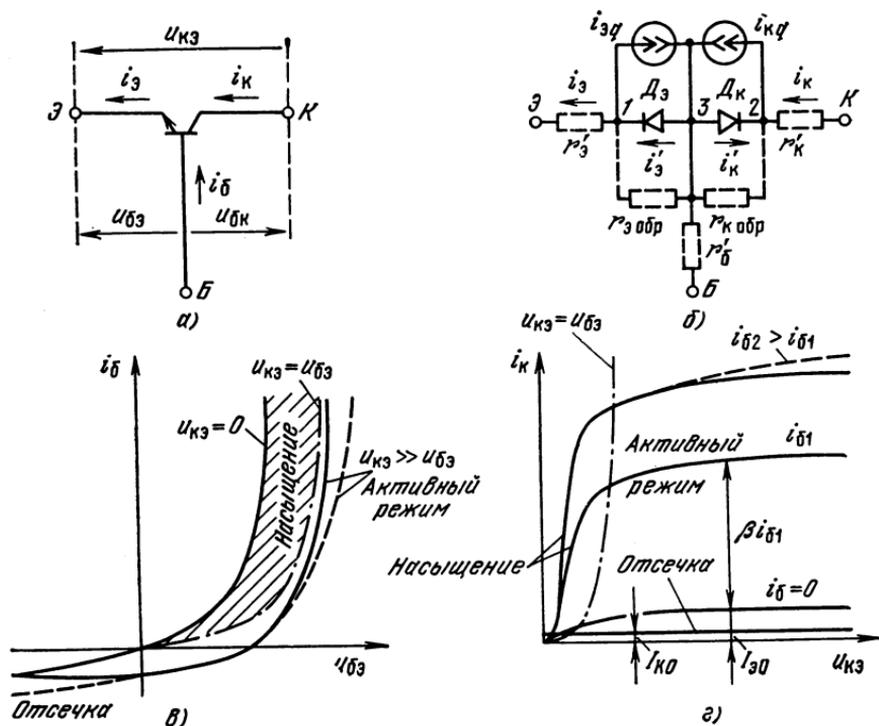


Рис. 3.13

ствии этого схему замещения биполярного транзистора (рис. 3.13, б) можно представить в виде соединения двух диодов  $D_э$ ,  $D_к$ , моделирующих ВАХ эмиттерного и коллекторного переходов транзистора, и источников тока  $i_{эq}$ ,  $i_{кq}$ , моделирующих взаимодействие переходов. На рис. 3.31, б показана схема замещения транзистора типа  $n-p-n$ . В случае  $p-n-p$ -транзистора полярность включения диодов необходимо заменить на обратную.

В статическом режиме токи  $i_{эq}$ ,  $i_{кq}$  определяются соотношениями

$$i_{кq} = \alpha i'_э; \quad i_{эq} = \alpha_1 i'_к, \quad (3.17)$$

где  $i'_э$ ,  $i'_к$  — инжекционные токи эмиттерного и коллекторного переходов;  $\alpha$ ,  $\alpha_1$  — коэффициенты передачи эмиттерного тока в коллектор и коллекторного тока в эмиттер. Конструкция транзистора обеспечивает близость  $\alpha$  к единице (обычно  $1 - \alpha < 0,05 \dots 0,02$ ), при этом значение  $\alpha_1$  оказывается сравнительно небольшим ( $1 - \alpha > 0,1 \dots 0,2$ ). Особенно малыми значениями  $\alpha_1$  (порядка  $0,01 \dots 0,15$ ) обладают дрейфовые транзисторы, в которых движение носителей от коллектора к эмиттеру направлено против внутреннего поля.

Модели транзистора различаются способом аппроксимации ВАХ эмиттерного и коллекторного переходов.

Экспоненциальная модель транзистора (Эберса — Молла). Эта модель основана на аппроксимации ВАХ переходов соотношением (3.3). Эмиттерный коллекторный и базовый токи в соответствии с (3.3) и первым законом Кирхгофа для узлов 1 ... 3 схемы на рис. 3.13, б определяются уравнениями:

$$\begin{aligned} i_e &= I_{Эс} \left( \exp \frac{u_{бэ}}{m\varphi_T} - 1 \right) - \alpha_I I_{Кс} \left( \exp \frac{u_{бк}}{m\varphi_T} - 1 \right); \\ i_k &= \alpha I_{Эс} \left( \exp \frac{u_{бэ}}{m\varphi_T} - 1 \right) - I_{Кс} \left( \exp \frac{u_{бк}}{m\varphi_T} - 1 \right); \\ i_б &= (1 - \alpha) I_{Эс} \left( \exp \frac{u_{бэ}}{m\varphi_T} - 1 \right) + (1 - \alpha_I) I_{Кс} \left( \exp \frac{u_{бк}}{m\varphi_T} - 1 \right), \end{aligned} \quad (3.18)$$

где  $I_{Эс}$ ,  $I_{Кс}$  — тепловые токи эмиттерного и коллекторного переходов;  $u_{бэ}$ ,  $u_{бк}$  — напряжения на переходах (рис. 3.13, а).

Формулы (3.18) содержат информацию о поведении транзистора в любом режиме (за исключением режима пробоя), их полезно дополнить известным из теории транзисторов соотношением

$$\alpha I_{Эс} \approx \alpha_I I_{Кс}. \quad (3.19)$$

Отличие характеристик реальных и идеальных транзисторов обусловлено, главным образом, не учитываемой в модели зависимостью коэффициентов  $\alpha$  и  $\alpha_I$  от режима работы транзистора. Определенное влияние оказывают также обратные сопротивления переходов  $r_{к обр}$ ,  $r_{э обр}$  и объемные сопротивления областей эмиттера, коллектора и базы ( $r'_к$ ,  $r'_э$ ,  $r'_б$ ), показанные на рис. 4.13, б штриховой линией.

Из общих уравнений (3.18), (3.19) можно получить частные соотношения, описывающие характеристики транзистора в различных режимах работы.

Обратный ток коллектора (эмиттера) представляет собой ток через коллекторный (эмиттерный) переход при заданном обратном напряжении  $U_{КБ}$  ( $U_{ЭБ}$ ) и разомкнутой цепи эмиттера (коллектора). Обратные токи идеализированного транзистора будем обозначать через  $I_{К0}$ ,  $I_{Э0}$ . При достаточно большом запирающем напряжении ( $U_{КБ} \gg m\varphi_T$ ,  $U_{ЭБ} \gg m\varphi_T$ ) можно пренебречь экспоненциальными членами в (3.18). Тогда

$$I_{К0} = (1 - \alpha\alpha_I) I_{Кс}; \quad I_{Э0} = - (1 - \alpha\alpha_I) I_{Эс}.$$

Обратные токи реального транзистора с учетом сопротивлений  $r_{э обр}$ ,  $r_{к обр}$  будут равны

$$I_{КБ0} = I_{К0} + \frac{|U_{КБ}|}{r_{к обр}}; \quad I_{ЭБ0} = I_{Э0} + \frac{|U_{ЭБ}|}{r_{э обр}}.$$

Эти соотношения можно использовать для идентификации параметров  $r_{к обр}$ ,  $r_{э обр}$  по паспортным значениям  $I_{КБ0}$ ,  $U_{КБ}$ ,  $I_{ЭБ0}$ ,  $U_{ЭБ}$ .

Режим глубокой отсечки возникает при подаче обратных напряжений на оба перехода. При этом из (3.18), (3.19) получаем

$$i_{\text{э}} = -I_{\text{эс}} + \alpha_I I_{\text{Кс}} \approx -I_{\text{эс}} (1 - \alpha);$$

$$i_{\text{к}} = -I_{\text{эс}}\alpha + I_{\text{Кс}} \approx I_{\text{Кс}} (1 - \alpha_I).$$

Так как  $\alpha \rightarrow 1$ , можно принять  $i_{\text{э}} \approx 0$ ,  $i_{\text{к}} \approx I_{\text{К0}}$ ,  $i_{\text{б}} = i_{\text{э}} - i_{\text{к}} = -I_{\text{К0}}$ .

Учитывая сопротивления  $r_{\text{э обр}}$ ,  $r_{\text{к обр}}$ , можно записать для обратных токов в режиме глубокой отсечки

$$i_{\text{к}} = I_{\text{КБ0}}; i_{\text{э}} = -\frac{U_{\text{Кэ}}}{r_{\text{э обр}}}; i_{\text{б}} = -\left(I_{\text{КБ0}} + \frac{U_{\text{ЭБ}}}{r_{\text{э обр}}}\right). \quad (3.20)$$

Соотношения (3.20) позволяют оценить параметры транзисторного ключевого элемента в разомкнутом состоянии.

Прямое включение  $n-p-n$ -транзистора соответствует условию  $U_{\text{Кэ}} > 0$ . При этом в открытом транзисторе эмиттерный переход всегда смещен в прямом направлении. Полагая  $i_{\text{э}} \gg I_{\text{э0}}$ , уравнения, описывающие ВАХ открытого транзистора, можно представить в следующем виде:

$$u_{\text{бэ}} = m\varphi_{\text{T}} \ln \frac{i_{\text{к}}}{I_{\text{эс}}} \left[ \frac{1}{\alpha} + \frac{K_{\text{нас}} - 1}{\beta(1 - \alpha\alpha_I)} \right]; \quad (3.21)$$

$$i_{\text{к}} = \beta i_{\text{б}} + I_{\text{Кэ0}} \left( 1 - \exp \frac{u_{\text{бэ}} - u_{\text{кэ}}}{m\varphi_{\text{T}}} \right), \quad (3.22)$$

где  $\beta = \alpha/(1 - \alpha)$  — коэффициент передачи тока базы;  $K_{\text{нас}} = \beta i_{\text{б}}/i_{\text{к}}$  — коэффициент насыщения;  $I_{\text{Кэ0}} = (1 + \beta) I_{\text{КБ0}}$  — обратный ток коллектор—эмиттер при разомкнутом выводе базы.

Активный режим соответствует условию  $u_{\text{кэ}} > u_{\text{бэ}}$  (см. рис. 3.13, в, з), при котором за счет малости экспоненциального члена в (3.22) обеспечивается большое выходное сопротивление транзистора со стороны коллектора. В режиме насыщения при  $u_{\text{кэ}} < u_{\text{бэ}}$  абсолютное значение экспоненциального члена возрастает, что приводит к резкому уменьшению выходного сопротивления. В качестве граничного обычно рассматривается режим при  $u_{\text{кэ}} = u_{\text{бэ}}$ , в котором в соответствии с (3.22)  $i_{\text{к}} = \beta i_{\text{б}}$  и, следовательно,  $K_{\text{нас}} = 1$ . При переходе транзистора в режим насыщения ток  $i_{\text{к}}$  по сравнению с  $\beta i_{\text{б}}$  уменьшается, отсюда следует условие насыщения:

$$K_{\text{нас}} > 1 \text{ или } i_{\text{б}}\beta > i_{\text{к}}. \quad (3.23)$$

В активном режиме  $K_{\text{нас}} = 1 - I_{\text{Кэ0}}/i_{\text{к}}$  приближается к единице при увеличении коллекторного тока. Тепловой ток  $I_{\text{эс}}$  в (3.21) можно выразить через номинальное значение напряжения на эмиттерном переходе  $U_{\text{БЭ ном}}$ , измеренное при заданном токе эмиттера  $I_{\text{э ном}}$  в активном режиме работы транзистора. В этом случае (3.21) принимает вид

$$u_{\text{бэ}} = U_{\text{БЭ ном}} + m\varphi_{\text{T}} \ln \frac{i_{\text{к}}}{I_{\text{э ном}}} \left[ \frac{1}{\alpha} + \frac{K_{\text{нас}} - 1}{\beta(1 - \alpha\alpha_I)} \right]. \quad (3.24)$$

Если паспортным параметром является напряжение база—эмиттер в режиме насыщения, то

$$U_{\text{БЭ ном}} = U_{\text{БЭ нас}} + m\varphi_T \ln \left[ 1 + \frac{K_{\text{нас ном}} - 1}{(1 + \beta)(1 - \alpha_I)} \right],$$

где  $K_{\text{нас ном}}$  — коэффициент насыщения, при котором измеряется  $U_{\text{БЭ нас}}$ . Соотношение (3.24) можно скорректировать, введя дополнительное слагаемое  $[i_{\text{б}} - I_{\text{Э ном}}/(1 + \beta)] r'_k$ , учитывающее влияние объемного сопротивления базы.

Напряжение между коллектором и эмиттером в режиме насыщения можно найти, решая систему уравнений (3.21), (3.22) относительно  $u_{\text{кэ}}$ . Полагая при этом  $i_{\text{к}} = I_{\text{к нас}}$ , получаем

$$U_{\text{кЭ нас}} = m\varphi_T \ln \frac{1}{\alpha_I} \frac{K_{\text{нас}} + \beta(1 - \alpha_I)}{K_{\text{нас}} - 1 + I_{\text{кЭ0}}/I_{\text{к нас}}}. \quad (3.25)$$

Если  $K_{\text{нас}} \ll \beta(1 - \alpha_I)$  и  $I_{\text{кЭ0}}/I_{\text{к нас}} \ll K_{\text{нас}} - 1$ , то формулу (3.25) можно упростить:

$$U_{\text{кЭ нас}} \approx m\varphi_T \left[ \ln \frac{\beta}{\beta_I} - \ln(K_{\text{нас}} - 1) \right], \quad (3.26)$$

где  $\beta_I = \alpha_I/(1 - \alpha_I)$  — инверсный коэффициент передачи тока базы. Соотношения (3.25), (3.26) можно дополнить членом  $I_{\text{к нас}} r'_k$ , учитывающим падение напряжения на объемном сопротивлении коллектора. Влияние  $r'_k$  велико в планарных (интегральных) транзисторах, обладающих низколегированной областью коллектора.

Формулы (3.24) ... (3.26) позволяют оценить остаточные напряжения между выводами транзисторного ключевого элемента в замкнутом состоянии.

Малое значение  $U_{\text{кЭ нас}}$  делает целесообразным в качестве выходных клемм транзисторного ключевого элемента использовать выводы коллектора и эмиттера. При этом ключевые свойства элемента получаются значительно лучше, чем у изолированного  $p$ — $n$ -перехода.

Кроме рассмотренного прямого включения транзистора возможно также инверсное, соответствующее условию  $u_{\text{кэ}} < 0$ . При этом функции эмиттерного и коллекторного переходов меняются. Необходимые расчетные соотношения можно получить из (3.21)—(3.26), поменяв прямые и инверсные параметры. Часто в ключевых устройствах в зависимости от входных сигналов транзистор может работать то в прямом, то в инверсном включении.

**Кусочно-линейные модели.** Эти модели основаны на кусочно-линейной аппроксимации ВАХ эмиттерного ( $D_{\text{э}}$ ) и коллекторного ( $D_{\text{к}}$ )  $p$ — $n$ -переходов схемы замещения на рис. 3.13, б. Если обратные ветви характеристик  $D_{\text{э}}$ ,  $D_{\text{к}}$  определить уравнениями:  $i_{\text{э обр}} = I_{\text{эс}}$ ,  $i_{\text{к обр}} = I_{\text{кс}}$ , то режим транзистора при разомкнутых переходах будет полностью совпадать с режимом глубокой отсечки экспоненциальной модели (3.20). Практически тот же резуль-

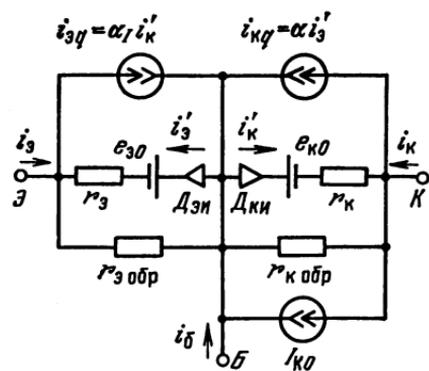


Рис. 3.14

Упрощенную кусочно-линейную модель транзистора можно получить из схемы замещения на рис. 3.14 при  $r_э = r_к = 0$ ,  $r_{э\text{обр}} = r_{к\text{обр}} = \infty$ ,  $I_{к0} = I_{кв0}$ , где  $I_{кв0}$  — обратный ток коллектора при заданном (обычно максимальном) напряжении между коллектором и базой и разомкнутом эмиттерном выводе. Эта модель соответствует представлению переходов транзистора в замкнутом состоянии генератором напряжения, в разомкнутом состоянии — генератором тока (рис. 3.15, а).

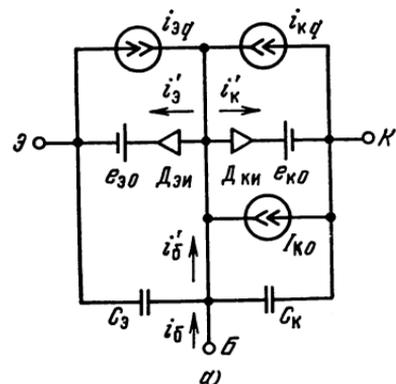
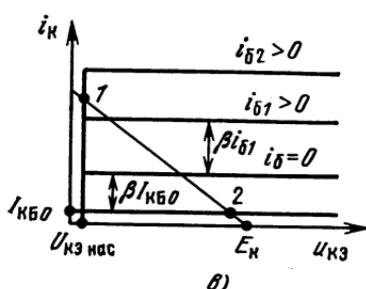
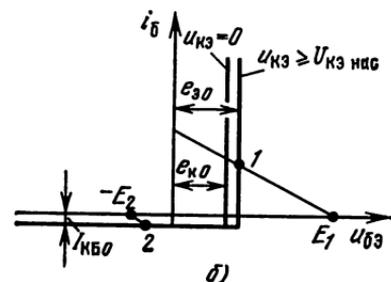


Рис. 3.15

тат можно получить, используя схему замещения транзистора на рис. 3.14, в которой при разомкнутых переходах  $i_{э\text{обр}} = i_{к\text{обр}} = 0$ , а моделирование начальных значений обратных токов транзистора осуществляется дополнительным генератором тока  $I_{к0}$ .

Кусочно-линейная модель транзистора, определяемая схемой замещения на рис. 3.14, как и экспоненциальная модель (Эберса—Молла), описывает характеристики транзистора во всех режимах.

Использование ее оправдано в тех случаях, когда сопротивление между выводами транзистора при замкнутом  $p-n$ -переходе много меньше эквивалентного сопротивления внешней цепи, а при разомкнутом — много больше его. Входные и выходные характеристики упрощенной кусочно-линейной модели транзистора в прямом включении показаны на рис. 3.15, б и в.



Идеальный транзистор соответствует представлению переходов идеальными диодами и является простейшей моделью транзисторного ключевого элемента. Характеристики его соответствуют характеристикам упрощенной кусочно-линейной модели при  $I_{КБ0} = 0$  и  $e_{э0} = e_{к0} = 0$ .

**Идентификация параметров статических моделей.** Значения коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$  связаны с паспортным значением коэффициента передачи тока  $h_{21}^*$  в режиме малого сигнала, определяемого отношением изменения выходного тока к вызвавшему его изменению входного тока в режиме короткого замыкания выходной цепи по переменному току при заданном среднем значении коллекторного тока. В большинстве технических условий входным является ток базы, выходным — ток коллектора. При этом можно приближенно принять  $\beta = h_{21}^*$  и  $\alpha = h_{21}^*/(1 + h_{21}^*)$ . В некоторых случаях задается статический коэффициент передачи тока транзистора в схеме с общим эмиттером  $h_{21э}$ , определяемый как отношение постоянного тока коллектора к постоянному току базы при заданных  $U_{КЭ}$  и  $I_{Э}$ . Данный коэффициент близок коэффициенту  $\beta$  лишь при малом по сравнению с  $I_{Э}$  обратном токе  $I_{КБ0}$  и слабой зависимости  $h_{21э}$  от режима. Однако для приближенных практических расчетов можно также принять  $\beta \approx h_{21э}$ .

Для определения  $\alpha_I$  обычно измеряют напряжение  $U_{КЭ}$  на с при разомкнутой цепи коллектора ( $I_{К на с} = 0$ ) и затем используют формулу (3.25), полагая в ней  $K_{нас} = \infty$ . Методы идентификации параметров ВАХ  $p-n$ -переходов аналогичны соответствующим методам для статических моделей диодов. Типовые значения параметров моделей транзисторов:  $\alpha = 0,95 \dots 0,99$ ;  $\alpha_I = 0,1 \dots 0,5$ ;  $e_{э0} = e_{к0} = 0,6 \dots 0,8$  В для кремния и  $e_{э0} = e_{к0} = 0,25 \dots 0,3$  В для германия.

**Температурная нестабильность.** Кроме нестабильности параметров  $p-n$ -переходов в транзисторах существенное значение имеет температурный дрейф коэффициентов  $\beta$  и  $\beta_I$ , характеризующий положительным температурным коэффициентом ( $0,005 \dots 0,01$ )  $\beta_n/^\circ\text{C}$ , где  $\beta_n$  — коэффициент передачи при нормальной температуре.

**Транзисторный ключ с общим эмиттером.** Схема транзисторного ключа, показанная на рис. 3.16, состоит из коммутируемой и управляющей цепей. Коммутируемая цепь образована резистором  $R_K$  и источником питающего напряжения  $E_K$ , подключенным к промежутку коллектор-эмиттер транзистора. При любом стационарном режиме работы устройства коллекторное напряжение  $u_{КЭ}$  и ток коллектора  $i_K$  связаны уравнением Кирхгофа:

$$u_{КЭ} = E_K - i_K R_K; \quad (3.27)$$

это уравнение представлено на выходных характеристиках упрощенной модели транзистора (рис. 3.15, в) в виде нагрузочной прямой (1, 2).

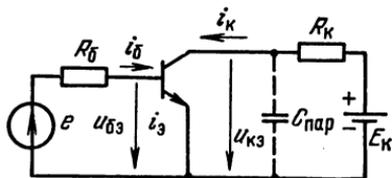


Рис. 3.16

Коммутируемая цепь замкнута, когда транзистор находится в режиме насыщения (точка 1). При этом согласно (3.27) ток в цепи

$$i_{\kappa} = I_{\kappa \text{ нас}} = (E_{\kappa} - U_{\kappa \text{Э нас}})/R_{\kappa}.$$

Ключевой режим работы транзистора предполагает выполнение условия  $U_{\kappa \text{Э нас}} \ll E_{\kappa}$ , позволяющего принять  $I_{\kappa \text{ нас}} \approx I_{\kappa \text{в}} = E_{\kappa}/R_{\kappa}$ . Коммутируемая цепь разомкнута, когда транзистор находится в режиме отсечки (точка 2). При этом согласно (3.27) напряжение коллектора  $u_{\kappa \text{в}} = E_{\kappa} - I_{\kappa \text{в}0}R_{\kappa}$ .

Ключевой режим работы предполагает выполнение условия  $I_{\kappa \text{в}0}R_{\kappa} \ll E_{\kappa}$ , позволяющего принять  $u_{\kappa \text{в}} \approx E_{\kappa}$ . Управляющая цепь транзисторного ключа образована резистором  $R_{\text{б}}$  и источником управляющего напряжения  $e$ , подключенным к эмиттерному переходу транзистора. При этом эмиттерный вывод транзистора является общим для управляющей и коммутируемой цепей. В стационарном режиме работы напряжение  $u_{\text{бв}}$  и ток  $i_{\text{б}}$  базы удовлетворяют уравнению Кирхгофа

$$u_{\text{бв}} = e - i_{\text{б}}R_{\text{б}}. \quad (3.28)$$

Рассмотрим работу устройства для двух значений управляющего напряжения  $E_1$  и  $E_2$ , полагая, что первому соответствует замыкание транзисторного ключевого элемента, второму — размыкание. Уравнение (3.28) при  $e = E_1$  представлено на входной характеристике упрощенной модели (рис. 3.15, б) прямой, проходящей через точку 1. При этом напряжение на базе транзистора  $u_{\text{бв}} = e_{\text{э0}}$  и согласно (3.28) ток базы  $i_{\text{б}} = (E_1 - e_{\text{э0}})/R_{\text{б}}$ .

Обычно для повышения надежности работы ключа задаются минимальным коэффициентом насыщения (1,5 ... 2), который следует обеспечить при наихудших сочетаниях параметров транзистора. Полагая  $i_{\text{б}} = K_{\text{нас min}} I_{\kappa \text{ нас}}/\beta$  в соответствии с определением коэффициента насыщения), можно найти минимальное значение  $E_1$ , необходимое для надежного замыкания ключа,

$$E_{1 \text{ min}} = e_{\text{э0 max}} + R_{\text{б}} K_{\text{нас min}} I_{\kappa \text{ нас}}/\beta_{\text{min}}.$$

При  $e = E_2$  уравнение (3.28) представлено на входной характеристике (рис. 3.15, б) прямой, проходящей через точку 2. При этом согласно (3.28) напряжение на базе транзистора  $u_{\text{бв}} = E_2 + I_{\kappa \text{в}0}R_{\text{б}}$ .

В рамках рассматриваемой упрощенной модели порог отпирания транзистора равен  $e_{\text{э0}}$ . На практике для повышения надежности работы ключа максимальное напряжение на базе разомкнутого ключевого транзистора должно быть меньше порогового на  $\Delta U_{\text{п}}$ , называемую запасом помехоустойчивости к отпирающей помехе. Значение  $\Delta U_{\text{п}}$  в зависимости от функции ключа и условий его работы выбирается обычно в пределах 0,3 ... 1,5 В (чрезмерно увеличивать  $\Delta U_{\text{п}}$  нецелесообразно из-за снижения быстродействия ключа). Заметим, что запас помехоустойчивости делает несущественной погрешность определения порога отпирания транзистора, присущую упрощенной кусочно-линейной модели.

Полагая  $u_{бэ} = e_{э0} - \Delta U_{п}$ , можно найти максимальное значение  $E_2$ , обеспечивающее надежное размыкание ключа:  $E_{2\max} = e_{э0} - \Delta U_{п} - I_{КБ0\max} R_{б}$ . Для германиевых транзисторов  $E_{2\max}$  всегда отрицательно, что обусловлено относительно малым значением  $e_{э0}$  и большим  $I_{КБ0}$ . Для кремниевых транзисторов при не слишком больших  $\Delta U_{п}$  значение  $E_{2\max}$  оказывается положительным.

Рассмотренный приближенный расчет транзисторного ключа в большинстве случаев удовлетворяет требованиям практики. При необходимости его результаты можно уточнить, используя соотношения (3.20), (3.24), (3.26).

Более детальный анализ помехоустойчивости транзисторных ключей при их каскадном соединении приводится в гл. 5.

### Динамические модели биполярных транзисторов

Инерционность транзистора проявляется при быстрых изменениях сигналов в ключевом устройстве и обусловлена перезарядом емкостей переходов  $C_э$  и  $C_к$  и накоплением заряда носителей, инжектированных в базу. В некоторых случаях (например, в интегральных транзисторах) существенную роль играет также заряд носителей, инжектируемых из базы в коллектор.

Рассмотрим процессы коммутации транзисторного ключевого элемента. Пусть в исходном стационарном состоянии транзистор находится в режиме отсечки. Коммутационный сигнал (например, скачок напряжения на входе) вызывает плавное изменение напряжения на барьерных емкостях. При соответствующих параметрах сигнала этот процесс приводит к замыканию одного из переходов. Для определенности будет рассматривать прямое включение транзисторов, при котором замыкается эмиттерный переход. Так как напряжение замкнутого  $p$ — $n$ -перехода меняется незначительно, емкость  $C_э$  практически не влияет на дальнейшее протекание переходного процесса.

Инжекция носителей через замкнутый переход приводит к постепенному нарастанию заряда  $Q$  неосновных носителей в базе транзистора и соответственно к нарастанию обратного тока  $i_{кq}$  через противоположный (коллекторный) переход. Нарастание тока в коммутируемой цепи сопровождается уменьшением напряжения  $u_{кэ}$  на ключевом элементе и перезарядом барьерной емкости  $C_к$  закрытого перехода. Процесс заканчивается отпиранием коллекторного перехода, что соответствует переходу транзистора в режим насыщения.

В режиме насыщения напряжение между выводами транзистора практически остается постоянным, поэтому барьерные емкости на переходные процессы не влияют. В базе транзистора продолжает накапливаться заряд инжектированных носителей  $Q$ , значение которого постепенно приближается к уровню, соответствующему ди-

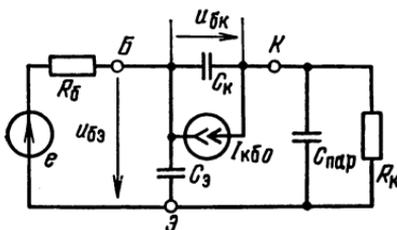
динамическому равновесию между процессами инжекции, экстракции и рекомбинации.

Таким образом, можно выделить три стадии процесса включения транзистора: задержки (транзистор в режиме отсечки); активную (транзистор в активном режиме) и накопления (транзистор в режиме насыщения). Процесс выключения транзистора протекает в обратной последовательности и состоит также из трех стадий: задержки (транзистор насыщен), активной (транзистор в активном режиме) и установления (транзистор в режиме отсечки). Следует заметить, что в реальном транзисторе стадии процессов включения и выключения переходят одна в другую более или менее плавно в соответствии с плавным изменением крутизны ВАХ переходов. Мы будем рассматривать приближенные динамические модели, ориентированные на кусочно-линейную аппроксимацию характеристик транзистора. В таких моделях переход из одной стадии в другую происходит резко и на каждой стадии переходный процесс описывается линейными дифференциальными уравнениями.

Динамическая модель транзистора, соответствующая некоторому режиму его работы (отсечки, активному, насыщения) должна, во-первых, при заданных входных сигналах определять закон изменения величин, характеризующих данный режим и, во-вторых, задать условия перехода транзистора в другой режим.

**Режим отсечки.** Так как в режиме отсечки инжекция отсутствует, инерционность транзистора определяется только барьерными емкостями переходов  $C_{\text{в}}$ ,  $C_{\text{к}}$ , которые можно ввести в схему замещения (рис. 3.15, а). Поскольку переходы  $D_{\text{вн}}$ ,  $D_{\text{ки}}$  разомкнуты, динамическую схему замещения транзистора в режиме отсечки можно представить в виде, показанном на рис. 3.17, где она изображена совместно с подключенными к ней внешними элементами ключевого устройства с общим эмиттером. Такая схема замещения позволяет найти закон изменения напряжений  $u_{\text{бэ}}$ ,  $u_{\text{бк}}$ . Для перехода в прямой активный режим следует выполнить равенство  $u_{\text{бэ}} = e_{\text{в0}}$ , для перехода в инверсный активный режим необходимо, чтобы  $u_{\text{бэ}} = e_{\text{к0}}$ .

**Активный режим.** Для определенности будем рассматривать прямой активный режим. Замкнутое состояние эмиттерного перехода ( $D_{\text{вн}}$ ) позволяет общую схему замещения на рис. 3.15, а представить в виде, показанном на рис. 3.18, а. В динамике изменение тока  $i_{\text{кq}}$  связано с процессами накопления (рассасывания) заряда  $Q$  неосновных носителей в базе. При коэффициенте инжекции эмиттера  $\gamma = 1$  закон изменения  $Q$  достаточно точно описывается уравнением заряда



где  $\tau_{\text{б}}$  — постоянная, равная среднему времени жизни носителей

$$\frac{dQ}{dt} = -\frac{Q}{\tau_{\text{б}}} + i'_{\text{э}} - i_{\text{кq}},$$

Рис. 3.17

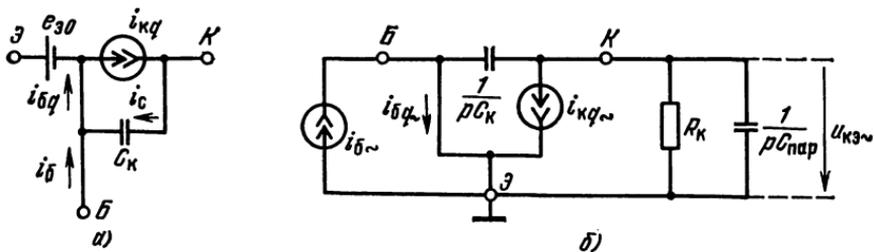


Рис. 3.18

в базе. Трем членам в правой части уравнения соответствуют три фактора изменения заряда в базе транзистора. Первый определяет скорость убывания заряда за счет рекомбинации, второй — скорость нарастания заряда за счет инжекции носителей из эмиттера в базу, третий — скорость убывания заряда за счет экстракции носителей из базы в коллектор. Разность  $i'_э - i_{кq}$  равна составляющей тока базы  $i_{бq}$  (см. рис. 3.18, а), которая обусловлена накоплением в базе основных носителей, компенсирующих заряд неосновных носителей  $Q$ . При этом уравнение заряда можно записать в виде

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau_{\beta}} = i_{бq}. \quad (3.29)$$

Как известно из теории транзисторов [14, 53], ток  $i_{кq}$  (в первом приближении) пропорционален заряду  $Q$ . При этом соотношение, связывающее  $Q$  и  $i_{кq}$ , можно найти из анализа стационарного режима, в котором  $i_{кq} = \beta i_{бq}$ . Полагая в (3.29)  $dQ/dt = 0$  (условие стационарности), получаем  $Q/\tau_{\beta} = i_{бq}$ , откуда следует, что

$$Q = i_{кq} \tau_{\beta} / \beta \quad \text{или} \quad i_{кq} = Q \beta / \tau_{\beta}. \quad (3.30)$$

Соотношения (3.29), (3.30) остаются в силе при коэффициенте инжекции  $\gamma < 1$ , однако при этом постоянная  $\tau_{\beta}$  становится меньше среднего времени жизни неосновных носителей в базе. Подставляя первое равенство (3.30) в (3.29), получаем

$$\tau_{\beta} \frac{di_{кq}}{dt} + i_{кq} = \beta i_{бq}, \quad (3.31)$$

непосредственно связывающее токи эквивалентной схемы на рис. 3.18, а.

Анализ переходных процессов в схеме на рис. 3.18, а целесообразно проводить операторным методом. Выражая ток  $i_{кq}(t)$  в (3.31) через приращение  $i_{кq\sim}(t) = i_{кq}(t) - i_{кq}(0)$  и переходя от оригиналов к изображениям, получаем уравнение (3.31) в операторной форме:

$$i_{кq\sim}(p) = \beta(p) i_{бq\sim}(p), \quad (3.32)$$

где  $\beta(p) = \beta / (1 + p\tau_{\beta})$  — операторный коэффициент передачи тока базы;  $i_{бq\sim}(p) = i_{бq}(p) - i_{кq}(0) / \beta$  — приращение тока базы относительно начального стационарного состояния. На рис. 3.18, б

изображена операторная эквивалентная схема транзистора, отражающая взаимную связь приращений токов  $i_{кq\sim}$ ,  $i_{бq\sim}$  и напряжения  $u_{кэ\sim}$  в режиме усиления. Здесь показаны также элементы  $R_{к}$ ,  $1/\rho C_{\text{пар}}$ , моделирующие коммутируемую цепь транзисторного ключа с общим эмиттером. Управляющая цепь представлена генератором тока  $i_{б\sim}(p)$ . Так как схема учитывает только приращения сигналов, в ней отсутствуют источники постоянных токов и напряжений  $E_{к}$ ,  $I_{кБ0}$ ,  $e_{э0}$ .

Условие перехода из активного режима в режим насыщения совпадает с условием замыкания коллекторного перехода, т. е.  $u_{кэ}(t) = U_{кэ \text{ нас}} \approx 0$  или, используя приращение напряжения коллектор—эмиттер,

$$u_{кэ\sim}(t) \approx -u_{кэ}(0). \quad (3.33)$$

Условие перехода из активного режима в режим отсечки совпадает с условием запираания эмиттерного перехода, которое происходит при отрицательном токе эмиттера  $|-i_{э}/i_{кq}| \approx 2\beta_1/\beta$ . При этом ток  $i_{кq}$  в момент запираания транзистора связан с выключающим током базы равенством

$$i_{кq}(1 + 2\beta_1/\beta) = -i_{бq}. \quad (3.34)$$

В дрейфовых транзисторах, для которых  $\beta_1 \ll \beta$ , переход в режим отсечки происходит практически при нулевом токе эмиттера, при этом  $i_{кq} \approx -i_{бq}$ .

Неравенство  $i_{кq} \neq 0$  свидетельствует о неполном рассасывании заряда неосновных носителей в базе. Процесс рассасывания продолжается после запираания транзистора, что требует дополнительного уточнения переходных процессов в режиме отсечки.

**Режим динамической отсечки.** Модель транзисторов в режиме динамической отсечки, отражающая специфику переходных процессов на заключительной стадии выключения, представлена схемой замещения на рис. 3.19. Она отличается от схемы на рис. 3.17 наличием генераторов обратных токов  $i_{кq}$ ,  $i_{эq}$ , которые уменьшаются по мере рассасывания остаточного заряда неосновных носителей в базе. Для определения закона изменения этих токов будем считать, что соотношение между ними остается таким же, каким оно было в момент запираания транзистора, т. е.  $i_{эq}/i_{кq} \approx 2\beta_1/\beta$ , и, сле-

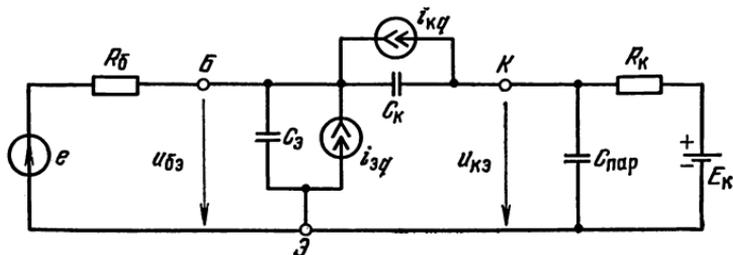


Рис. 3.19

довательно, связь между  $i_{\sigma q}$  и  $i_{\kappa q}$  описывается равенством (3.34). Используя (3.34), выразим в (3.31) ток базы через ток  $i_{\kappa q}$ . Решая полученное при этом уравнение с учетом начального условия, получаем

$$i_{\kappa q}(t) = |i_{\sigma q}(0)| \frac{\beta}{\beta + 2\beta_I} \exp\left[-\frac{t}{\tau_{\beta}/(1+\beta)(1+2\beta_I)}\right], \quad (3.35)$$

где  $i_{\sigma q}(0)$  — значение включающего тока базы в момент перехода транзистора в режим динамической отсечки.

**Режим насыщения.** Из-за малости внутренних сопротивлений открытых переходов токи  $i_{\kappa}$ ,  $i_{\sigma}$ ,  $i_{\sigma}$  в режиме насыщения практически не зависят от внутреннего состояния транзистора, а обусловлены параметрами внешних цепей. При этом единственной целью анализа переходного процесса является определение момента выхода транзистора из режима насыщения, что позволяет рассчитать длительность стадии задержки выключения транзисторного ключа.

Рассмотрим наиболее распространенный приближенный метод решения данной задачи, основанный на использовании уравнения (3.29), описывающего закон изменения заряда неосновных носителей в транзисторе. Особенностью режима насыщения является то, что процессы накопления и рассасывания заряда протекают при одновременной инжекции носителей через эмиттерный и коллекторный переходы. Это приводит к тому, что распределение плотности заряда в объеме полупроводника существенно отличается от аналогичного распределения в активном режиме, вследствие чего среднее время жизни неосновных носителей в режиме насыщения  $\tau_{\text{нас}}$  отличается от постоянной  $\tau_{\beta}$ . Кроме того, в режиме насыщения отсутствуют обратные токи и токи переразряда барьерных емкостей, поэтому  $i_{\sigma q} = i_{\sigma}$ . С учетом сделанных замечаний уравнение заряда принимает вид

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau_{\text{нас}}} = i_{\sigma}. \quad (3.36)$$

Для бездрейфовых транзисторов  $\tau_{\text{нас}} \approx (0,5 \dots 0,9) \tau_{\beta}$ , для дрейфовых  $\tau_{\text{нас}} \approx (1,5 \dots 2) \tau_{\beta}$ , а иногда и больше. Последнее объясняется тем, что из-за относительно высокоомного сопротивления коллектора накопление заряда в таких транзисторах происходит как в области базы, так и в области коллектора.

В установившемся режиме, т. е. при  $dQ/dt = 0$ , получим

$$Q_{\text{уст}} = i_{\sigma} \tau_{\text{нас}}. \quad (3.37)$$

Следовательно, заряд в транзисторе в установившемся режиме пропорционален току  $i_{\sigma}$  и постоянной времени  $\tau_{\text{нас}}$ .

На границе активного и насыщенного режимов ток  $i_{\sigma} = I_{\text{К нас}}/\beta$ , а граничный заряд

$$Q_{\text{гр}} = I_{\text{К нас}} \tau_{\text{нас}} / \beta. \quad (3.38)$$

Момент перехода транзистора из режима усиления в активный определяется равенством  $Q(t) = Q_{гр}$ .

Погрешность модели, описываемой уравнениями (3.36), (3.38), определяется в значительной мере тем, что она не учитывает нелинейный характер процессов накопления заряда в реальном транзисторе, следствием которого является зависимость  $\tau_{нас}$  от режима. В частности, не принимается во внимание существенное изменение среднего времени жизни носителей при переходе транзистора из активного режима в режим насыщения. Поэтому значение граничного заряда (например, получаемое из (3.30) при подстановке  $i_{кq} = I_{к нас}$ ) не совпадает с (3.38). Для устранения данного противоречия представим полный заряд в режиме насыщения суммой граничного заряда  $Q_{гр} = I_{к нас} \tau_{\beta} / \beta$  и избыточного  $Q_{изб}$ , т. е.  $Q = Q_{гр} + Q_{изб}$ , причем среднее время жизни носителей, образующих  $Q_{гр}$ , примем равным  $\tau_{\beta}$ , поскольку распределение из концентрации соответствует активному режиму, а среднее время жизни носителей, образующих  $Q_{изб}$ , равным  $\tau_{нас}$ . Тогда уравнение заряда можно записать в виде

$$\frac{dQ_{гр}}{dt} + \frac{dQ_{изб}}{dt} + \frac{dQ_{гр}}{\tau_{\beta}} + \frac{Q_{изб}}{\tau_{нас}} = i_{\sigma}.$$

Выражая  $Q_{гр}$  через ток  $I_{к нас}$ , получаем

$$\tau_{нас} \frac{dQ_{изб}}{dt} + Q_{изб} = \tau_{нас} \left[ i_{\sigma} - \frac{1}{\beta} \left( I_{к нас} + \tau_{\beta} \frac{dI_{к нас}}{dt} \right) \right]. \quad (3.39)$$

Условием перехода транзистора из режима насыщения в активный служит равенство

$$Q_{изб} = 0. \quad (3.40)$$

Можно показать, что при постоянном токе  $I_{к нас}$  уточненная модель (3.39), (3.40) дает такое же значение задержки выключения транзистора, как модель (3.36), (3.39).

### Переходные процессы в транзисторном ключе с общим эмиттером

Временные диаграммы процессов переключения транзисторного ключа (см. рис. 3.16) с учетом емкостной составляющей нагрузки  $C_{пар}$  при прямоугольном управляющем напряжении  $e(t)$  изображены на рис. 3.20. В исходном состоянии  $t < t_0$  управляющее напряжение  $e = -E_2$ , транзистор находится в режиме отсечки (ключ разомкнут). На интервале  $t_0 \dots t_4$  на входе ключа действует отпирающий сигнал  $e = E_1$ , переводящий транзистор в режим насыщения (замыкание ключа). При  $t > t_4$  управляющее напряжение снова принимает значение  $-E_2$ , переводящее ключ из замкнутого состояния в разомкнутое.

Рассмотрим более детально характер процессов на отдельных стадиях переключения транзистора.

Стадия задержки включения (интервал  $t_0 \dots t_1$ ). Длительность этой стадии определяется напряжением  $u_{бэ}$ . Используя законы Кирхгофа для эквивалентной схемы рис. 3.17, найдем изображение приращения  $u_{бэ}(p)$  напряжения на эмиттерном переходе, полагая при этом изображение приращения входного сигнала равным  $(E_1 + E_2)/p$ :

$$u_{бэ}(p) = (E_1 + E_2) \frac{1 + pR_K(C_K + C_{пар})}{p(1 + ap + bp^2)},$$

где  $a = R_б(C_э + C_K) + R_K(C_{пар} + C_K)$ ;  $b = R_бR_K(C_эC_K + C_эC_{пар} + C_KC_{пар})$ . За начало отсчета времени принят начальный момент рассматриваемой стадии переходного процесса.

Раскладывая характеристический многочлен на множители, получаем

$$u_{бэ}(p) = (E_1 + E_2) \frac{1 + pR_K(C_K + C_{пар})}{p(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)}, \quad (3.41)$$

где  $\tau_{1,2} = 0,5a(1 \pm \sqrt{1 - 4b/a^2})$ . Обычно на практике  $R_б \gg R_K$ . В этом случае  $4b/a^2 \ll 1$  и можно ограничиться двумя членами разложения радикала в степенной ряд, получая приближенные соотношения:  $\tau_1 \approx a$ ,  $\tau_2 \approx b/a \ll \tau_1$ . Оригинал для (3.41) является функция

$$u_{бэ\sim}(t) = (E_1 + E_2) [1 - A \exp(-t/\tau_1) - (1 - A) \exp(-t/\tau_2)],$$

где  $A = [\tau_1 - R_K(C_K + C_{пар})]/(\tau_1 - \tau_2)$ .

В соответствии с условием открывания транзистора длительность интервала задержки включения  $\tau_{зд\text{ вкл}}$  можно найти из уравнения  $u_{бэ}(0) + u_{бэ}(\tau_{зд\text{ вкл}}) = e_{э0}$ , где  $u_{бэ}(0)$  определяется начальным стационарным режимом [см. формулу (3.28)]. Поскольку  $u_{бэ\sim}(t)$  является трансцендентной функцией времени, это уравнение можно решить графически либо численными методами. Приближенное решение, удовлетворяющее запросам практики, можно получить, используя аппроксимацию экспоненциальных функций соотношением:

$$1 - A \exp(-t/\tau_1) \approx 1 - A + At/\tau_1, \quad (3.42)$$

$$(1 - A) \exp(-t/\tau_2) \approx$$

$$\approx (1 - A)/(1 + t/\tau_2).$$

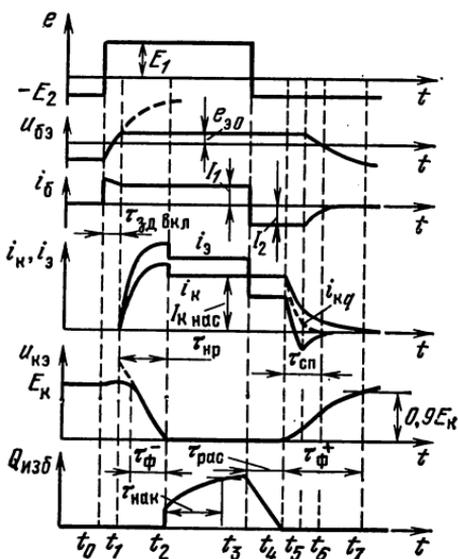


Рис. 3.20

При этом исходное трансцендентное уравнение заменяется квадратным, положительный корень которого дает искомый результат

$$\tau_{зд\text{ вкл}} \approx \frac{\lambda\tau_1 - \tau_2}{2A} + \sqrt{\frac{(\lambda\tau_1 - \tau_2)^2}{4A^2} + \frac{\lambda\tau_1\tau_2}{A}}, \quad (3.43)$$

где

$$\lambda = \frac{e_{э0} - u_{бэ}(0)}{E_1 + E_2} = \frac{E_2 + R_б I_{КБ0} + e_{э0}}{E_1 + E_2}.$$

Для уменьшения  $\tau_{зд\text{ вкл}}$  необходимо уменьшать коэффициент  $\lambda$ , что можно сделать, либо уменьшая запирающее напряжение  $E_2$ , либо увеличивая отпирающее  $E_1$ .

**Стадия нарастания коллекторного тока** (интервал  $t_1 \dots t_2$ ). После открывания эмиттерного перехода транзистора напряжение на базе практически не изменяется ( $u_{бэ} = e_{э0}$ ), при этом ток базы  $I_1 = (E_1 - e_{э0})/R_б$ . Для определения переходных процессов  $u_{кэ}(t)$ ,  $i_{кэ}(t)$  воспользуемся динамической схемой замещения транзистора, показанной на рис. 3.18, б. Так как  $i_{кэ}(0) = 0$ , приращение токов  $i_{кэ} \sim i_{кэ}$ ,  $i_{бэ} \sim i_{бэ}$ . Используя уравнения баланса токов в узлах  $B$  и  $K$  и полагая  $i_{бэ}(p) = I_1/p$ , получаем операторное уравнение относительно изображения  $u_{кэ}(p)$ :

$$u_{кэ}(p) \left( \frac{1}{R_к} + pC_{пар} + pC_к \right) = -\beta(p) \left[ \frac{I_1}{p} - pC_к u_{кэ}(p) \right].$$

Из этого уравнения находим

$$u_{кэ}(p) = -\frac{\beta I_1 R_к}{p} [p^2 \tau_б R_к (C_к + C_{пар}) + p\tau_б^* + 1]^{-1},$$

где  $\tau_б^* = \tau_б + R_к [C_к (1 + \beta) + C_{пар}]$ .

Применяя рассмотренную ранее методику определения корней характеристического уравнения, получаем

$$u_{кэ}(p) = \beta I_1 R_к [p(1 + p\tau_1^*) (1 + p\tau_2^*)]^{-1}, \quad (3.44)$$

где  $\tau_1^* \approx \tau_б^*$ ;  $\tau_2^* \approx (\tau_б/\tau_б^*) R_к (C_к + C_{пар})$ , причем  $\tau_1 \gg \tau_2$ .

Учитывая малость  $\tau_2$ , член  $1/(1 + p\tau_2^*)$  в (3.44) можно заменить экспоненциальной функцией  $\exp(-p\tau_2)$ , приближенно трактуя постоянную времени  $\tau_2$  как задержку экспоненциального члена с постоянной времени  $\tau_1^* \approx \tau_б^*$ :

$$u_{кэ}(t) \approx -\beta I_1 R_к \left( 1 - \exp \frac{t - \tau_2^*}{\tau_б^*} \right). \quad (3.45)$$

Время нарастания коллекторного тока  $\tau_{кр}$  можно найти из условия (3.33). Подставляя  $u_{кэ}(0) = E_к$ , что соответствует начальному (разомкнутому) состоянию ключа, получаем уравнение  $-u_{кэ\sim}(t_{кр}) = E_к$ , решение которого имеет вид

$$\tau_{кр} = \tau_2 - \tau_б^* \ln \left( 1 - \frac{E_к}{\beta I_1 R_к} \right) = \tau_2 - \tau_б^* \ln \left( 1 - \frac{1}{K_{нас}} \right). \quad (3.46)$$

Длительность  $\tau_{\text{нр}}$  сокращается при увеличении открывающего тока  $I_1$ . В режиме сильного сигнала ( $K_{\text{нас}} \gg 1$ ) соотношение (3.46) можно заменить приближенным равенством

$$\tau_{\text{нр}} \approx \tau_2^* + \tau_{\beta}^*/K_{\text{нас}}. \quad (3.47)$$

В соответствии с эквивалентной схемой на рис. 3.18, б закон изменения тока  $i_{\text{кq}}$  описывается операторным выражением

$$i_{\text{кq}}(p) = u_{\text{к}\sim}(p) [1 + pR_{\text{к}}(C_{\text{к}} + C_{\text{пар}})]/R_{\text{к}},$$

оригинал которого

$$i_{\text{кq}}(t) = \beta I_1 [1 - A_1 \exp(-t/\tau_{\beta}^*) - (1 - A_1) \exp(-t/\tau_2)], \quad (3.48)$$

где

$$A_1 = [\tau_{\beta}^* - R_{\text{к}}(C_{\text{пар}} + C_{\text{к}})]/(\tau_{\beta}^* - \tau_2^*). \quad (3.49)$$

При  $t = \tau_{\text{нр}}$  (момент  $t_2$  на временных диаграммах) экспоненциальный член  $\exp(-t/\tau_2^*)$  пренебрежимо мал. Поэтому, подставляя (3.47) в (3.48) и аппроксимируя экспоненту  $\exp(-\tau_{\text{нр}}/\tau_{\beta}^*)$  линейной функцией  $1 - \tau_{\text{нр}}/\tau_{\beta}^*$ , можно записать выражение для тока  $i_{\text{кq}}$  в момент перехода транзистора в режим насыщения в виде

$$i_{\text{кq}}(\tau_{\text{нр}}) \approx I_{\text{к нас}} [1 + (K_{\text{нас}} - 1) R_{\text{к}}(C_{\text{к}} + C_{\text{пар}})/\tau_{\beta}^*]. \quad (3.50)$$

Этот ток превышает  $I_{\text{к нас}}$  на значение тока, протекающего через емкости  $C_{\text{к}}$  и  $C_{\text{пар}}$ . Коллекторный ток транзистора меньше тока  $i_{\text{кq}}$  на ток через емкость  $C_{\text{к}}$ , т. е.

$$i_{\text{к}}(\tau_{\text{нр}}) \approx I_{\text{к нас}} [1 + (K_{\text{нас}} - 1) R_{\text{к}}C/\tau_{\beta}^*].$$

В момент насыщения ток  $i_{\text{к}}$  скачкообразно принимает значение  $I_{\text{к нас}}$  (см. рис. 3.20).

Интервал  $t_0 \dots t_2$  можно рассматривать как интервал включения, длительность которого  $\tau_{\text{вкл}} = \tau_{\text{зд вкл}} + \tau_{\text{нр}}$ .

**Стадия накопления избыточного заряда** (интервал  $t_2 \dots t_3$ ). В момент  $t_2$  сразу после перехода транзистора в режим насыщения избыточный заряд

$$Q_{\text{изб}}(t_2) = Q(t_2) - Q_{\text{гр}} = [i_{\text{кq}}(\tau_{\text{нр}}) - I_{\text{к нас}}] \tau_{\beta}/\beta.$$

Используя соотношение (3.50) и выражая  $K_{\text{нас}}$  через токи  $i_{\beta}$ ,  $I_{\text{к нас}}$ , находим, что  $Q_{\text{изб}}(t_2) = \tau_2^* (I_1 - I_{\text{к нас}}/\beta)$ . Установившееся значение избыточного заряда согласно (3.39) будет

$$Q_{\text{изб ус т}} = \tau_{\text{нас}} (I_1 - I_{\text{к нас}}/\beta). \quad (3.51)$$

Переходной процесс накопления описывается экспоненциальной функцией

$$Q_{\text{изб}}(t) = Q_{\text{изб ус т}} - (Q_{\text{изб ус т}} - Q(t_2)) \exp[-(t - t_2)/\tau_{\text{нас}}].$$

Полагая, что стадия накопления практически заканчивается при  $Q_{\text{изб}} = 0,9Q_{\text{изб ус т}}$ , получаем  $\tau_{\text{нак}} = 2,3\tau_{\text{нас}} - \tau_2^* \approx 2,3\tau_{\text{нас}}$ .

Стационарное замкнутое состояние ключа длится до момента

$t_3$ , начиная с которого под влиянием обратного переключения управляющего сигнала на транзистор начинает действовать отрицательный выключающий ток базы, который остается постоянным до момента  $t_5$  запаряния эмиттерного перехода:

$$i_{\text{б}} = -I_2 = -(E_2 + e_{\text{э0}})/R_{\text{б}}.$$

Стадия задержки выключения (интервал  $t_3 \dots t_4$ ). Эта стадия характеризуется рассасыванием избыточного заряда. В соответствии с уравнением (3.39) при  $i_{\text{б}} = -I_2$  закон изменения избыточного заряда описывается экспоненциальной функцией

$$Q_{\text{изб}}(t) = Q_{\text{изб}}(\infty) + [Q_{\text{изб}}(t_3) - Q_{\text{изб}}(\infty)] \exp(-t/\tau_{\text{нас}}),$$

где  $Q_{\text{изб}}(t_3) \approx Q_{\text{изб}}^{\text{уст}}$  определяется соотношением (3.51);

$$Q_{\text{изб}}(\infty) = -\tau_{\text{нас}}(I_2 + I_{\text{Кнас}}/\beta).$$

Используя условие (3.40) и решая получаемое при этом уравнение относительно интервала рассасывания  $\tau_{\text{рас}} = t_4 \dots t_3$ , находим, что

$$\tau_{\text{рас}} = -\tau_{\text{нас}} \ln \left[ 1 - \frac{I_{\text{Кнас}}(K_{\text{нас}} - 1)}{\beta(I_1 + I_2)} \right]. \quad (3.52a)$$

Формула (3.52a) носит название формулы Молла. В условиях сильного сигнала ( $I_{\text{Кнас}}(K_{\text{нас}} - 1)/\beta(I_1 + I_2) \ll 1$ ) формула Молла упрощается:

$$\tau_{\text{рас}} \approx \tau_{\text{нас}} I_{\text{Кнас}}(K_{\text{нас}} - 1)/\beta(I_1 + I_2). \quad (3.52б)$$

Значение  $\tau_{\text{рас}}$  уменьшается при увеличении выключающего тока  $I_2$ . Напротив, увеличение включающего тока  $I_1$ , определяющего коэффициент насыщения, приводит к росту  $\tau_{\text{рас}}$ .

Стадия спада коллекторного тока (интервал  $t_4 \dots t_6$ ). Формирование спада коллекторного тока  $i_{\text{кг}}$  в общем случае происходит на двух интервалах:  $t_4 \dots t_5$  (транзистор работает в активном режиме) и  $t_5 \dots t_6$  (транзистор находится в режиме динамической отсечки). В качестве условия, определяющего момент завершения стадии спада коллекторного тока, примем равенство

$$i_{\text{кг}}(t_6) = 0,1 I_{\text{Кнас}}. \quad (3.53)$$

Рассмотрим переходной процесс  $i_{\text{кг}}(t)$  на интервале  $t_4 \dots t_5$  и найдем его длительность  $\tau_{\text{сп1}}$ . Так как начальное значение тока  $i_{\text{кг}}(0) = I_{\text{Кнас}}$  (момент  $t_4$  принимается за начало отсчета времени), приращение тока базы  $i_{\text{б}\sim}(t) = -(I_2 + I_{\text{Кнас}}/\beta)$ . При этом закон изменения  $i_{\text{кг}\sim}(t)$  описывается выражением, аналогичным (3.48),

$$i_{\text{кг}\sim}(t) = -(\beta I_2 + I_{\text{Кнас}}) [1 - A_1 \exp(-t/\tau_{\text{б}}^*) - (1 - A_1) \times \exp(-t/\tau_2^*)]. \quad (3.54)$$

Полагая  $i_{\text{б}}(t) \approx i_{\text{бг}}(t)$  и используя условие перехода транзистора в режим динамической отсечки (3.34), получаем уравнение

$$-i_{\text{кг}\sim}(\tau_{\text{сп1}}) = I_{\text{Кнас}} - I_2\beta/(\beta + 2\beta I),$$

которое определяет значение  $\tau_{сн1}$  при условии, что его правая часть меньше  $0,9I_{К\text{нас}}$ . В противном случае значение  $\tau_{сн1}$  будет ограничено соотношением (3.53). В общем случае  $\tau_{сн1}$  можно найти из уравнения

$$-i_{кq} \sim (\tau_{сн1}) / (\beta I_2 + I_{К\text{нас}}) = \lambda_1, \quad (3.55)$$

где

$$\lambda_1 = \begin{cases} \frac{I_{К\text{нас}} - I_2 \beta / (\beta + 2\beta_I)}{\beta I_2 + I_{К\text{нас}}} & \text{при } \frac{I_2 \beta}{\beta + 2\beta_I} > 0,1 I_{К\text{нас}}, \\ \frac{0,9 I_{К\text{нас}}}{\beta I_2 + I_{К\text{нас}}} & \text{при } \frac{I_2 \beta}{\beta + 2\beta_I} \leq 0,1 I_{К\text{нас}}, \end{cases}$$

которое можно решить лишь графически либо численными методами.

Рассмотрим приближенное решение, основанное на кусочной аппроксимации зависимости  $i_{кq} \sim (t)$ . Для этого представим экспоненциальные члены (3.54) приближенными выражениями

$$\exp\left(-\frac{t}{\tau_\beta^*}\right) \approx \begin{cases} 1 - \frac{t}{\tau_\beta^*} & \text{при } t < 2\tau_2^*, \\ \exp\left(-\frac{t}{\tau_\beta^*}\right) & \text{при } t \geq 2\tau_2^*; \end{cases}$$

$$\exp\left(-\frac{t}{\tau_2^*}\right) \approx \begin{cases} \left(1 - \frac{t}{2\tau_2^*}\right) / \left(1 + \frac{t}{2\tau_2^*}\right) & \text{при } t < 2\tau_2^*, \\ 0 & \text{при } t \geq 2\tau_2^*. \end{cases}$$

На обоих интервалах аппроксимации можно получить аналитическое решение уравнения (3.55):

$$\tau_{сн1} = \begin{cases} \tau_2^* - R_K (C_{пар} + C_K) - \tau_\beta^* \ln(1 - \lambda_1) & \text{при } \tau_{сн1} > 2\tau_2^*, \\ \frac{\lambda_1 \tau_\beta^* - 2R_K (C_{пар} + C_K)}{A_1} + \\ + \sqrt{\left(\frac{\lambda_1 \tau_\beta^* - 2R_K (C_{пар} + C_K)}{2A_1}\right)^2 + \frac{2\lambda_1 \tau_\beta^* R_K (C_K + C_{пар})}{A_1}} & \text{при } \tau_{сн1} < 2\tau_2^*. \end{cases} \quad (3.56)$$

Для уменьшения  $\tau_{сн1}$  необходимо уменьшать коэффициент  $\lambda_1$ , для чего следует увеличивать отношение  $I_2/I_{К\text{нас}}$ .

На интервале  $t_5 \dots t_6$  коллекторный ток в соответствии с (3.35) спадает по закону

$$i_k \approx i_{кq}(t) = I_2 \frac{\beta}{\beta + 2\beta_I} \exp\left(-\frac{t - t_5}{\tau_{отс}}\right),$$

где  $\tau_{отс} = \tau_\beta / (1 + \beta) (1 + 2\beta_I)$ .

С учетом (3.53) длительность данного интервала определяется соотношением

$$\tau_{\text{сп2}} = \begin{cases} \tau_{\text{отс}} \ln \frac{10I_2 \beta}{I_{\text{Кнас}} (\beta + 2\beta_I)} & \text{при } \frac{10I_2 \beta}{I_{\text{Кнас}} (\beta + 2\beta_I)} > 1, \\ 0 & \text{при } \frac{10I_2 \beta}{I_{\text{Кнас}} (\beta + 2\beta_I)} < 1. \end{cases} \quad (3.57)$$

Общее время спада коллекторного тока равно  $\tau_{\text{сп}} = \tau_{\text{сп1}} + \tau_{\text{сп2}}$ , а время выключения транзисторного ключа  $\tau_{\text{выкл}} = \tau_{\text{рас}} + \tau_{\text{сп}}$ .

**Случай большого сигнала.** При выводе соотношений (3.56), (3.57) предполагалось, что коэффициент  $\lambda_1$  положителен, поскольку в противном случае  $\tau_{\text{сп}} < 0$ , что не имеет физического смысла для рассматриваемой последовательности стадий выключения транзисторного ключа. Из (3.55) видно, что условие  $\lambda_1 > 0$  эквивалентно ограничению на выключающий ток:  $I_2 < I_{\text{Кнас}} (1 + 2\beta_I/\beta)$ . При значениях  $I_2$ , превышающих данное ограничение, момент запирания эмиттерного перехода начинает опережать момент запирания коллекторного перехода. Такой режим выключения транзистора (называемый инверсным или эмиттерным рассасыванием) иллюстрируется временными диаграммами на рис. 3.21.

В этом случае транзистор из режима насыщения переходит в инверсный активный режим, который сохраняется на интервале  $t_4 \dots t_5$ . В момент  $t_5$  коллекторный переход закрывается, в результате чего транзистор переходит в режим динамической отсечки, при котором формируется экспоненциальный спад коллекторного тока с постоянной времени  $\tau_{\text{отс}}$ . Время выключения для данного случая можно найти, предполагая ток базы  $i_B \approx -I_2$  на интервале

$t_4 \dots t_5$  постоянным, что соответствует выполнению неравенства  $(\beta_I + 1) R_K \ll R_B$ , которое часто имеет место на практике. В этом случае интервал  $t_3 \dots t_5$  (рис. 3.21) можно трактовать как задержку выключения  $\tau_{\text{зд выкл}} \approx \tau_{\text{рас}}$ , определяемую по формулам Молла. Время активной части спада коллекторного тока  $\tau_{\text{сп}} \approx 2,3\tau_{\text{отс}}$ , что соответствует уменьшению тока  $i_{\text{Кг}}$  до уровня 0,1 от начального значения.

Стадия установления стационарного разомкнутого состояния (интервал  $t_5 \dots t_7$ ). На этой стадии транзистор находится в режиме динамической отсечки.

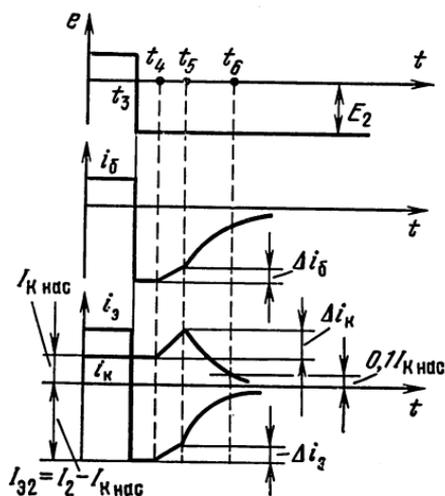


Рис. 3.21

При этом из-за постепенного спада до нуля коллекторного тока (током  $I_{КБ0}$  можно пренебречь) напряжение  $u_{кэ}(t)$  в результате перезаряда емкостей  $C_{п}, C_{к}, C_{э}$  стремится к стационарному значению  $u_{кэ} = E_{к}$ . Момент завершения процессов установления обычно определяется условием  $u_{кэ}(t_7) = 0,9E_{к}$ . Закон изменения коллекторного напряжения можно найти из эквивалентной схемы на рис. 3.18, б.

На практике часто выполняются условия  $C_{пар} \gg C_{к}, u_{кэ}(t_5) \ll E_{к}, R_{к}C_{пар} \gg \tau_{отс}$ , при которых закон изменения напряжения на участке  $t_5 \dots t_6$  можно принять близким к экспоненциальному с постоянной времени  $R_{к}C_{пар}$ . В этом случае

$$\tau_{уст} = R_{к}C_{пар} \ln 10 \approx 2,3R_{к}C_{пар}. \quad (3.58)$$

Длительность  $\tau_{ф}^{\dagger}$  фронта нарастания напряжения  $u_{кэ}$  на выходе транзисторного ключа близко времени  $\tau_{уст}$ . Как следует из (3.58), для уменьшения  $\tau_{уст}$  необходимо уменьшить сопротивление  $R_{к}$ , что однако, связано с увеличением мощности, потребляемой от источника питания  $E_{к}$ .

### 3.4. РАЗНОВИДНОСТИ ТРАНЗИСТОРНЫХ КЛЮЧЕЙ

Модификации основной схемы транзисторного ключа с ОЭ направлены на повышение быстродействия ключа за счет сокращения длительностей  $\tau_{нр}, \tau_{рас}$  и  $\tau_{сп}$ . Улучшение характеристик достигается оптимизацией формы управляющего тока базы. Оптимальной можно считать форму управляющего тока, изображенную на рис. 3.22. Поскольку длительности фронта и управляемой части среза коллекторного тока уменьшаются при увеличении включающего и выключающего токов, то их абсолютные значения  $I_1'$  и  $I_2$  на интервалах включения и выключения должны быть велики. В то же время для сокращения длительности  $\tau_{рас}$  необходимо уменьшить  $K_{нас}$ . Для этого на интервале накопления и стационарного включенного состояния значение включающего тока  $I_1''$  должно быть минимальным, при котором еще обеспечивается насыщение транзистора, т. е.  $I_1'' = I_{к нас} K_{нас} m \ln / \beta_m \ln$ . При прямоугольной форме управляющего напряжения  $e$  форму тока базы можно получить близкой к оптимальной с помощью резистивно-емкостной параллельной ветви в цепи базы, а также включением нелинейных элементов — диодов в цепях коллекторно-базовых связей.

Транзисторный ключ с резистивно-емкостной управляющей цепью (рис. 3.23). Подобные устройства используются в элементах резистивно-емкостных логических схем (РЕТЛ), триггерах, ждущих мультивибраторах

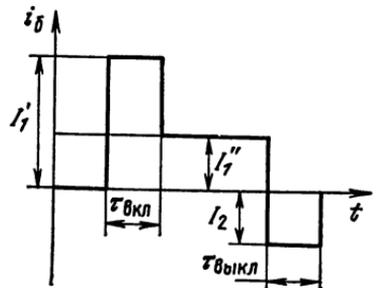


Рис. 3.22

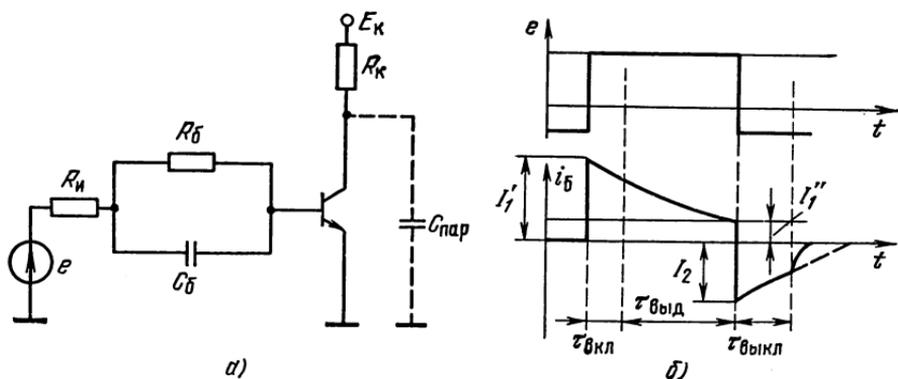


Рис. 3.23

и др. Конденсатор  $C_б$  называется ускоряющим. Отметим попутно, что при каскадном включении таких ключей основной составляющей паразитной емкости  $C_{пар}$  предыдущего каскада является емкость  $C_б$  ускоряющего конденсатора последующего каскада.

Рассмотрим требования, которым должна удовлетворять емкость  $C_б$  для того, чтобы форма тока базы была близка к оптимальной (рис. 3.23, б). Для определения времени нарастания  $\tau_{нр}$  фронта коллекторных тока и напряжения, составляющего основную часть времени включения  $\tau_{вкл}$ , можно использовать эквивалентную схему рис. 3.18, учитывая, что изображение тока базы зависит от структуры внешних элементов цепи базы (рис. 3.23, а):

$$i_б(p) = \frac{e(p)}{R'_н + R_б} \frac{1 + pC_б R_б}{1 + pC_б (R_б \parallel R'_н)}, \quad (3.59)$$

где  $R'_н = R_н + r'_б$ .

Форсирующее (ускоряющее) действие емкости  $C_б$  будет наиболее эффективным на начальном интервале, длительность которого мала по сравнению с постоянной времени  $C_б (R_б \parallel R'_н)$ . Таким образом, первым условием выбора емкости  $C_б$  будет неравенство

$$C_б (R_б \parallel R'_н) \gg \tau_{вкл}. \quad (3.60)$$

При этом изображение тока базы

$$i_б(p) \approx \frac{e(p)}{R'_н} = \frac{E_1}{pR'_н} \equiv \frac{I'_1}{p}.$$

Очевидно, что в этом случае будут справедливыми все выводы, относящиеся к ключу с резисторной связью, следует лишь заменить ток  $I_1$  на ток  $I'_1$ , причем выигрыш в сокращении  $\tau_{нр}$  будет определяться отношением  $I'_1/I_1$ .

К моменту  $t_3$  — подачи выключающего сигнала ток базы должен уменьшиться до значения стационарного включающего тока  $I'_1 \approx E_1/(R_н + R_б) \approx E_1/R_б$  (при  $R_б \gg R'_н$ ).

Отсчитывая практическое затухание экспоненты заряда конденсатора  $C_6$  по уровню 0,05, получаем второе условие выбора оптимального значения емкости  $C_6$ :

$$C_6 (R_6 \parallel R'_n) \leq \tau_{\text{выд}}/3. \quad (3.61)$$

При выполнении условия (3.61), а также условия максимальной эффективности формирующей цепи на интервале выключения

$$C_6 (R_6 \parallel R'_n) \gg \tau_{\text{выкл}}. \quad (3.62)$$

Задержка выключения  $\tau_{\text{рас}}$  будет определяться формулами Молла (3.62), где  $I_1 = I'_1$ ;  $I_2 \approx [E_2 + u_{c_6}(\tau_{\text{выд}})]/R'_n$ ;  $u_{c_6}(\tau_{\text{выд}}) \approx \approx E_1 R_6 / (R'_n + R_6) \approx E_1$  — напряжение на ускоряющем конденсаторе к моменту поступления выключающего сигнала;  $K_{\text{нас}} = \alpha I'_1 / I_{K \text{ нас}}$ .

Длительность управляемой части среза импульса коллекторного тока можно найти по формулам (3.65), полученным для ключа с резистивной связью, подставляя указанное значение  $I_2$ .

**Ненасыщенный ключ с нелинейной отрицательной обратной связью.** В рассмотренных транзисторных ключах задержка выключения  $\tau_{\text{рас}}$  является одной из наиболее существенной, а в ряде случаев преобладающей составляющей общего времени переключения, ограничивающего быстродействие ключа. Для практического устранения этой задержки, вызванной рассасыванием избыточного заряда носителей, необходимо, чтобы в состоянии «включен» транзистор находился в активном режиме. При этом требуется стабилизация коллекторного потенциала для предотвращения его изменения из-за технологического разброса параметров (главным образом  $\beta$ ) и температурных изменений. Простое включение в цепь коллектора ограничивающего диода [4] вызывает появление задержки, которая связана с временем запираания диода при выключении ключа и даже может превысить  $\tau_{\text{рас}}$ . Для устранения этого недостатка ограничительный диод включается между коллектором и цепью базы ключевого транзистора (рис. 3.24, а).

В состоянии «выключен» диод находится в режиме обратного смещения, поэтому в момент  $t_1$  при поступлении ступеньки включающего тока  $I_1$  фронт нарастает в соответствии с рассмотренными соотношениями при управляющем токе базы  $I'_{B1} = I_1 - I_{\text{см}}$ , где  $I_{\text{см}} \approx (E_6 + e_{\text{э0}})/R_6$ . При этом на поле выходных характеристик транзистора (рис. 2.24, б) рабочая точка ( $i_K(t)$ ,  $u_{KЭ}(t)$ ) перемещается вдоль нагрузочной прямой  $i_K = I_{K \text{ нас}} - |u_{эК}/R_K|$  (если нагрузка чисто омическая). Диод открывается в конце формирования фронта коллекторного напряжения (момент  $t_2$  на рис. 3.24, в), когда напряжение  $u_{KЭ}$  возрастает до  $u_{KЭ}(t_2) \approx -I_1 R_0$ . После этого входной ток весьма быстро (с постоянной времени  $\tau_{\beta/\beta}$ ) перераспределяется между цепью базы и диодной цепью так, что стационарное состояние будет соответствовать рабочей точке 0 на рис. 3.24, б, в которой  $I_K = I_n + I_B$  и  $u_{KЭ} = U_0 \approx (I_{\text{см}} + I'_{B1}) \times R_0 - e_0 + e_{\text{э0}}$ , где  $e_0$  — падение напряжения на диоде. При пра-

вильной работе схемы точка  $O$  должна располагаться в непосредственной близости к границе насыщения  $U_{кэ\text{нас}}$  в области активного участка характеристик.

При поступлении в момент  $t_3$  ступеньки выключающего тока  $-I_2$  из-за сравнительно низкого сопротивления цепи базы создается ступенька тока базы  $i_b(t_3) \approx -(I_2 + I_D + I_{CM})$ , которая определяет начало спада коллекторного тока. Задержка начала спада коллекторного напряжения (момент  $t_4$ ) обусловлена временем, в течение которого происходит запирающее напряжение диода, соответствующее уменьшению коллекторного тока на значение  $I_D$ .

Спад коллекторных тока и напряжения при  $t > t_5$  формируется так же, как и было рассмотрено ранее при выключающем токе базы  $I_{B2} = -(I_2 + I_{CM})$ . Таким образом, в схеме ненасыщенного ключа с нелинейной ООС существует некоторая задержка выключения  $\tau_{зд\text{выкл}}$ , но она существенно меньше  $\tau_{рас}$  в насыщенных ТК.

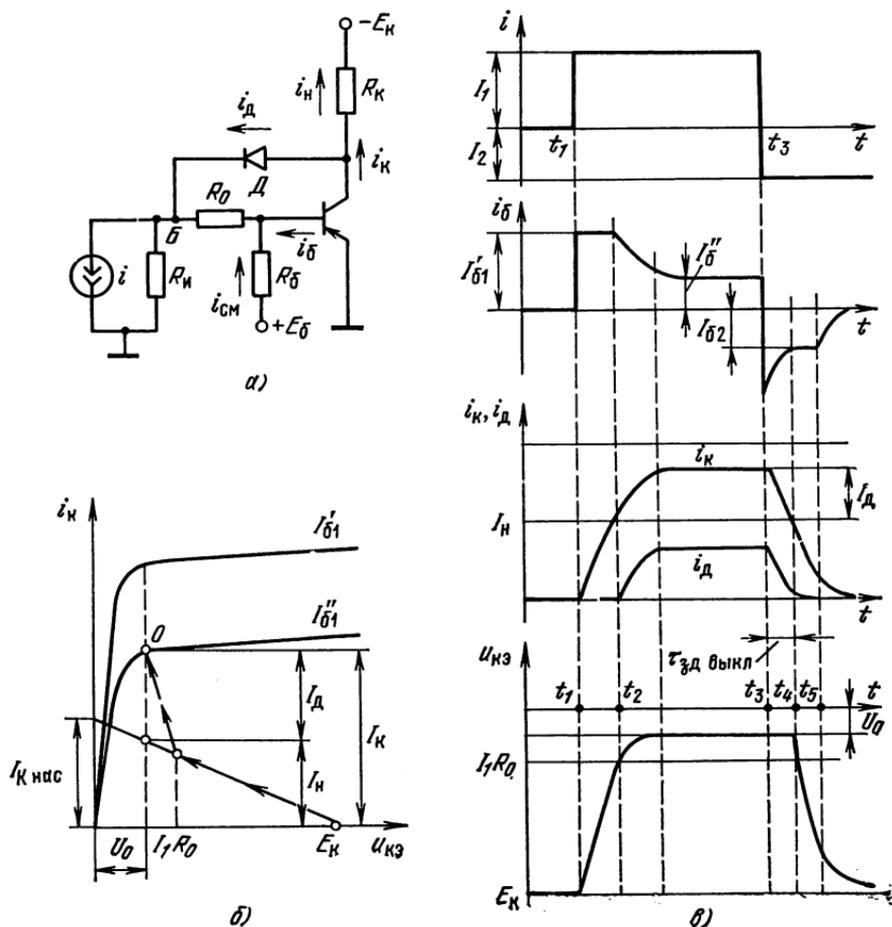
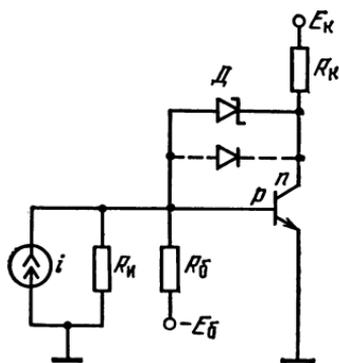
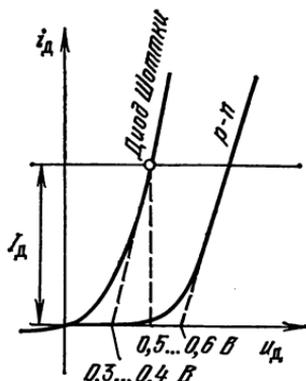


Рис. 3.24



а)



б)

Рис. 3.25

Ненасыщенный ключ с нелинейной ООС примерно равноценен насыщенному с ускоряющим конденсатором (при оптимальном выборе емкости конденсатора), что иллюстрируется формой тока базы на рис. 3.24, в, но в отличие от последнего не содержит нежелательного конструктивного элемента — конденсатора.

**Ненасыщенный ключ на транзисторе Шоттки.** При микронном исполнении нелинейная ООС наиболее эффективна, если в цепи связи использован диод Шоттки, выполненный в едином технологическом процессе с интегральным транзистором — транзистором Шоттки. Как видно из рис. 3.25, а, здесь исключено сопротивление  $R_0$ . Это возможно благодаря тому, что ВАХ диода Шоттки (диода металл—полупроводник) расположена левее характеристики полупроводникового диода, образованного коллекторным  $p-n$ -переходом транзистора (рис. 3.25, б). В результате при протекании через диод Шоттки не очень большого тока  $I_D$  рабочая точка диода  $p-n$ -перехода (штриховая линия на рис. 3.25, а) располагается ниже порогового напряжения, что обеспечивает активный режим ключевого транзистора во включенном состоянии вблизи границы насыщения. На ключах с транзисторами Шоттки можно получить очень малые задержки выключения  $\tau_{зд\text{ выкл}} < < 1$  нс, эти транзисторы имеют, как правило, более высокие значения  $\beta$  и более низкие значения неуправляемых токов, отличаются также хорошей температурной стабильностью динамических и статических характеристик.

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ

- 3.1. Указать на ВАХ диода, области, соответствующие замкнутому и разомкнутому состояниям диодного ключа.
- 3.2. В схеме, состоящей из последовательно соединенных генератора напряжения  $e$ , диода  $D$  и резистора  $R$ , определить ток и напряжения на диоде и резисторе для  $e = \pm 10$  В, полагая, что  $R = 1$  кОм и используется кремниевый диод типа Д 219. При расчете использовать кусочно-линейную модель диода.

- 3.3. Как изменятся результаты расчетов задачи 3.2, если использовать модель идеального диода, экспоненциальную модель диода?
- 3.4. Используя экспоненциальную модель диода, для задачи 3.2 найти значение  $e$ , соответствующее точке переключения диодного ключевого элемента. Указать два возможных способа определения точки переключения. Сравнить результаты.
- 3.5. Построить передаточную характеристику последовательного диодного ключа (рис. 3.11, а), выражающую зависимость напряжения на нагрузочном резисторе  $R_H$  от управляющего напряжения полагая, что используется германиевый диод Д 311,  $R_{упр} = 20 \text{ Ом}$ ,  $R_{см} = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_H = 10 \text{ кОм}$ ,  $E_{см} = 5 \text{ В}$ . При анализе схемы использовать кусочно-линейную модель диода. Чем отличается передаточная характеристика, реального последовательного ключа от полученной?
- 3.6. Построить передаточную характеристику параллельного ключа (рис. 3.11, б) на кремниевом диоде Д 219,  $R_{упр} = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_{см} = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_H = 5 \text{ кОм}$ ,  $E_{см} = -5 \text{ В}$ . При анализе схемы использовать кусочно-линейную модель диода. Чем отличается передаточная характеристика реального параллельного ключа от полученной?
- 3.7. Используя язык программирования Алгол, Фортран или ПЛ/1, представить кусочно-линейную и экспоненциальную статические модели диода в виде подпрограммы вычисления тока диода по заданному значению напряжения.
- 3.8. Можно ли представить упрощенную кусочно-линейную модель диода или модель идеального диода в виде подпрограммы вычисления значения тока по заданному значению напряжения?
- 3.9. Какие факторы определяют инерционность диодного ключа при включении и выключении? Из каких этапов состоят процессы переключения диодного ключа?
- 3.10. Определить среднее время жизни неосновных носителей в базе сплавного импульсного диода, имеющего по паспортным данным время восстановления обратного сопротивления 100 нс при прямом токе 20 мА, если согласно техническим условиям время восстановления определяется отрезком времени, за который обратный ток диода при его выключении уменьшается до уровня 0,1 от первоначального значения.
- 3.11. В диодном ключе по схеме на рис. 3.12, а используется диод с накоплением заряда, имеющий параметры  $\tau = 1 \text{ мкс}$ ,  $\gamma_E = 7$ . Определить форму напряжения на диоде; если  $e$  изменяется от  $+5 \text{ В}$  до  $-5 \text{ В}$  по линейному закону за время  $t_{ф} = 3 \text{ мкс}$ . В расчетах можно пренебречь влиянием емкостей  $C_{бар}$  и  $C_{пар}$ , а также считать, что сопротивление  $R$  удовлетворяет условию  $r_{пр} \ll R \ll r_{обр}$ .
- 3.12. Определить форму напряжения на диоде в ключевом устройстве, описанном в предыдущей задаче, если входное напряжение изменяется по синусоидальному закону с амплитудой 10 В и частотой 0,5 МГц.
- 3.13. Используя общую схему замещения кусочно-линейной статической модели транзистора, построить линейные схемы замещения для режимов отсечки, активного прямого, активного инверсного и насыщения.
- 3.14. Решить задачу 3.13 для упрощенной кусочно-линейной модели транзистора.
- 3.15. Используя кусочно-линейную модель транзистора, определить дифференциальные сопротивления в режиме насыщения между коллектором и эмиттером и между базой и эмиттером.
- 3.16. Построить схему замещения транзистора в прямом активном режиме, соответствующую соотношениям (3.21), (3.22) при  $K_{нас} \approx 1$ ,  $u_{кз} \gg u_{бэ}$ . Входную цепь транзистора представить генератором напряжения  $u_{бэ}$ .
- 3.17. Сравнить схемы замещения транзистора, полученные в задачах 3.14 и 3.16. В чем их отличие? Можно ли путем эквивалентного преобразова-

- ния представить линейную схему замещения в виде, полученном в задаче 3.16.
- 3.18. Схема ключа рис. 3.15 имеет следующие параметры:  $R_6 = 10$  кОм,  $R_K = 1$  кОм,  $E_K = 10$  В,  $\beta = 50$ ,  $\beta_1 = 1$ ,  $m\varphi_T = 30$  мВ,  $U_{БЭнас} = 0,7$  В при  $K_{нас} = 20$  и  $I_{Кнас} = 1$  мА. Определить напряжения  $u_{6э}$ ,  $u_{кэ}$  при  $e = 0; 0,5; 1; 5$  В, пренебрегая влиянием объемных сопротивлений  $r'_6$ ,  $r_K$ ,  $r_э$  и обратных сопротивлений  $r_{кобр}$  и  $r_{эобр}$ .
- 3.19. Для транзистора с параметрами  $\beta = 60$ ,  $\beta_1 = 2$ ,  $m\varphi_T = 30$  мВ определить объемное сопротивление коллектора, если известно, что при  $I_6 = 1$  мА,  $I_K = 5$  мА напряжение  $u_{кэ} = 0,1$  В.
- 3.20. В транзисторе при токе базы 1 мА абсолютное значение напряжения между коллектором и эмиттером при разомкнутой цепи коллектора равно 40 мВ, а при разомкнутой цепи эмиттера 1 мВ. Используя экспоненциальную модель транзистора, оценить напряжение  $U_{КЭ}$  при  $I_Б = I_К = 2$  мА; если  $I_{КЭ0} \ll I_K$  и  $m\varphi_T = 30$  мВ.
- 3.21. Используя язык программирования Алгол, Фортран или ПЛ-1, представить кусочно-линейную и экспоненциальную статические модели транзистора в виде подпрограммы вычисления токов  $i_K$ ,  $i_э$  по заданным напряжениям  $u_{к6}$ ,  $u_{э6}$ .
- 3.22. В транзисторном ключе по схеме рис. 3.16  $R_6 = 25$  кОм,  $E_K = 10$  В. Барьерные емкости коллекторного и эмиттерного переходов транзистора определяются соотношениями  $C_э = 14 (U_{ЭБ0} + 0,3)^{-\frac{1}{2}}$  пФ;  $C_K = 20 (U_{КБ0} + 0,3)^{-\frac{1}{2}}$  пФ. Управляющее напряжение  $e$  изменяется скачком от  $-5$  В до  $+25$  В. Определить полный заряд, который необходимо внести в базу, чтобы перевести транзистор к границе отпирания и рассчитать задержку отпирания, пренебрегая изменением тока на интервале задержки. Повторить расчет задержки, считая емкости постоянными и равными максимальным значениям. Влиянием сопротивления  $R_K$  можно пренебречь, считая  $R_K \ll R_6$ .
- 3.23. В ключевом устройстве (рис. 3.16), у которого  $R_6 = 10$  кОм,  $R_K = 1$  кОм,  $E_K = 12$  В, транзистор в начальном состоянии находится на границе отпирания. Известно, что транзистор с параметрами  $\beta = 30$ ,  $\bar{C}_K = 10$  пФ входит в насыщение через 0,3 мкс после подачи на вход ключа скачка напряжения 10 В. Определить  $\tau_β$  и  $f_{гр}$  транзистора, предполагая, что его статические характеристики с достаточной точностью описываются моделью идеального транзистора.
- 3.24. Транзистор с проводимостью типа  $n - p - n$ , имеющий  $f_{гр} = 50$  МГц,  $\beta = 40$ ,  $\bar{C}_K = 3$  пФ, работает в ключевом устройстве с параметрами  $E_K = 12$  В,  $R_K = 1$  кОм,  $C_{пар} = 5$  пФ. Определить значение включающего тока при длительности отрицательного фронта напряжения в коллекторе транзистора 1 мкс, 100 нс и 10 нс.
- 3.25. В исходном состоянии на входе ключевого устройства (рис. 3.16) действует управляющее напряжение  $e = -4$  В. В момент  $t_0$  на вход подается положительный прямоугольный импульс, во время действия которого  $e = +6$  В. Длительность импульса 10 мкс. Рассчитать  $\tau_{эд\text{ вкл}}$ ,  $\tau_{нр}$ ,  $\tau_{нак}$ ;  $\tau_{рас}$ ,  $\tau_{сп}$  и  $\tau_{уст}$ , если  $R_6 = 2$  кОм,  $R_K = 250$  Ом,  $E_K = 5$  В, используется кремниевый транзистор, для которого  $\beta = 60$ ,  $f_{гр} = 100$  МГц,  $C_э = 9$  пФ,  $\bar{C}_K = 6$  пФ,  $\tau_n = 20$  нс,  $e_{э0} = 0,7$  В.
- 3.26. В транзисторном ключе по схеме рис. 3.23, а  $E_K = 20$  В,  $R_K = 2$  кОм. Транзистор имеет параметры  $\beta = 60$ ,  $\tau_β = 15$  мкс. На вход подается ступенька напряжения 5 В (при нулевом начальном напряжении). Пренебрегая емкостями переходов и внутренним сопротивлением источника сигнала, выбрать значения  $R_6$ ,  $C$  так, чтобы скачок коллекторного тока был равен 5 мА, причем после скачка коллекторный ток дол.

жен оставаться постоянным. При решении задачи можно использовать модель идеального транзистора.

- 3.27. В транзисторном ключе по схеме рис 3.23,а  $E_K = 12$  В,  $R_K = 0,5$  кОм,  $R_G = 5$  кОм,  $C = 200$  пФ,  $\tau_\beta = 1$  мкс,  $\tau_H = 0,3$  мкс,  $\beta = 50$ , суммарное сопротивление источника сигнала и  $r'_G$  равно 1 кОм. Уровень входного напряжения, соответствующий выключенному состоянию ключа, равен  $-1$  В, включенному  $+5$  В. На входе действует положительный прямоугольный импульс длительностью 20 мкс. Пренебрегая емкостями переходов и входным сопротивлением транзистора, построить временную диаграмму базового тока, рассчитать времена включения, накопления и рассасывания избыточного заряда инжектированных носителей в транзисторе.

## Глава 4

### НЕЛИНЕЙНЫЕ КЛЮЧЕВЫЕ ФОРМИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

#### 4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Рассмотрим простейшие формирующие устройства, принцип действия которых основан на нелинейных свойствах ключевых элементов при отсутствии положительных обратных связей, что существенно отличает их от регенеративных формирующих устройств: триггеров, мультивибраторов, блокинг-генераторов. Основным типом нелинейного ключевого устройства является амплитудный ограничитель. Амплитудный ограничитель формирует на выходе сигнал, совпадающий по форме с входным, если мгновенное значение последнего не выходит за пределы заданных граничных значений — порогов ограничения. При выходе сигнала за порог ограничения выходное напряжение фиксируется на постоянном уровне — уровне ограничения. Идеальный амплитудный ограничитель должен иметь линейно-ломаную передаточную характеристику, состоящую из наклонного и горизонтального участков. Ограничители, имеющие характеристики, изображенные на рис. 4.1, а и б, называются соответственно ограничителями сверху (или по максимуму) и снизу (или по минимуму). Ограничители, характеристики которых изображены на рис. 4.1, в и г, называются двусторонними. На рис. 4.1, д показана форма сигнала на выходе двустороннего ограничителя при подаче на его вход синусоидального напряжения.

Предположим, что в пределах порогов ограничения (области пропускания) выходное напряжение ограничителя  $u$  представляет собой линейную функцию входного напряжения  $e$ :

$$u = U(e) = U_0 + Ke. \quad (4.1)$$

Учитывая, что передаточные характеристики реальных ограничителей могут иметь в области ограничения конечный наклон,

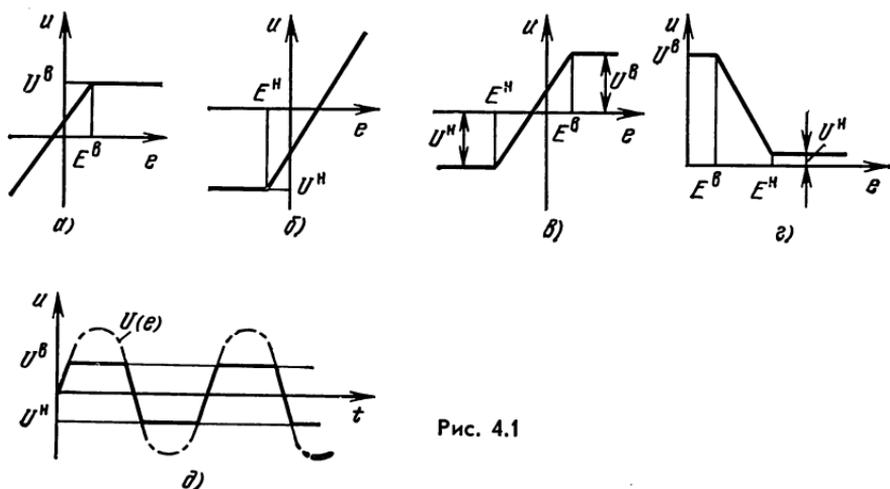


Рис. 4.1

введем также линейные функции  $U^B(e) = K^B e + U_0^B$  и  $U^H(e) = K^H e + U_0^H$ , аппроксимирующие зависимость  $u(e)$  в областях ограничения сверху и снизу. Передаточную характеристику ограничителя при произвольном  $e$  можно представить выражениями:  $u = \text{MIN}(U(e), U^B(e))$  для ограничителя сверху;  $u = \text{MAX}(U(e), U^H(e))$  для ограничителя снизу;  $u = \text{MIN}(\text{MAX}(U(e), U^H(e)), U^B(e))$  для двустороннего ограничителя.

Условием правильной работы ограничителей является выполнение неравенств

$$|K^B/K| \ll 1; \quad |K^H/K| \ll 1; \quad U_0^B > U_0^H. \quad (4.2)$$

Пороги ограничения  $E^B$  и  $E^H$  можно определить из уравнений  $U(E^B) = U^B(E^B)$ ,  $U(E^H) = U^H(E^H)$ . Откуда

$$E^B = \frac{U_0^B - U_0}{K - K^B}; \quad E^H = \frac{U_0^H - U_0}{K - K^H}. \quad (4.3)$$

Паразитные реактивные параметры устройства (обычно емкости) и конечное время переключения ключевых элементов приводят к тому, что уровни ограничения устанавливаются на выходе лишь после затухания переходных процессов. Для оценки быстродействия ограничителя принято рассматривать длительность переходных процессов при подаче на вход идеального прямоугольного импульса.

#### 4.2. ДИОДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ

В зависимости от способа включения диода диодные ограничители делятся на параллельные, последовательные, параллельно-последовательные и операционные. В параллельном ограничителе сверху (рис. 4.2, а) диод закрыт и входное напряжение передается на выход до тех пор, пока его значение остается меньше напряжения  $E$ , часто называемого опорным. При  $e > E$  диод открывается

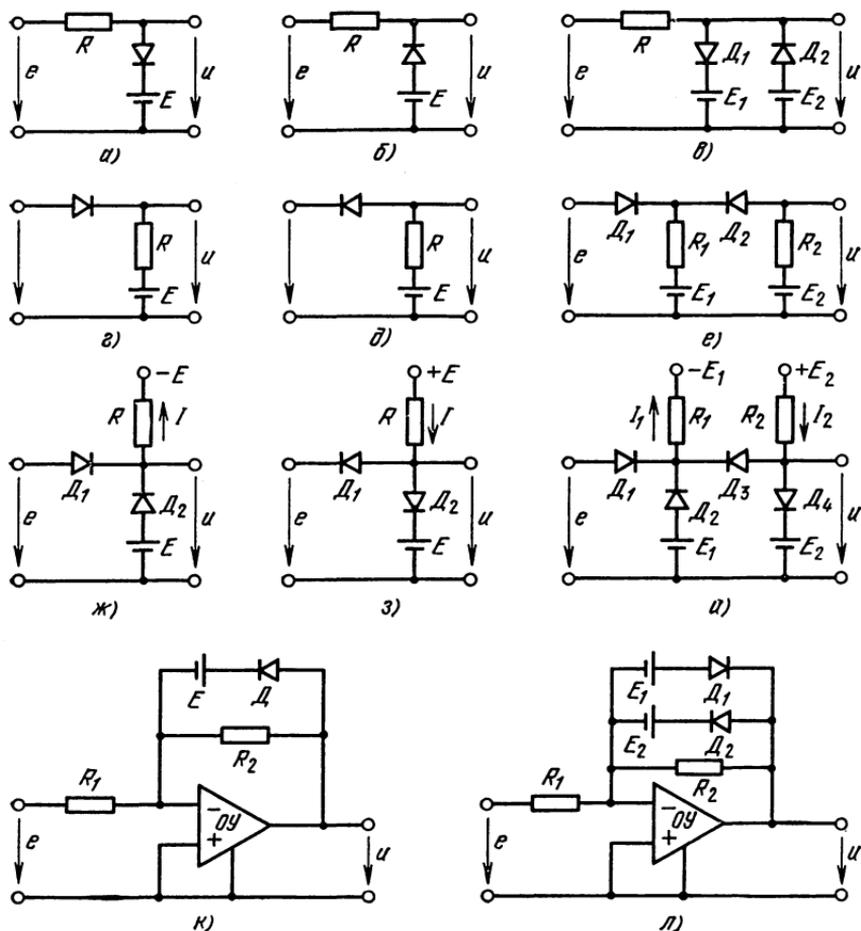


Рис. 4.2

и выходное напряжение фиксируется на уровне  $U^B = E$ , т. е. напряжение  $E$  является одновременно и порогом и уровнем ограничения. В параллельном ограничителе снизу (рис. 4.2, б) диод закрывается при  $e < E$ , и, таким образом, опорное напряжение  $E$  определяет одновременно нижний порог и уровень ограничения. В двустороннем параллельном ограничителе (рис. 4.2, в)  $\Delta_1$  обеспечивает ограничение сверху на уровне  $E_1$ , а  $\Delta_2$  — ограничение снизу на уровне  $E_2$  ( $E_1 > E_2$ ). При выполнении неравенств  $E_1 > e > E_2$  оба диода закрыты и входное напряжение передается на выход. Параллельные ограничители характеризуются низким (нулевым) выходным сопротивлением в режиме ограничения и большим выходным сопротивлением  $R$  в режиме пропускания сигнала.

В последовательных ограничителях (рис. 4.2, г ... е) передача сигнала на выход осуществляется при открытых диодах, а ограничение — при закрытых. Следовательно, в схеме на рис. 4.2, г будет

происходить ограничение сверху (при  $e > E$ ) на уровне  $U^в = E$ , в схеме на рис. 4.2, *б* — ограничение снизу (при  $e < E$ ) на том же уровне. В двустороннем ограничителе (рис. 4.2, *в*) правый диод  $D_2$  обеспечивает ограничение сверху на уровне  $E_1$ , а левый  $D_1$  — ограничение снизу на уровне напряжения, которое создается на выходе при запирании этого диода,  $U^в = (E_1 R_2 + E_2 R_1)/(R_1 + R_2)$ . Последовательный диодный ограничитель характеризуется низким выходным сопротивлением в режиме пропускания сигнала и высоким в режиме ограничения.

Чтобы сохранить выходное сопротивление малым одновременно в режиме передачи сигнала и его ограничения, используют последовательно-параллельные схемы (рис. 4.2, *ж* ... *и*). Работа такого ограничителя основана на переключении тока  $I$ , задаваемого источником питания  $E$  и резистором  $R$ , между диодными ключами  $D_1$  и  $D_2$  (рис. 4.2, *ж*, *з*). В режиме пропускания сигнала открыт последовательный диод  $D_1$ , в режиме ограничения — параллельный  $D_2$ . Двусторонний ограничитель (рис. 4.2, *и*) представляет собой каскадное соединение двух односторонних. Опорное напряжение  $E_2$  задает верхний уровень ограничения, а  $E_1$  — нижний. В режиме ограничения снизу должны быть открыты одновременно диоды  $D_2$  и  $D_3$ , что возможно при  $I_1 < I_2$ .

Рассмотренные диодные ограничители в режиме пропускания имеют коэффициент передачи  $K \leq 1$ . Чтобы в области пропускания обеспечить усиление сигнала, ограничитель должен содержать усилитель. При этом наиболее эффективным является включение ключевого элемента в цепь отрицательной обратной связи операционного усилителя (рис. 4.2, *к*, *л*). При разомкнутом ключевом элементе практически  $K \approx -R_2/R_1$  (см. (2.31)). В момент замыкания ключевого элемента сопротивление в цепи обратной связи уменьшается до нуля, вследствие чего напряжение на выходе остается постоянным. В схеме рис. 4.2, *к* диод открывается при  $u < E$ , что эквивалентно соотношению  $e > -ER_1/R_2$ , т. е. данная схема является ограничителем сверху с порогом ограничения —  $ER_1/R_2$  и уровнем ограничения  $E$ . Для ограничения снизу необходимо противоположное включение диода. В двустороннем ограничителе цепь обратной связи содержит два диода. Диод  $D_1$  обеспечивает ограничение сверху, диод  $D_2$  — ограничение снизу. Операционный

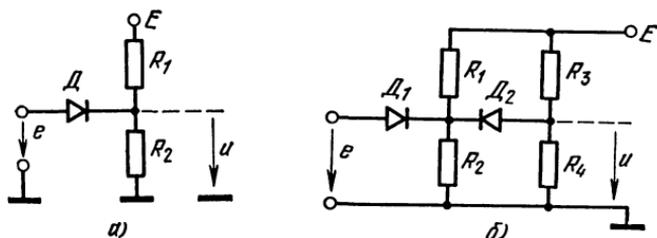


Рис. 4.3

ограничитель имеет малое выходное сопротивление на всех участках передаточной характеристики.

В последовательных ограничителях, у которых источник опорного напряжения имеет общую клемму с резистором  $R$ , чтобы получить нужные уровни ограничения, целесообразно использовать резистивные делители напряжения (рис. 4.3). Схема на рис. 4.3, *а* является ограничителем снизу на уровне  $U^H = ER_2/(R_1 + R_2)$ , а схема на рис. 4.3, *б* — двусторонним ограничителем с верхним  $E^B = ER_4/(R_3 + R_4)$  и нижним  $E^H = E(R_2 \parallel R_4)/[(R_1 \parallel R_3) + (R_2 \parallel R_4)]$  порогом ограничения.

### Статические характеристики диодных ограничителей

Анализ статической характеристики позволяет оценить влияние остаточных параметров ключевых элементов, нагрузки и внутреннего сопротивления источника сигнала на точность работы ограничителя, определяемую стабильностью передаточной характеристики. Методику анализа рассмотрим на примере параллельного ограничителя сверху.

Схема параллельного ограничителя с учетом сопротивления нагрузки  $R_H$  и внутреннего сопротивления источника сигнала  $R_H$  показана на рис. 4.4, *а*. Используя кусочно-линейную модель диода, показанную на рис. 3.6, *б*, можно получить линейные эквивалентные схемы ограничителя в режиме пропускания (рис. 4.4, *б*) и ограничения (рис. 4.4, *в*), где  $R^* = R_H + R$ . Эквивалентное сопротивление цепи, коммутируемой диодом, определяется параллельным соединением  $R^*$  и  $R_H$ . Обозначим  $\gamma_{\text{пр}} = r_{\text{пр}}/(R^* \parallel R_H)$ ,  $\gamma_{\text{обр}} = (R^* \parallel R_H)/r_{\text{обр}}$ . Учитывая эти обозначения из эквивалентных схем на рис. 4.4, *б*, *в*, получаем

$$K = \frac{R_H}{R^* + R_H} \frac{1}{1 + \gamma_{\text{обр}}}, \quad U_0 = \frac{E\gamma_{\text{обр}}}{1 + \gamma_{\text{обр}}};$$

$$K^B = \frac{R_H}{R^* + R_H} \frac{\gamma_{\text{пр}}}{1 + \gamma_{\text{пр}}}, \quad U_0^B = \frac{E + e_0}{1 + \gamma_{\text{пр}}}.$$
(4.4)

При построении диодного ограничителя выбирают такие сопротивления  $R$  и  $R_H$ , чтобы выполнялись неравенства

$$\gamma_{\text{пр}} \ll 1; \quad \gamma_{\text{обр}} \ll 1. \quad (4.5)$$

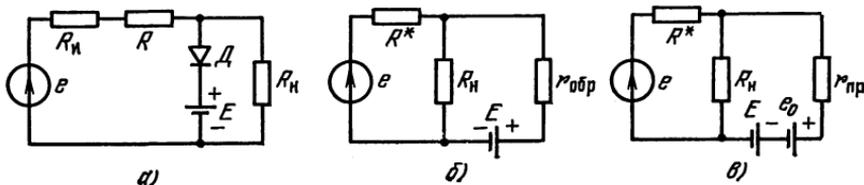


Рис. 4.4

Первое обеспечивает условие правильной работы ( $K^в/K \ll 1$ ), второе исключает влияние неустойчивости обратного сопротивления диода на передаточную характеристику ограничителя.

С учетом неравенств (4.5) соотношения (4.4) упрощаются:

$$K \approx R_n / (R^* + R_n), \quad U_0 \approx E \gamma_{обр}; \quad (4.6)$$

$$K^в = K \gamma_{пр}, \quad U_0^в \approx E + e_0.$$

Используя (4.2), находим порог ограничения

$$E^в = [E (1 - \gamma_{обр}) - e_0] / K (1 - \gamma_{пр}).$$

Полученные соотношения показывают, что при выполнении условий (4.5) главным фактором неустойчивости характеристик ограничителя является дрейф начального прямого напряжения диода  $e_0$ .

### Динамические характеристики диодных ограничителей

В диодных ограничителях используют быстродействующие импульсные диоды, поэтому главным фактором, определяющим их динамические характеристики в безусилительных схемах, является емкость нагрузки, в операционных схемах — инерционность усилителя. Сравнительный анализ динамических характеристик различных типов безусилительных диодных ограничителей проведем на примере ограничителя сверху, предполагая, что на вход подан положительный идеально прямоугольный импульс.

**Параллельный ограничитель.** Изменение напряжения на выходе параллельного ограничителя происходит при закрытом диоде. Применяя теорему об эквивалентном генераторе к схеме рис. 4.4, б и учитывая емкость нагрузки  $C_n$ , представим ограничитель эквивалентной схемой, показанной на рис. 4.5, а, где  $R_{эк} = R^* \parallel R_n \parallel r_{обр} \approx R^* R_n / (R^* + R_n) = R^* K$ .

Напряжение  $U(e)$  определяется соотношениями (4.1), (4.4). При подаче в момент  $t_0$  входного импульса напряжение на выходе начинает изменяться по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau_{эк} = R_{эк} C_n$ :

$$u(t) = u(0) + KE_m \{1 - \exp [-(t - t_0) / \tau_{эк}]\}, \quad (4.7)$$

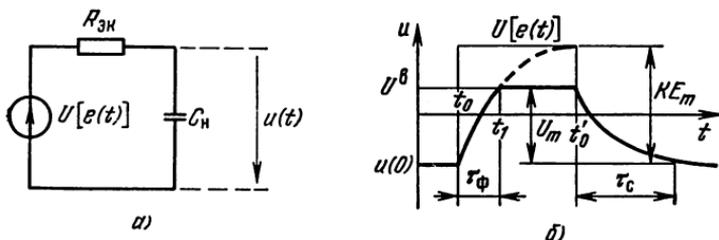


Рис. 4.5

где  $u(0)$  — начальное стационарное значение выходного напряжения;  $E_m$  — амплитуда входного импульса.

Экспоненциальный закон изменения  $u(t)$  реализуется на интервале  $t_0 \dots t_1$  (рис. 4.5, б) и заканчивается открыванием диода и переходом схемы в режим ограничения. Длительность фронта нарастания  $\tau_\phi$  находят из уравнения  $u \sim (t_0 + \tau_\phi) = U_m$ , где  $U_m$  — амплитуда выходного напряжения, равная разности  $U^B - u(0)$ . Решая уравнение, получаем

$$\tau_\phi = -\tau_{\text{ЭК}} \ln(1 - U_m/KE_m). \quad (4.8)$$

После окончания импульса в момент  $t'_0$  выходное напряжение будет асимптотически приближаться к уровню  $U[e(t)] = u(0)$ . Поэтому длительность среза выходного импульса  $\tau_c$  независит от амплитуды  $E_m$  и равна  $(2 \dots 3) \tau_{\text{ЭК}}$ .

Так как режим ограничения требует выполнения неравенства  $U_m/(KE_m) < 1$ , в параллельном ограничителе всегда  $\tau_\phi < \tau_c$ .

**Последовательный ограничитель сверху.** В этом устройстве выходное напряжение возрастает при закрытом диоде и спадает при открытом. Применяя теорему об эквивалентном генераторе и учитывая нагрузку и внутреннее сопротивление источника сигнала, получаем эквивалентные схемы, показанные на рис. 4.6. Схема на рис. 4.6, а описывает работу ограничителя при спаде выходного напряжения, на рис. 4.6, б при его нарастании. Эквивалентные сопротивления  $R_{\text{ЭК ВКЛ}}$  и  $R_{\text{ЭК ВЫКЛ}}$  равны:

$$R_{\text{ЭК ВКЛ}} = (R_{\text{И}} + r_{\text{ПР}}) \parallel R \parallel R_{\text{Н}},$$

$$R_{\text{ЭК ВЫКЛ}} = (R_{\text{И}} + r_{\text{ОБР}}) \parallel R \parallel R_{\text{Н}} \approx RR_{\text{Н}}/(R + R_{\text{Н}}).$$

Выходное напряжение при скачкообразном изменении входного нарастает по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau_{\text{ВЫКЛ}} = R_{\text{ЭК ВЫКЛ}} C_{\text{Н}}$ , спадает с постоянной времени  $\tau_{\text{ВКЛ}} = R_{\text{ЭК ВКЛ}} C_{\text{Н}}$ . В обоих случаях процесс характеризуется асимптотическим приближением  $u(t)$  к стационарным значениям  $U^B$  или  $U[e(t)]$  при  $t > t'_0$  (рис. 4.6, в). При этом длительность фронта и среза выходного напряжения равны  $\tau_\phi = (2 \dots 3) \tau_{\text{ВЫКЛ}}$ ,  $\tau_c =$

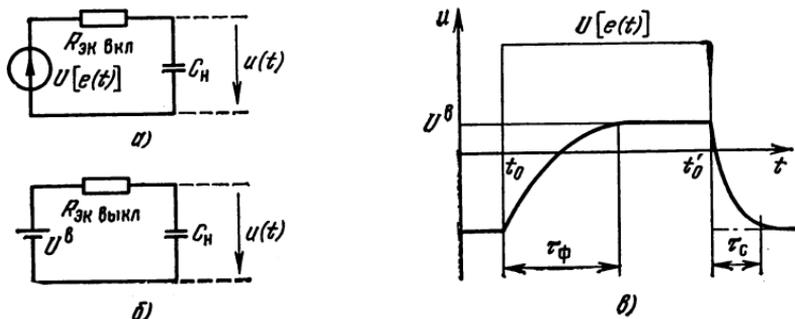


Рис. 4.6

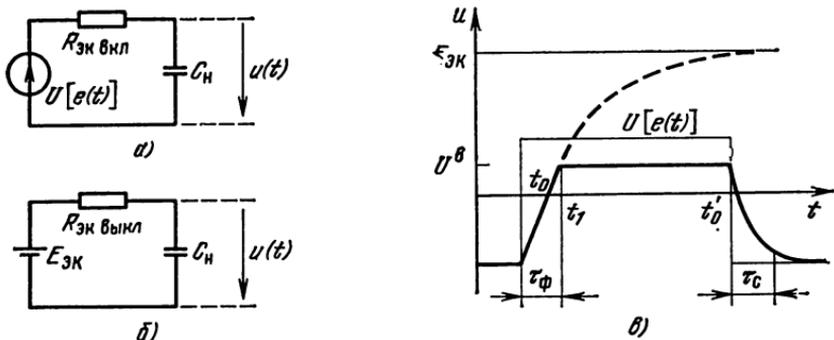


Рис. 4.7

$= (2 \dots 3) \tau_{\text{вкл}}$ . Так как  $R_{\text{эк вкл}} < R_{\text{эк выкл}}$  в последовательном ограничителе в отличие от параллельного  $\tau_{\text{ф}} > \tau_{\text{с}}$ .

**Параллельно-последовательный ограничитель.** Это устройство сочетает в себе свойства параллельной и последовательной схем. Выходное напряжение может изменяться только при закрытом диоде  $D_2$ . Диод  $D_1$  открыт при спаде выходного напряжения и закрыт при его нарастании. Эквивалентная схема ограничителя в режиме формирования спада показана на рис. 4.7, а. Эквивалентное сопротивление  $R_{\text{эк вкл}}$ , учитывающее нагрузку и внутреннее сопротивление источника сигнала, определяется соотношением

$$R_{\text{эк вкл}} = (R_{\text{н}} + r_{\text{пр}}) \parallel R \parallel R_{\text{н}} \parallel r_{\text{обр}} \approx (R_{\text{н}} + r_{\text{пр}}) \parallel R \parallel R_{\text{н}}$$

Выходное напряжение на участке формирования спада ( $t > t'_0$ ) изменяется по экспоненциальному закону (рис. 4.7, в) с постоянной времени  $\tau_{\text{вкл}} = R_{\text{эк вкл}} C_{\text{н}}$ , асимптотически приближаясь к стационарному значению  $U[e(t)]$ . При этом, как и в последовательной схеме,  $\tau_{\text{с}} = (2 \dots 3) \tau_{\text{вкл}}$ . Схема параллельно-последовательного ограничителя в режиме нарастания  $u(t)$  (рис. 4.7, б) получена в предположении пренебрежимо малого влияния  $r_{\text{обр}}$  закрытых диодов. При этом  $R_{\text{эк выкл}} = R_{\text{н}} \parallel R$ ,  $E_{\text{эк}} = ER_{\text{эк выкл}}/R$ .

Выходное напряжение на участке формирования нарастания ( $t_0 < t < t_1$ ) изменяется по экспоненциальному закону

$$u(t) = [u(0) - E_{\text{эк}}] \exp\left(-\frac{t-t_0}{C_{\text{н}} R_{\text{эк выкл}}}\right) + E_{\text{эк}}$$

В момент  $t_1$  диод  $D_2$  открывается. Длительность фронта нарастания  $\tau_{\text{ф}}$  находят из уравнения  $u(t_0 + \tau_{\text{ф}}) = U^{\text{в}}$ , откуда

$$\tau_{\text{ф}} = -C_{\text{н}} R_{\text{эк выкл}} \ln \left[ 1 - \frac{U_{\text{м}}}{E_{\text{эк}} - u(0)} \right]. \quad (4.9)$$

Сравнение (4.9) и (4.8) показывает, что в параллельно-последовательном ограничителе в отличие от параллельного  $\tau_{\text{ф}}$  не зависит от амплитуды входного сигнала. Длительность фронта нарастания

можно изменять, увеличивая напряжение питания, а тем самым и ток, переключаемый между диодами  $D_1$  и  $D_2$ . Возможность получения малых длительностей как фронта, так и среза является достоинством параллельно-последовательного ограничителя.

### 4.3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ

В транзисторных ограничителях функцию ключевых элементов выполняют  $p-n$ -переходы эмиттера и коллектора, при этом обычно реализуется двустороннее ограничение сигнала.

**Ограничитель с общим эмиттером** (рис. 4.8, а). Трём прямолинейным участкам его передаточной характеристики (рис. 4.8, б) соответствуют три режима работы транзистора. На горизонтальном участке, соответствующем режиму ограничения сверху ( $e < E^B$ ), транзистор закрыт. В соответствии с эквивалентной схемой ограничителя, реализованного на транзисторе в режиме отсечки (рис. 4.8, в), напряжения на базе и коллекторе транзистора будут равны

$$u_B = [eR_B + E_B (R_H + R_{CB}) + I_{KB0} (R_H + R_{CB}) R_B] / (R_B + R_{CB} + R_H); \quad (4.10)$$

$$u = U^B = U_0^B = (E_K - I_{KB0} R_K) R_H / (R_H + R_K).$$

Режим отсечки сохраняется при условии  $u_B \leq e_{\text{э0}}$ . Решая уравнение  $u_B = e_{\text{э0}}$  относительно входного напряжения, найдем верхний порог ограничения:

$$E^B = e_{\text{э0}} + (R_{CB} + R_H) \left( \frac{e_{\text{э0}} - E_B}{R_B} - I_{KB0} \right).$$

Наклонный участок передаточной характеристики соответствует режиму усиления транзистора. Коэффициент передачи  $K$  мож-

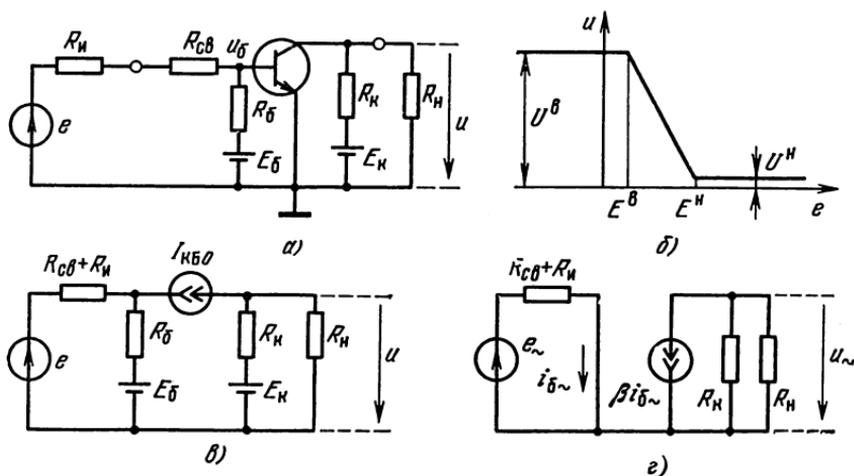


Рис. 4.8

но найти из эквивалентной схемы для переменных составляющих токов и напряжений, изображенной на рис. 4.8,  $z$ :

$$K = \frac{u_{\sim}}{e_{\sim}} = - \frac{\beta i_{6\sim} (R_K \parallel R_H)}{e_{\sim}} = - \frac{\beta R_K R_H}{(R_K + R_H)(R_{св} + R_H)}.$$

В режиме ограничения снизу ( $e > E^H$ ) транзистор насыщен, при этом напряжение на коллекторе близко к нулю, т. е.  $U^H = U_0^H \approx 0$ . Полагая в (4.3)  $K^B = K^H = 0$  и  $U_0^H \ll U_0^B$ , выразим  $E^H$  через найденные параметры  $E^B$ ,  $U^B$ ,  $K$ :

$$E^H = E^B + \frac{U^B}{K} = e_{\partial 0} + (R_{св} + R_H) \left( \frac{e_{\partial 0} - E_6}{R_6} - \frac{I_{КБ0}}{\alpha} + \frac{E_K}{\beta R_K} \right).$$

Для уменьшения влияния нестабильности тока  $I_{КБ0}$  на параметры ограничителя целесообразно сопротивление  $R_6$  выбирать из условия  $(e_{\partial 0} - E_6)/R_6 \gg I_{КБ0}$ . При этом из выражений для  $E^H$  и  $E^B$  члены, содержащие  $I_{КБ0}$ , можно исключить.

**Ограничитель с общей базой** (рис. 4.9). В режиме ограничения сверху ( $e > E^B$ ) транзистор закрыт. Используя упрощенную кусочно-линейную модель транзистора, получаем эквивалентную схему ограничителя (рис. 4.9,  $\theta$ ), из которой следует, что

$$u_{\partial} = [eR_{\partial} + E_{\partial} (R_H + R_{св})] / (R_{\partial} + R_{св} + R_H);$$

$$u = U^B = U_0^B = (E_K - I_{КБ0} R_K) R_H / (R_K + R_H).$$

Транзистор остается в режиме отсечки, пока  $u_{\partial} > -e_{\partial 0}$ , откуда

$$E^B = -e_{\partial 0} - (e_{\partial 0} + E_{\partial}) (R_{св} + R_H) / R_{\partial}.$$

Наклонный участок передаточной характеристики соответствует режиму усиления транзистора. Используя эквивалентную схему для переменных составляющих токов и напряжений (на рис. 4.9,  $z$ ),

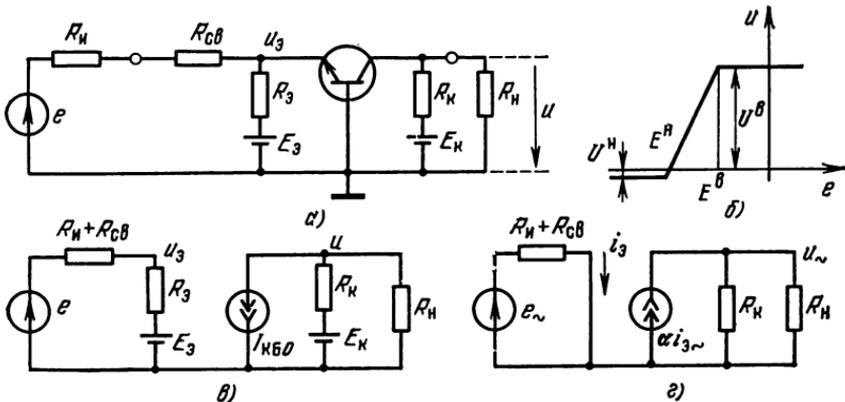


Рис. 4.9

найдем коэффициент передачи

$$K = \frac{u_{\sim}}{e_{\sim}} = \frac{\alpha i_{\partial \sim} (R_K \parallel R_H)}{e_{\sim}} = \frac{\alpha R_H R_K}{(R_H + R_K)(R_{CB} + R_H)}$$

В режиме ограничения снизу ( $e < E^H$ ) транзистор насыщен. На этом коллекторное напряжение определяется параметром —  $e_{\partial 0}$ , т. е.  $U^H = U_0^H = -e_{\partial 0}$ . Полагая в (4.3)  $K^H = K^B = 0$  и учитывая, что  $e_{H0} \approx e_{\partial 0}$ , получаем

$$E^H = E^B - \frac{U^B - U^H}{K} = -[e_{\partial 0} + e_{\partial 0}(R_{CB} + R_H) \left( \frac{1}{R_{\partial}} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H} \right) + \frac{(E_K - I_{KB0} R_K)(R_{CB} + R_H)}{\alpha R_K} + E_{\partial}(R_{CB} + R_H)/R_{\partial}]$$

Выбирая  $R_K$  из условия  $R_K I_{KB0} \ll E_K$ , можно устранить влияние обратного тока коллектора на характеристики ограничителя. Стабильность характеристики схемы с общей базой выше, чем схемы с общим эмиттером, поскольку относительное изменение  $\alpha$  в  $1 + \beta$  раз меньше, чем  $\beta$ .

**Ограничитель с общим коллектором** (рис. 4.10). В режиме ограничения снизу ( $e < E^H$ ) транзистор закрыт, при этом эквивалентная схема ограничителя принимает вид, показанный на рис. 4.10, откуда следует, что выражение для  $u_6$  совпадает с (4.10), а напряжение на коллекторе

$$u = U^H = -E_{\partial} R_H / (R_H + R_{\partial})$$

Условием запирания транзистора является неравенство  $u_6 - U^H < e_{\partial 0}$ , откуда

$$E^H = -E_{\partial} \frac{R_H}{R_H + R_{\partial}} - (E_{\partial} + E_6 + I_{KB0} R_6) \frac{R_{CB} + R_H}{R_6} + e_{\partial 0}$$

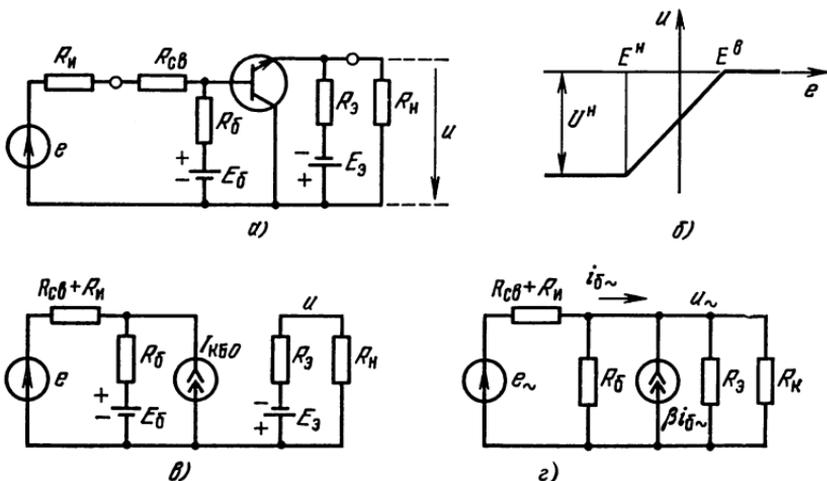


Рис. 4.10

Наклонный участок передаточной характеристики соответствует режиму усиления транзистора. Из эквивалентной схемы для переменных составляющих токов и напряжений (рис. 4.10, *з*) находим коэффициент передачи

$$K = \frac{u_{\sim}}{e_{\sim}} = \frac{R_{\sigma}}{R_{\sigma} + R_{св} + R_{и}} \left[ 1 + \frac{1}{1 + \beta} \frac{(R_{св} + R_{и}) \parallel R_{\sigma}}{R_{н} \parallel R_{э}} \right]^{-1}. \quad (4.11)$$

При  $\beta \gg 1$  выражение (4.11) можно упростить:

$$K \approx R_{\sigma} / (R_{\sigma} + R_{св} + R_{и}).$$

В режиме ограничения сверху ( $e > E^в$ ) транзистор насыщен, при этом выходное напряжение практически равно нулю:  $u = U^в - U_0^в \approx 0$ . Отсюда получаем, что

$$E^в = E^н - \frac{U_0^н}{K} = E_э \frac{R_{н}(R_{св} + R_{и})}{R_{\sigma}(R_{н} + R_э)} - (E_э + E_{\sigma} - e_{э0} + I_{кв0} R_{\sigma}) \frac{R_{св} + R_{и}}{R_{\sigma}} + e_{э0}.$$

По стабильности характеристик ограничитель с общим коллектором близок к ограничителю с общей базой. Его недостаток состоит в том, что  $K \leq 1$ .

**Ограничитель с эмиттерной связью** (рис. 4.11, *а*). В отличие от рассмотренных это устройство содержит два транзистора, образующих дифференциальный усилительный каскад. Основными достоинствами такого ограничителя является хорошая стабильность характеристик и высокое быстродействие. Последнее обусловлено тем, что для получения передаточной характеристики с двусторонним ограничением используют ключевые свойства только эмиттерных переходов. Коллекторные переходы в режиме как передачи сигнала, так и его ограничения закрыты (транзисторы работают

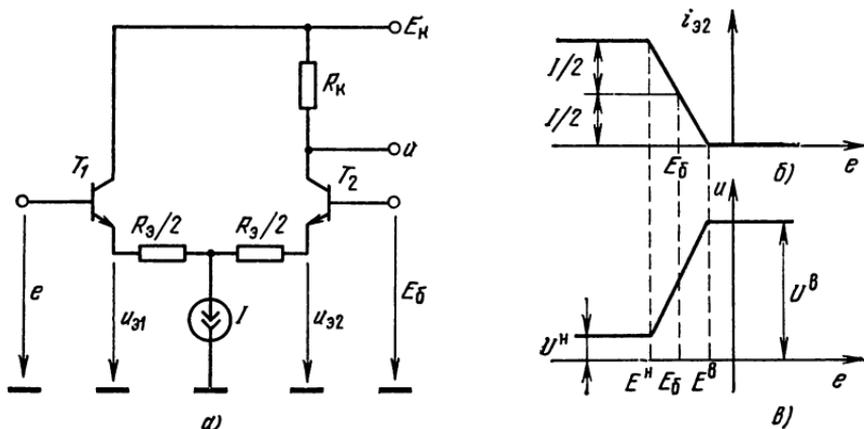


Рис. 4.11

в ненасыщенном режиме). При этом отсутствуют эффекты накопления и рассасывания избыточного заряда неосновных носителей в базе и коллекторе транзисторов.

Рассмотрим соотношения, определяющие параметры передаточной характеристики ограничителя с эмиттерной связью, и условия его правильной работы. Эмиттерные токи транзисторов складываются из двух составляющих, одна из которых обусловлена генератором тока  $I$ , другая — разностью напряжений  $u_{э1} - u_{э2}$ . При этом справедливы соотношения

$$i_{э1} = 0,5I + (u_{э1} - u_{э2})/R_э, \quad i_{э2} = 0,5I - (u_{э1} - u_{э2})/R_э.$$

Пренебрегая сопротивлением открытого эмиттерного перехода, малою по сравнению с  $R_э$ , можно считать, что в области пропускания сигнала  $u_{э1} - u_{э2} = e - E_б$ , поскольку напряжения база—эмиттер взаимно компенсируют друг друга.

Эмиттерный переход транзистора  $T_1$  закрывается при  $i_{э1} = 0$ , транзистора  $T_2$  — при  $i_{э2} = 0$ . Решая эти уравнения относительно входного сигнала, определяем пороговые напряжения

$$E^H = E_б - 0,5IR_э; \quad E^B = E_б + 0,5IR_э.$$

При закрытом  $T_1$  ток  $i_{э2} = I$ , откуда

$$u = U^H = U_0^H = E_к - I_{КБ0}R_к - I\alpha R_к \approx E_к - IR_к.$$

При закрытом  $T_2$   $i_{к2} = I_{КБ0}$ , поэтому

$$u = U^B = U_0^B = E_к - I_{КБ0}R_к \approx E_к.$$

Полагая  $K^H = K^B = 0$ , из (4.3) находим

$$K = \frac{U_0^B - U_0^H}{E^B - E^H} \approx \frac{R_н}{R_э}.$$

Для правильной работы ограничителя с эмиттерной связью необходимо обеспечить ненасыщенный режим работы транзистора в открытом состоянии. Для этого необходимо выполнить условие  $E_к - IR_к > E_б$ . Статические характеристики ограничителя показаны на рис. 4.11, в.

Симметрия схемы ограничителя с эмиттерной связью позволяет подавать входной сигнал одновременно на базы обоих транзисторов (рис. 4.12, а). В этом случае выходной сигнал  $u(t)$  представляет собой разность напряжений  $e_1 - e_2$ . Вход  $e_1$  называется прямым,

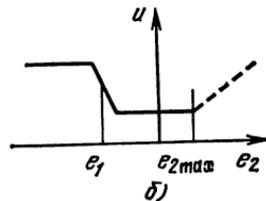
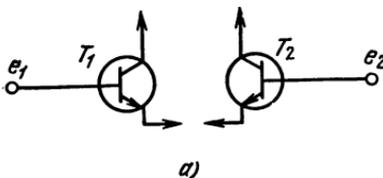


Рис. 4.12

вход  $e_2$  — инверсным. При фиксации  $e_1$  получаем передаточную характеристику  $u(e_2)$  (рис. 4.12, б), которая отличается от рассмотренной отрицательным коэффициентом передачи  $K$  в области пропускания сигнала. При увеличении  $e_2$  наступает момент насыщения транзистора  $T_2$ , начиная с которого изменение входного напряжения повторяет изменение входного (штриховая линия на рис. 4.12, б). Точка перехода  $T_2$  в режим насыщения определяет максимально допустимый уровень входного сигнала  $e_{2\max}$ .

#### 4.4. КЛЮЧЕВОЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ДВУСТОРОННИХ ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ

Рассмотренные транзисторные ограничители широко применяют в виде составных частей различных импульсных устройств: логических элементов, триггеров, мультивибраторов и т. д. При этом в большинстве случаев стационарные состояния имеют место лишь в областях ограничения, когда на выходе формируется напряжение, равное верхнему либо нижнему уровню ограничения. Такой режим работы двустороннего ограничителя называется ключевым.

Ограничитель, работающий в ключевом режиме, можно рассматривать как ключ, два состояния которого отличаются выходным напряжением. При этом область пропускания сигнала, задаваемая наклонным участком передаточной характеристики, представляет собой область входного (управляющего) сигнала, в которой состояние ключа не определено. Поэтому чем уже область пропускания сигнала, тем лучше ключевые свойства ограничителя. Идеальными ключевыми свойствами обладает устройство, передаточная характеристика которого представляет собой ступенчатую функцию. Все существующие типы ключей, используемые в импульсных устройствах, реализуют лишь квазиступенчатые передаточные точные характеристики с той или иной степенью приближения к идеалу.

В настоящее время в качестве составной части импульсных устройств все чаще используют дифференциальные усилители в интегральном исполнении с типовой передаточной характеристикой, показанной на рис. 4.13. Благодаря большому коэффициенту усиления в области пропускания сигнала ( $K \approx 10^3 \dots 10^5$ ) в большинстве случаев допустимо рассматривать ДУПТ как идеальный ключ. Наличие дифференциального входа придает такому ключу дополнительные функциональные возможности. Более подробно статические и динамические параметры ДУПТ, а также принципы их построения рассмотрены в § 13.5.

**Улучшение параметров ключевых элементов с помощью ДУПТ.** Рассмотрим схему сложного ключевого элемента, показанную на рис. 4.14, а. Его вольт-амперная характеристика  $i_{\text{кл}} = f(u_{\text{кл}})$  (рис. 4.14, б) определяется нелинейностью как диода, так и усилителя. При положительном  $u_{\text{кл}}$  диод открыт. В первом приближении вы-

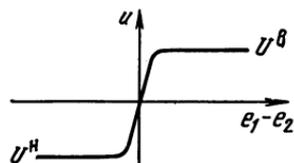


Рис. 4.13

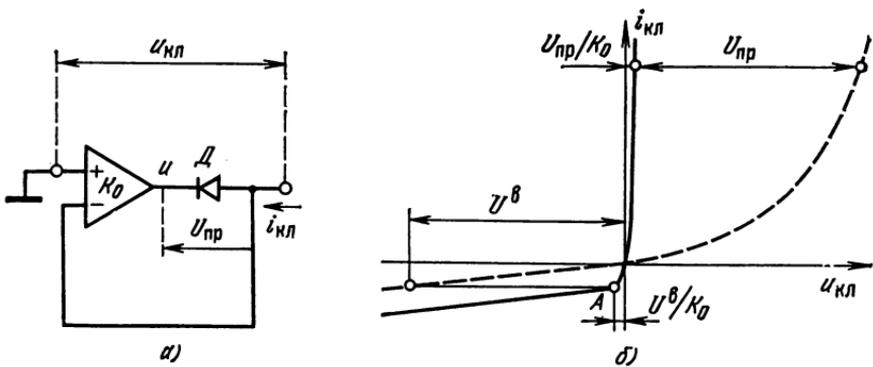


Рис. 4.14

ходное напряжение усилителя  $u \approx U_{пр}$ . Тогда при том же токе  $i_{кл}$  входное напряжение усилителя  $u_{кл} \approx U_{пр}/K_0$ , т. е. в рассматриваемом устройстве остаточные параметры замкнутого ключа уменьшаются в  $K$  раз. При отрицательном  $u_{кл}$  диод закрыт. До момента перехода усилителя в режим ограничения (точка  $A$ ) сопротивление ключевого элемента остается меньше обратного сопротивления диода в  $K_0$  раз. При дальнейшем увеличении  $|u_{кл}|$ , так как выходное напряжение усилителя перестает уменьшаться, дифференциальное сопротивление ключевого элемента резко возрастает, становясь равным обратному сопротивлению диода. Таким образом, построенный на основе ДУПТ ключевой элемент имеет вольт-амперную характеристику диодного типа, более резко изломанную по сравнению с вольт-амперной характеристикой полупроводникового диода.

Аналогично строится схема при обратном включении диода или при использовании вместо диода транзисторного ключевого элемента. Ключевые элементы на основе ДУПТ применяют в прецизионных устройствах ограничения, фиксации уровня (см. далее) и т. д.

Следует отметить, что в рассматриваемых устройствах статические параметры ключевых элементов улучшаются за счет ухудшения их быстродействия.

#### 4.5. ФИКСАЦИЯ НАЧАЛЬНОГО УРОВНЯ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Устройства фиксации уровня, называемые также устройствами восстановления постоянной составляющей сигнала, применяют для стабилизации основания или вершины импульсных сигналов на некотором определенном уровне при передаче импульсов напряжения или тока через цепи, содержащие разделительные конденсаторы, или трансформаторы.

Принцип действия их основан на том, что, коммутируя резисторы  $RC$ -цепи ключевыми устройствами, задают различные постоянные времени цепей заряда и разряда разделительного конденсатора (или цепей нарастания и убывания намагничивающего тока в

трансформаторе), на интервалах существования передаваемых импульсов и в промежутках между ними. Рассмотрим принципы фиксации уровня импульсов напряжения на выходе разделительных  $RC$ -цепей (рис. 4.15, а), в которых в паузе между импульсами ключ замкнут и разомкнут во время действия прямоугольного импульса (рис. 4.15, б).

Постоянные времени при разомкнутом и замкнутом ключе соответственно равны  $\tau_0 = CR$ ,  $\tau_1 = C(R \parallel r_{кл}) \approx Cr_{кл}$  (для  $R \gg r_{кл}$ ):

Условие баланса заряда (2.3а) в режиме динамического равновесия эквивалентно тому, что отношение «положительной» и «отрицательной» площадей выходного сигнала удовлетворяет соотношению

$$\frac{S_1}{S_0} = \frac{R}{R \parallel r_{кл}} = \frac{\tau_0}{\tau_1}. \quad (4.12)$$

Предположим, что для получения малых искажений формы сигнала  $C$  выбрана настолько большой, что выполняются условия

$$\tau_1 \gg T - \tau; \quad \tau_0 \gg \tau. \quad (4.13)$$

Форма выходного сигнала для данного случая изображена на рис. 4.15, в. Аппроксимируя заштрихованные площади  $S_0$ ,  $S_1$  прямоугольниками и используя (4.12), находим динамическое смещение

$$U_0 = E_m \left/ \left[ 1 + \frac{\tau_0}{\tau_1} \left( \frac{T}{\tau} - 1 \right) \right] \right. \quad (4.14)$$

Полученное соотношение остается справедливым и в случае, когда форма импульсов отличается от прямоугольной (штриховая линия на рис. 4.15, б). Значение  $E_m$  при этом определяется как амплитуда прямоугольного импульса, равновеликого (по площади) входному импульсу и равного ему по длительности.

На рис. 4.16 показаны зависимости динамического смещения  $U_0$  от скважности импульсной последовательности  $T/\tau$ , соответствующие

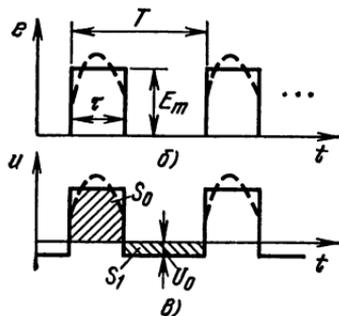
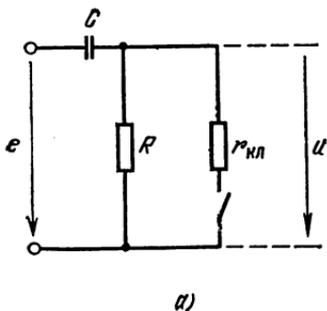


Рис. 4.15

щие выражению (4.14), при различных соотношениях  $\tau_0$  и  $\tau_1$ . Случай  $\tau_0 = \tau_1$  соответствует линейной (некоммутируемой) схеме. При этом имеется значительный диапазон значений скважности, в котором она существенно влияет на смещение  $U_0$ . При увеличении скважности за счет роста периода  $T$  с некоторого момента перестает выполняться условие  $\tau_1 \gg T$ , что приводит к более быстрому убыванию  $U_0$  (штриховая линия на рис. 4.16), чем следует из (4.14).

Режим фиксации имеет место при  $\tau_0 \gg \tau_1$ . При этом достаточно незначительного отклонения  $T/\tau$  от единицы, чтобы обеспечить практически нулевое значение  $U_0$ . При малых  $\tau_1$ , так как нарушается условие  $\tau_1 \gg T$ , скорость убывания  $U_0$  гораздо больше, чем следует из (4.14). Таким образом, в режиме фиксации практически во всем диапазоне возможных значений скважности обеспечивается постоянное (для рассматриваемой схемы нулевое) значение  $U_0$ .

Фиксация на уровне, отличном от нуля, обеспечивается в схеме, показанной на рис. 4.17, а, в которой последовательно с резистором разделительной цепи включается источник напряжения  $E_\Phi$ . Чтобы эффективность фиксации уровня не снижалась, внутреннее сопротивление этого источника должно быть мало по сравнению с сопротивлением  $r_{к.п.}$ . На практике для получения нужного напряжения часто вместо отдельного источника напряжения используют резисторный делитель напряжения, шунтируемый конденсатором большой емкости ( $C_\Phi \gg C$ , рис. 4.17, б), который обеспечивает малое выходное сопротивление для переменных составляющих тока. В рассматриваемой схеме для эффективной фиксации этого достаточно, поскольку постоянная составляющая тока через источник  $E_\Phi$  равна нулю.

Разновидности практических схем фиксации отличаются типом ключевого элемента и способом его коммутации.

Диодная схема фиксации по минимуму сигнала изображена на рис. 4.18, а. Диод открывается при отрицательном напряжении выходного сигнала и закрывается при положительном (рис. 4.15, б). С учетом внутреннего сопротивления источника сигнала постоянные времени разделительной цепи равны  $\tau_0 = C(R_{и} + R \parallel r_{обп})$ ,  $\tau_1 = C(R_{и} + R \parallel r_{пр})$ . Из этих выражений видно, что для получения режима фиксации надо увеличивать сопротивление  $R$  и обратное

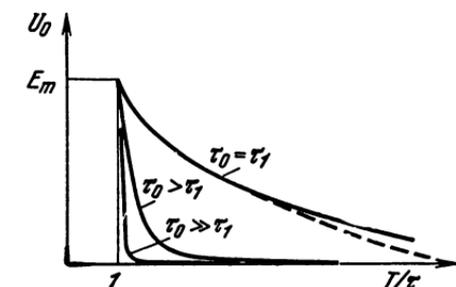


Рис. 4.16

сопротивление диода и уменьшать сопротивление  $R_{и}$  и прямое сопротивление диода  $r_{пр}$ .

Так как прямое сопротивление диода начинает резко увеличиваться при напряжении, меньшем  $e_0$ , реальная зависимость динамического смещения от скважности отличается от идеальной (рис. 4.18, б). Плавная зависимость  $U_0$  от скважности внутри интервала  $0 \dots e_0$

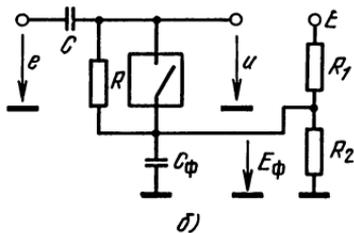
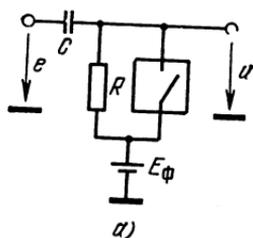


Рис. 4.17

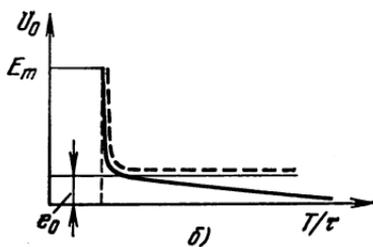
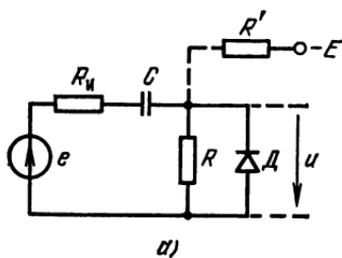


Рис. 4.18

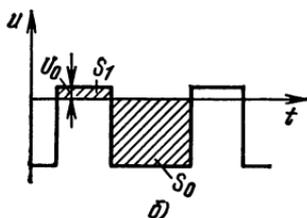
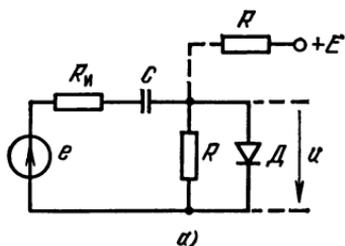


Рис. 4.19

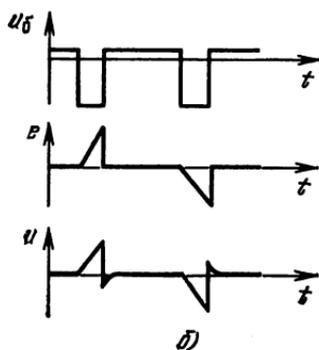
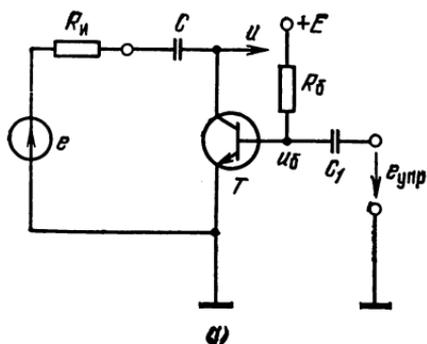


Рис. 4.20

часто оказывается недопустимой. Зависимость  $U_0(T/\tau)$  после введения элементов  $R', -E$  дана на рис. 4.18, б штриховой линией.

Диодная схема фиксации по максимуму сигнала, показанная на рис. 4.19, а, отличается от рассмотренной обратным включением диода. Поэтому диод открывается во время положительного напряжения выходного сигнала. Работа схемы при подаче на нее последовательности прямоугольных импульсов иллюстрируется временной диаграммой на рис. 4.19, б. Количественные соотношения, определяющие динамическое смещение  $U_0$ , справедливы для данной схемы, если за импульс считать отрицательное напряжение сигнала.

Управляемый фиксатор уровня в отличие от рассмотренных устройств позволяет фиксировать начальный уровень биполярного (относительного уровня фиксации) сигнала, что необходимо, например, при передаче сигналов в цветном телевидении, в индикаторных устройствах на электронно-лучевой трубке с радиально-круговой разверткой луча и др. Состояние ключевого элемента в таком фиксаторе определяется специальным сигналом  $e_{упр}$ , синхронизированным с передаваемым напряжением  $e$ .

Транзисторная схема управляемого фиксатора и временные диаграммы, иллюстрирующие ее работу, приведены на рис. 4.20. В отсутствие управляющего сигнала транзистор насыщен, поскольку его база через резистор  $R_б$  подключена к источнику питания  $+E$ . Так как в стационарном состоянии ток коллектора равен нулю, режим насыщения реализуется при любом токе базы  $i_б \approx \approx E_б/R_б$ . Однако для обеспечения малого сопротивления ключа в замкнутом состоянии ток базы желательно увеличивать.

Отрицательный импульс, поданный на управляющий вход, закрывает транзистор. В результате во время действия управляющего импульса через разделительную цепь можно передать импульс произвольной формы и полярности. Поскольку при уменьшении напряжения на коллекторе транзистора возникает опасность отпирания коллекторного перехода для правильной работы схемы необходимо, чтобы максимальная амплитуда отрицательных импульсов не превышала амплитуду импульсов управления.

**Фиксация уровня в усилительных устройствах.** Часто необходимо использовать разделительную  $RC$ -цепь на входе инвертирующего усилителя. В этом случае целесообразно включать ключевой фиксирующий элемент в цепь обратной связи (рис. 4.21). При этом постоянные времени цепи при разомкнутом и замкнутом

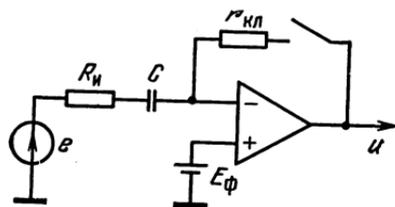


Рис. 4.21

ключах согласно (2.32) будут равны  $\tau_0 = C(R_n + R_{вх} \parallel (r_{раз}/K_0))$ ,  $\tau_1 = C(R_n + R_{вх} \parallel (r_{зам}/K_0))$ .

Режим фиксации ( $\tau_0 \gg \tau_1$ ) реализуется при условиях  $R_n \ll r_{вх}$ ,  $r_{раз}/K_i, r_{зам} \ll r_{раз}$ , где  $r_{вх}$  — входное сопротивление усилителя;  $r_{раз}$ ,  $r_{зам}$  — сопротивление ключа в разомкнутом и замкнутом состояниях.

В рассматриваемом устройстве фиксация осуществляется на уровне  $E_{\phi}$ . Погрешность ее определяется приведенным ко входу смещения нуля усилителя и остаточным напряжением ключевого элемента.

#### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ

- 4.1. Амплитудный ограничитель по максимуму имеет параметры  $K = 1$ ,  $U_0 = 0$ ,  $K^B = 0,1$ ,  $U_0^B = 5$  В. Определить  $E^B$ ,  $U^B$  и нарисовать форму выходного напряжения, если на вход подается синусоидальный сигнал с амплитудой 10 В.
- 4.2. Передаточная характеристика амплитудного ограничителя задана выражением  $u = \max(e; 0,1 e)$ . Определить тип ограничителя, представить его передаточную характеристику в виде графика и нарисовать форму выходного напряжения при синусоидальном входном сигнале с амплитудой 5 В.
- 4.3. Решить задачу 4.2, если  $u = \min[\max(e, 0,1 e), 2 + 0,1 e]$ .
- 4.4. Перечислить типы диодных ограничителей, указать чем различаются их характеристики.
- 4.5. Используя кусочно-линейную модель диода, определить передаточную характеристику двустороннего параллельного диодного ограничителя. Найти выражения для параметров  $K$ ,  $K^B$ ,  $K^H$ ,  $E^B$ ,  $E^H$  с учетом внутреннего сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки.
- 4.6. Решить задачу 4.5 для последовательного и параллельно-последовательного диодного ограничителя.
- 4.7. Построить схему последовательного двустороннего диодного ограничителя с порогами ограничения  $E^H = 10$  В,  $E^B = 30$  В, работающего от источника напряжения  $E = 100$ . В расчетах использовать модель идеального диода.
- 4.8. В параллельном диодном ограничителе по схеме рис. 4.2, а в качестве диода включен кремниевый стабилитрон с напряжением пробоя 5,6 В. Построить приближенную передаточную характеристики ограничителя, если  $E = 2$  В.
- 4.9. Построить передаточную характеристику операционного ограничителя по схеме рис. 4.2, л, в котором отсутствуют источники смещения ( $E_1 = E_2 = 0$ ), а в качестве диодов использованы кремниевые диоды Д219 (см. табл. 3.1, 3.2).
- 4.10. Построить передаточную характеристику операционного ограничителя по схеме рис. 4.2, к, в котором  $E = 0$ , а в качестве диода использован кремниевый стабилитрон с напряжением пробоя 4,7 В.
- 4.11. Используя схему параллельно-последовательного ограничителя, построить диодные ключевые устройства, формирующие на выходе напряжение, равное максимальному и минимальному из двух входных напряжений  $e_1$ ,  $e_2$ . Построить аналогичные схемы с большим числом входов.
- 4.12. На вход параллельного диодного ограничителя по схеме рис. 4.2, имеющего  $R = 1$  кОм,  $E = 5$  В, подается прямоугольный импульс длительностью 10 мкс, амплитудой 12 В, причем в отсутствие импульса  $e = -2$  В. Определить форму выходного напряжения, если ограничитель нагружен на емкость  $C_H = 1$  нФ, а внутреннее сопротивление источника сигнала равно 50 Ом. Используя модель идеального диода, рассчитать длительности фронта и среза выходного импульса.
- 4.13. Решить задачу 4.12 для последовательного ограничителя по схеме рис. 4.2, б.
- 4.14. Решить задачу 4.12 для параллельно-последовательного ограничителя по схеме рис. 4.2, в которой  $E_{\text{пит}} = 20$  В,  $R_1 = 1$  кОм.
- 4.15. Решить задачу 4.12 для двустороннего последовательно-параллельного ограничителя (рис. 4.2, и), в котором  $E_{\text{пит}1} = E_{\text{пит}2} = 20$  В,  $R_1 = 1$  кОм,  $R_2 = 5$  кОм.

- 4.16. Построить схему транзисторного ограничителя с ОЭ, имеющего максимальную амплитуду выходного сигнала 5 В и пороги ограничения  $E^в = 0,5$  В,  $E^н = 1,5$  В. Параметры транзистора:  $\beta = 40$ ,  $e_{э0} = 0,6$  В,  $I_{КБ0} = 0$ ,  $I_{Кдоп} = 10$  мА.
- 4.17. Построить ВАХ ключевого устройства по схеме рис. 4.18, а и определить ее параметры используя кусочно-линейную модель диода с параметрами  $r_{обр} = 10^6$  Ом,  $r_{пр} = 10$  Ом,  $e_0 = 0,6$  В. Коэффициент передачи усилителя  $K_0 = 10^4$ , а ограничение сигнала на его выходе происходит на уровнях  $\pm 10$  В.
- 4.18. На входе диодной схемы фиксации по минимуму сигнала (рис. 4.21) действует периодическая последовательность положительных импульсов с амплитудой  $E$  и скважностью  $Q$ . Используя кусочно-линейную модель диода, соответствующую схеме замещения рис. 3.6, б и предполагая, что  $T \ll C(R_{н} + r_{пр})$ , выразить токи заряда и разряда конденсатора  $C$  через значения выходного напряжения; сформулировать условие, обеспечивающее отпирание диода в паузе между импульсами; найти зависимость  $U_0(Q)$  на основе условия баланса заряда и разряда конденсатора  $i_{зар} = i_{раз}(Q - 1)$ .  
 Определить область значений скважности  $Q$ , в которой в паузе между импульсами диод открыт. Как влияет на указанную область подключения  $R$  к источнику напряжения  $-e_0$  (см. рис. 4.21, а).

## Глава 5

### ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

#### 5.1. ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНЫХ ФУНКЦИЙ

Основной предпосылкой цифровой обработки информации является возможность ее представления совокупностью двоичных переменных  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , каждая из которых может принимать значения 0 или 1 (называемые иногда логическим 0 и логической 1). При этом единичное значение двоичной переменной интерпретируется либо как величина (в позиционной двоичной системе счисления), либо как указание на то, что внутри устройства или на его входе произошло определенное событие. Таким событием может быть, например, замыкание ключа, смена полярности изменяющегося во времени напряжения, переключения тумблера на панели управления прибором, замыкание концевого выключателя в электромеханическом устройстве, возвращение отраженного зондирующего импульса в радиолокаторе и т. д.

Одной из основных операций цифровой обработки информации является реализация функциональных зависимостей  $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ , ставящих в соответствие каждой комбинации значений двоичных переменных  $x_1, x_2, \dots, x_n$  значение двоичной переменной  $y$ . Функция такого типа называется переключательной (или логической). В качестве примера рассмотрим арифметическую операцию сложения величин  $A$  и  $B$ , представленных числами в двоичной си-

стеме счисления:  $a_1, a_2, \dots, a_N$  и  $b_1, b_2, \dots, b_N$ . Определение суммы  $C = A + B$  сводится к нахождению двоичного числа  $c_1, c_2, \dots, c_{N'}$ , каждый разряд которого есть переключательная функция двоичных переменных:  $a_1, a_2, \dots, a_N, b_1, b_2, \dots, b_N$ , т. е.  $c_i = f_i(a_1, a_2, \dots, a_N; b_1, b_2, \dots, b_N)$ ,  $i = 1, 2, \dots, N'$ .

Переключательную функцию можно задать таблицей, в левой части которой перечисляются комбинации значений аргументов, в правой — значения функции. В одной таблице можно привести несколько функций от одних и тех же аргументов. В качестве примера, рассмотрим переключательные функции, заданные табл. 5.1, реализующие сложение двухразрядных чисел  $A$  и  $B$ . Результат сложения есть трехразрядное число  $C$ . Таблица задает функции:  $c_1(a_1, a_2; b_1, b_2)$ ,  $c_2(a_1, a_2; b_1, b_2)$ ,  $c_3(a_1, a_2; b_1, b_2)$ . Правильность таблицы можно проверить для каждой строки, выполняя операцию сложения. Например, для строки 11 имеем

$$\begin{array}{r} + 10 \\ + 11 \\ \hline 101 \end{array} \equiv \begin{array}{r} + 2 \\ + 3 \\ \hline 5 \end{array}.$$

Таблица 5.1

Переключательные функции

Номер строки	$a_1$	$a_2$	$b_1$	$b_2$				Номер строки	$a_1$	$a_2$	$b_1$	$b_2$	$c_1$	$c_2$	$c_3$
					$c_1$	$c_2$	$c_3$								
0	0	0	0	0	0	0	0	8	1	0	0	0	0	1	0
1	0	0	0	1	0	0	1	9	1	0	0	1	0	1	1
2	0	0	1	0	0	1	0	10	1	0	1	0	1	0	0
3	0	0	1	1	0	1	1	11	1	0	1	1	1	0	1
4	0	1	0	0	0	0	1	12	1	1	0	0	0	1	1
5	0	1	0	1	0	1	0	13	1	1	0	1	1	0	0
6	0	1	1	0	0	1	1	14	1	1	1	0	1	0	1
7	0	1	1	1	1	0	0	15	1	1	1	1	1	1	0

Переключательную функцию можно задать в аналитической форме, т. е. в виде некоторого выражения, описывающего последовательность элементарных операций над аргументами функции. Совокупность переключательных функций, определяющая набор элементарных операций, достаточных для реализации любой переключательной функции, называется базисом. Рассмотрим в качестве элементарных операций логическое сложение (дизъюнкцию), умножение (конъюнкцию), отрицание (инверсию).

Логической суммой (дизъюнкцией) переменных  $x_1, x_2, \dots, x_N$  называется двоичная переменная  $y$ , принимающая нулевое значение тогда и только тогда, когда все слагаемые одновременно равны нулю. Иначе говоря, для того чтобы сумма была равна 1, достаточно, чтобы было равно 1 хотя бы одно из слагаемых. Логическая сумма обозначается  $y = x_1 + x_2 + \dots + x_N$  или  $y = x_1 \vee x_2 \vee \dots \vee x_N$ , читается  $x_1$ , или  $x_2$ , или ..., или  $x_N$ .

Логическим произведением (конъюнкцией) переменных  $x_1, x_2, \dots, \dots, x_N$  называется двоичная переменная  $y$ , принимающая единичное значение тогда и только тогда, когда все множители одновременно равны единице. Другими словами, чтобы произведение было равно нулю, достаточно иметь нулевое значение одного множителя. Логическое произведение обозначается  $y = x_1 x_2 \dots x_N$  или  $y = x_1 \wedge x_2 \wedge \dots \wedge x_N$ , читается  $x_1$ , и  $x_2$ , и  $\dots$ , и  $x_N$ .

Логическим отрицанием (инверсией) переменной  $x$  является двоичная переменная  $y$ , принимающая единичное (нулевое) значение тогда и только тогда, когда  $x$  равно нулю (единице). Логическое отрицание обозначается  $y = \bar{x}$ ; читается не  $x$ .

Перечисленные операции образуют так называемую булеву алгебру. Известно, что любую переключательную функцию можно представить аналитическим выражением в булевой алгебре, т. е. совокупность логических функций, состоящая из логических сложения, умножения и отрицания, является базисом.

Представление переключательной функции в булевой алгебре неоднозначно, т. е. возможны эквивалентные преобразования выражений. Правила преобразований определяются следующими аксиомами:

$$1) \bar{\bar{x}} = x \text{ — закон двойного отрицания;}$$

$$2) \left. \begin{array}{l} xy = yx, \\ x + y = y + x \end{array} \right\} \text{— коммутативный закон для умножения и сложения;}$$

$$3) \left. \begin{array}{l} x(yz) = (xy)z, \\ x + (y + z) = (x + y) + z \end{array} \right\} \text{— сочетательный закон для умножения и сложения;}$$

$$4) \left. \begin{array}{l} x(y + z) = xy + xz, \\ x + yz = (x + y)(x + z) \end{array} \right\} \text{— распределительные законы;}$$

$$5) \left. \begin{array}{l} xx = x, \\ x0 = 0, \\ x1 = x, \\ x\bar{x} = 0 \end{array} \right\} \text{— правила умножения;}$$

$$6) \left. \begin{array}{l} x + x = x, \\ x + 0 = x, \\ x + 1 = 1, \\ x + \bar{x} = 1 \end{array} \right\} \text{— правила сложения;}$$

$$7) \left. \begin{array}{l} \overline{x + y} = \bar{x}\bar{y} \\ \overline{xy} = \bar{x} + \bar{y} \end{array} \right\} \text{— законы инверсии де Моргана.}$$

В качестве примера аналитического представления переключательных функций в булевой алгебре рассмотрим формулы

$$c_3 = a_2 \bar{b}_2 + \bar{a}_2 b_2,$$

$$c_2 = (a_1 \bar{b}_1 + \bar{a}_1 b_1) \overline{a_2 b_2} + \overline{(a_1 \bar{b}_1 + \bar{a}_1 b_1)} a_2 b_2,$$

$$c_1 = a_1 b_1 + a_2 b_2 (a_1 + b_1),$$

определяющие операцию сложения двухразрядных двоичных чисел. Подставляя значения аргументов, легко проверить, что значения функций, задаваемые аналитическим выражением, совпадают с табличными.

Логическим элементом (ЛЭ) или логической схемой называется устройство, реализующее заданную переключательную функцию. Обычно такое устройство имеет  $M \geq 1$  входов и один выход. На функциональных и структурных схемах ЛЭ условно изображается прямоугольником, внутри которого записана реализуемая им переключательная функция (рис. 5.1, а). Функция логического сложения условно обозначается символом  $+$ , умножения — символом  $\&$ . Инверсия на выходе (входе) ЛЭ обозначается кружком на выходе (входе) прямоугольника. Элемент, выполняющий операцию логического отрицания, называется инвертором (рис. 5.1, б), элементы, выполняющие операции логического сложения и умножения, называются дизъюнктом (рис. 5.1, в) и конъюнктом (рис. 5.1, г). Инвертор, дизъюнктор и конъюнктор иногда называют элементами НЕ, ИЛИ, И соответственно.

В общем случае переключательную функцию реализуют, соединяя несколько ЛЭ, каждый из которых выполняет одну из базисных функций. При использовании булева базиса логическая схема состоит из элементов перечисленных типов. Конфигурация схемы однозначно связана с аналитическим выражением реализуемой ею переключательной функции в булевой алгебре. Рассмотрим в качестве примера функцию  $c_1 = a_1 b_1 + a_2 b_2 (a_1 + b_1)$ . Запишем ее в виде системы уравнений

$$x_1 = a_1 b_1,$$

$$x_2 = a_1 + b_1,$$

$$x_3 = x_2 a_2 b_2,$$

$$c_1 = x_1 + x_3,$$

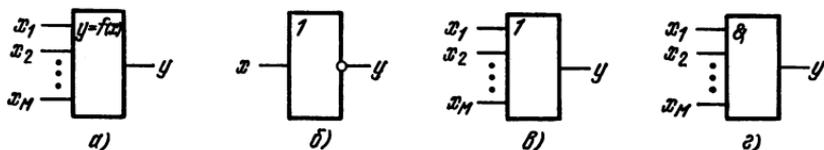


Рис. 5.1

каждое из которых реализуется одним элементом, а вся функция — схемой, показанной на рис. 5.2.

Число типов ЛЭ, используемых при построении логической схемы, можно уменьшить, используя базисные системы, отличные от булевой. Наиболее распространены системы, содержащие одну операцию. Из них наиболее удобными являются следующие:

— базис ИЛИ—НЕ, образованный логической операцией «стрелка Пирса»:

$$y = x_1 \downarrow x_2 \downarrow \dots \downarrow x_m = \overline{x_1 + x_2 + \dots + x_m}, \quad m = 1, 2, \dots, M.$$

Условное обозначение элемента ИЛИ—НЕ, реализующего операцию «стрелка Пирса», показано на рис. 5.3, а;

— базис И—НЕ, образованный логической операцией «штрих Шеффера»:

$$y = x_1/x_2/\dots/x_m = \overline{x_1 + x_2 \dots x_m}, \quad m = 1, 2, \dots, M.$$

Условное обозначение элемента И—НЕ, реализующего операцию «штрих Шеффера», показано на рис. 5.3, б.

Переход от выражений булевой алгебры к выражениям в базисе ИЛИ—НЕ (И—НЕ) основан на использовании аксиом 1 и 7:

$$x_1 x_2 \dots x_m = \overline{\overline{x_1 x_2 \dots x_m}} = \overline{x_1/x_2/\dots/x_m} = \overline{x_1} \downarrow \overline{x_2} \downarrow \dots \downarrow \overline{x_m};$$

$$x_1 + x_2 + \dots + x_m = \overline{\overline{x_1 + x_2 + \dots + x_m}} = \overline{x_1/x_2/\dots/x_m} = \overline{x_1} \downarrow \overline{x_2} \downarrow \dots \downarrow \overline{x_m}.$$

В теоретических исследованиях цифровых устройств применяют базисную систему алгебраического типа, образуемую операциями умножения и сложения по модулю 2. Операция умножения по модулю 2 совпадает с логическим умножением (конъюнкцией). Сложение определяется следующим правилом: сумма двоичных слагаемых  $x_1, x_2, \dots, x_M$  (обозначается  $x_1 \oplus x_2 \oplus \dots \oplus x_M$ ) принимает значение 1, если число слагаемых в сумме, имеющих значение 1, нечетно. Это правило для фиксированного  $M$  можно записать выражением

в булевой алгебре. Для двух слагаемых, например,  
 $x_1 \oplus x_2 = x_1 \overline{x_2} + \overline{x_1} x_2.$

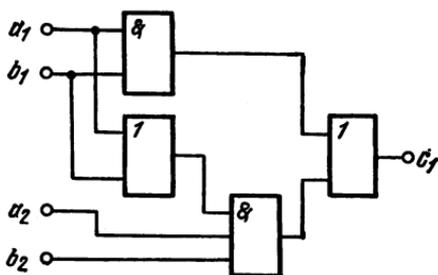


Рис. 5.2

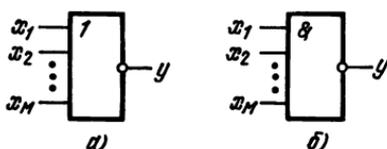


Рис. 5.3

## 5.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

**Физическое представление двоичных переменных.** Обычно за параметр, эквивалентный значению двоичной переменной, принимают выходное напряжение ЛЭ. Элементы, в которых значение двоичной переменной задается уровнем постоянного напряжения, называются потенциальными. В них для передачи постоянных значений логических переменных необходима кондуктивная связь между каскадами. В общем случае в цепях связи можно применять реактивные компоненты (катушки, конденсаторы), которые, однако, играют лишь вспомогательную роль. Потенциальные ЛЭ без реактивностей наиболее приспособлены к реализации методами микроэлектронной технологии.

При потенциальном способе представления двоичной переменной двум ее значениям ставится в соответствие два уровня напряжения: низкий  $U^н$  и высокий  $U^в$  (рис. 5.4). Положительной (прямой) логикой называется соответствие единичного значения переменной высокому уровню  $U^в$ . Отрицательной (инверсной) логикой называется соответствие единичного значения переменной низкому уровню  $U^н$ .

Кроме потенциальных применяют импульсные ЛЭ, в которых значение выходной логической переменной определено на интервале действия тактового (управляющего) импульса, подаваемого на специальный вход ЛЭ. Логической 1 обычно ставится в соответствие появление импульса на выходе элемента (рис. 5.5, а), логическому 0 — отсутствию его (рис. 5.5, б). В настоящее время в связи с развитием микроэлектроники импульсные ЛЭ находят ограниченное применение.

Рассмотрим основные характеристики потенциальных ЛЭ, обуславливающих специфику их использования в цифровых устройствах: нагрузочную способность, потребляемую мощность, передаточную характеристику, статическую помехоустойчивость, динамические характеристики, определяющие скорость переключения ЛЭ.

**Нагрузочная способность.** Нагрузочная способность ЛЭ характеризуется коэффициентом объединения по входу  $M$  и коэффициентом разветвления по выходу  $N$ . Коэффициент  $M$  равен максимальному числу ЛЭ, которые можно подключить ко входу данного элемента. Для большинства устройств он совпадает с числом физических входов ЛЭ. Коэффициент  $N$  равен наибольшему числу ЛЭ, которое можно подключить к выходу данного элемента.

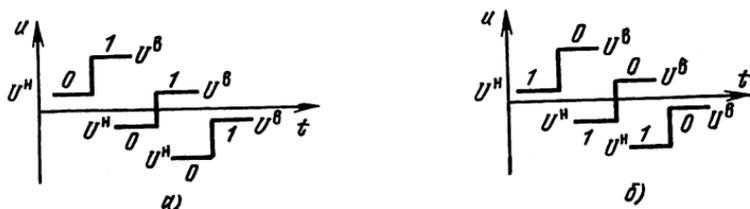


Рис. 5.4

Коэффициенты  $M$  и  $N$  определяют логические возможности элемента. Обычно увеличение  $M$  и  $N$  сопровождается ухудшением таких параметров ЛЭ, как надежность, быстродействие и т. п. Типичные значения коэффициентов  $M$  и  $N$  лежат в пределах 4 ... 10.

**Потребляемая мощность.** Потребляемая мощность ЛЭ является одним из важных параметров, от которого в большинстве случаев зависит максимальная плотность упаковки элементов в единице объема. Значение потребляемой мощности связано с состоянием ЛЭ. Обозначим: через  $P^0$  — мощность, потребляемую ЛЭ в статическом состоянии логического 0; через  $P^1$  — мощность, потребляемую ЛЭ в статическом состоянии логической 1;  $P^{01}$  — мощность, потребляемую при переключении ЛЭ из нулевого состояния в единичное; через  $P^{10}$  — мощность, потребляемую элементом при переключении из единичного состояния в нулевое.

Существует два типа ЛЭ. Первые при переключении потребляют приблизительно такую же мощность, как и в статическом состоянии. Вторые характеризуются низкой потребляемой мощностью в статических состояниях и высокой при переключении. Средняя потребляемая мощность элементов первого типа равна  $\bar{P} = 0,5 (P^0 + P^1)$ . Для характеристики элементов второго типа кроме средней потребляемой мощности используют также среднюю мощность, потребляемую элементом при максимальной частоте переключения.

**Статическая передаточная характеристика ЛЭ.** Статической передаточной (амплитудной) характеристикой ЛЭ называется зависимость его выходного напряжения  $u_y$  от медленно изменяющегося входного напряжения  $u_x$ . Возможны два типа этих характеристик: прямая (рис. 5.6, а) и инверсная (рис. 5.6, б). Первая

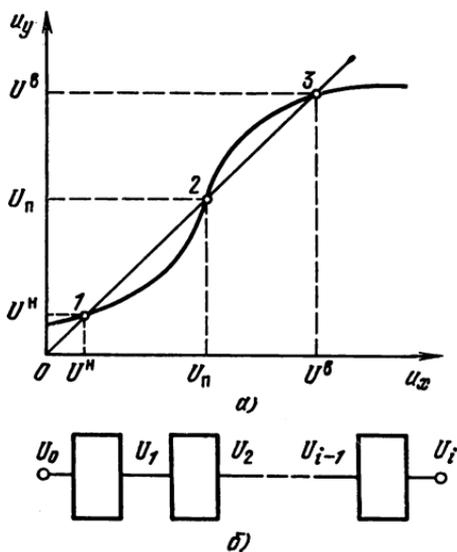


Рис. 5.5

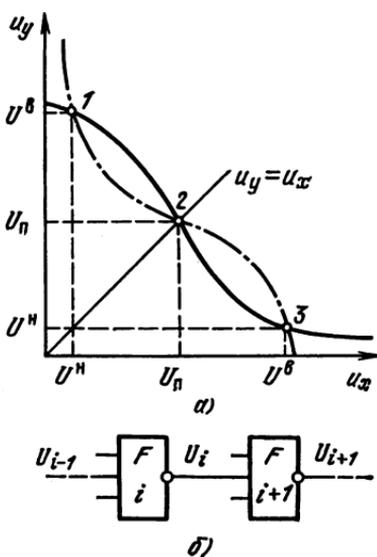


Рис. 5.6

реализуется в элементах неинвертирующего типа (И, ИЛИ), вторая — в инвертирующих (НЕ, И—НЕ, ИЛИ—НЕ). Для прямой характеристики знаки приращений  $\Delta u_x$  и  $\Delta u_y$  всегда совпадают, для инверсной — противоположны.

Фундаментальным свойством ЛЭ, которое обеспечивается видом его передаточной характеристики и позволяет выделить ЛЭ из класса ключевых схем, является свойство восстановления логических уровней сигнала. Это свойство означает, что если на вход ЛЭ подана комбинация напряжений, воспринимаемая им как комбинация значений двоичных переменных, то на выходе ЛЭ формируется напряжение, воспринимаемое следующим элементом, аналогичным первому, как 0 или 1. Свойство восстановления должно сохраняться в условиях воздействия помех технологического разброса, температурного и временного дрейфа параметров компонентов.

Для изучения связи между формой передаточной характеристики ЛЭ и свойством восстановления логических уровней рассмотрим процессы распространения сигнала по цепи из каскадно соединенных ЛЭ.

Распространение сигнала в цепи из неинвертирующих ЛЭ, изображенной на рис. 5.5, 6, описывается последовательностью напряжений  $U_1, U_2, \dots, U_i, \dots$  при заданном входном напряжении  $U_0$ . Предположим, все элементы цепи идентичны и обладают передаточной характеристикой, пересекающей так называемую прямую единичного усиления  $u_y = u_x$  в трех точках: 1 ... 3 (рис. 5.5, а). Координаты этих точек обозначены через  $U^n, U_{\text{пор}}, U^b$ . Поскольку точки пересечения лежат на прямой  $u_y = u_x$ , напряжения  $U^n, U_{\text{пор}}, U^b$ , поданные на вход цепи, распространяются в ней без изменения. Из-за того, что коэффициент передачи ЛЭ в точках 1 и 3 меньше единицы, небольшие случайно возникающие отклонения передаваемого напряжения от  $U^n$  или  $U^b$  будут затухать. В точке 2, наоборот, коэффициент передачи ЛЭ больше единицы, поэтому малейшее отклонение входного напряжения  $U_0$  от  $U_{\text{пор}}$  при дальнейшем распространении сигнала усиливается, причем в зависимости от знака начального отклонения передаваемое напряжение  $U_i$  стремится либо к уровню  $U^n$ , либо к уровню  $U^b$ . Фактически уровень  $U_{\text{пор}}$  является границей раздела (порогом) между областями сходимости к  $U^n$  и к  $U^b$ .

Таким образом, при трех точках пересечения передаточной характеристики с прямой единичного усиления в цепи ЛЭ обеспечивается устойчивое восстановление двух уровней напряжений  $U^n$  и  $U^b$ , которые можно рассматривать как низкий и высокий логические уровни передаваемого сигнала. При отклонении входного напряжения от  $U^n$  и  $U^b$  цепь ЛЭ воспринимает  $u_x < U_{\text{пор}}$  как низкий логический уровень и  $u_x > U_{\text{пор}}$  как высокий логический уровень.

Сравним рассмотренную передаточную характеристику, имеющую три точки пересечения с прямой единичного усиления, с пере-

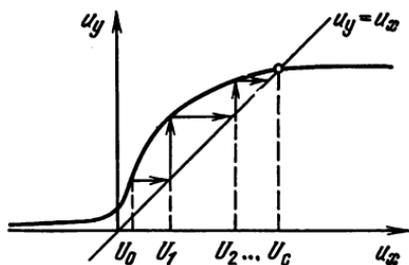


Рис. 5.7

даточной характеристикой, имеющей единственную точку пересечения с прямой  $u_y = u_x$  (рис. 5.7). Поскольку справа от точки пересечения  $u_y < u_x$ , а слева  $u_y > u_x$ , то последовательность напряжений  $U_0, U_1, \dots$  убывает при  $U_0 > U_c$  (рис. 5.7) и возрастает при  $U_0 < U_c$ . В обоих случаях последовательность  $U_0, U_1, \dots$  стремится к

$U_c$ . Это означает, что в процессе распространения сигнала по цепи происходит смешение двух различных уровней напряжения, необходимых для представления двоичной переменной. Характеристика на рис. 5.7 имеет участок, соответствующий коэффициенту передачи ЛЭ больше единицы. Этого, однако, недостаточно для выполнения условия восстановления двух логических уровней напряжения. Кроме того, для выполнения условий восстановления логических уровней сигнала требуется, чтобы коэффициент передачи неинвертирующего ЛЭ был больше единицы в точке пересечения передаточной характеристики с прямой единичного усиления, поскольку в этом случае из-за ограниченного диапазона изменения  $u_y$  всегда будут существовать еще не менее двух точек пересечения, которым соответствует коэффициент передачи меньше единицы.

**Распространение сигнала в цепи из инвертирующих ЛЭ.** Свойства цепи из инвертирующих ЛЭ следуют из свойства цепи из неинвертирующих ЛЭ, если два каскадно включенные инвертирующие ЛЭ рассматривать как элементное неинвертирующее звено (рис. 5.6, б). Выясним, какой должна быть передаточная характеристика инвертирующего ЛЭ, чтобы передаточная характеристика неинвертирующего звена имела три точки пересечения с прямой единичного усиления.

Единственная точка пересечения передаточной характеристики инвертирующего ЛЭ с прямой  $u_y = u_x$  (точка 2 на рис. 5.6, а) определяет напряжение  $u_x = U_{пор}$ , передаваемое через элемент без изменения. Отсюда следует, что передаточная характеристика неинвертирующего звена также пересекает прямую  $u_y = u_x$  в точке 2. Причем в этой точке коэффициент передачи звена равен произведению коэффициентов передачи одиночных ЛЭ. Поэтому для существования еще двух точек пересечения результирующей характеристики с прямой единичного усиления достаточно потребовать, чтобы модуль коэффициента передачи инвертирующего ЛЭ в точке 2 был больше единицы.

Так как модуль коэффициента передачи работоспособного ЛЭ в точке 2 должен быть больше единицы, его передаточная характеристика пересекает свое зеркальное изображение (штриховая линия на рис. 5.6, а) кроме точки 2 еще в двух точках (1 и 3), симметричных относительно прямой  $u_y = u_x$ . Координаты точек 1 и 3 опреде-

ляют уровни  $U^a$  и  $U^b$ , передаваемые через составное звено без изменения.

Таким образом, при наличии трех точек пересечения передаточной характеристики со своим зеркальным изображением в цепи из инвертирующих ЛЭ обеспечивается устойчивое восстановление низкого  $U^a$  и высокого  $U^b$  логических уровней передаваемого сигнала. Это означает, что при отклонении входного напряжения  $u_x$  от стационарных уровней цепь из инвертирующих ЛЭ воспринимает  $u_x < U_{\text{пор}}$  как низкий уровень и  $u_x > U_{\text{пор}}$  как высокий.

**Влияние разброса характеристик.** На практике приходится сталкиваться со случаем, когда передаточные характеристики элемента имеют разброс, т. е. могут лежать в некоторой области (заштрихованная область на рис. 5.8, 5.9). Причиной разброса может быть неидентичность параметров компонентов, различия в условиях работы: нагрузке, количестве используемых входов и т. д.

Область возможных передаточных характеристик ЛЭ можно определить, задавая ее границы сверху и снизу. В дальнейшем будем обозначать верхнюю границу передаточной характеристики через  $\text{MAX } F$ , нижнюю — через  $\text{MIN } F$ .

Разброс передаточной характеристики ЛЭ приводит к тому, что:

— логическим уровням 0 и 1 соответствуют непересекающиеся интервалы напряжений  $(U_{\text{min}}^a, U_{\text{max}}^a)$  и  $(U_{\text{min}}^b, U_{\text{max}}^b)$ . Свойство восстановления логических уровней сводится при этом к способности сохранять выходные напряжения внутри указанных интервалов;

— пороговое напряжение ЛЭ лежит в интервале  $(U_{\text{пор min}}, U_{\text{пор max}})$ . Цепь из ЛЭ воспринимает  $u_x < U_{\text{пор min}}$  как низкий уровень напряжения и  $u_x > U_{\text{пор max}}$  как высокий. Область входных напряжений внутри интервала  $(U_{\text{пор min}}, U_{\text{пор max}})$  является областью неопределенности, в которой появление 0 и 1 на выходе цепи зависит от случайных факторов.

Для неинвертирующего ЛЭ  $U_{\text{max}}^a, U_{\text{пор min}}, U_{\text{max}}^b$  определяются точками пересечения прямой единичного усиления с  $\text{MAX } F$ ,

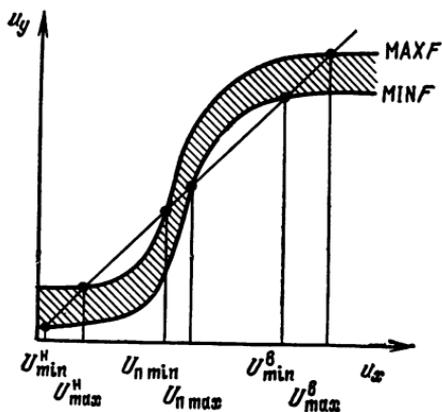


Рис. 5.8

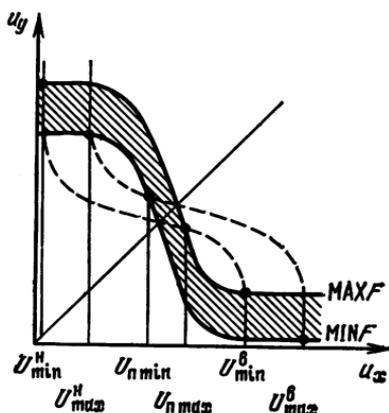


Рис. 5.9

а  $U_{\min}^в$ ,  $U_{\text{пор max}}$ ,  $U_{\text{пор min}}^н$  — точками пересечения прямой единичного усиления с  $\text{MIN } F$  (рис. 5.8). Для инвертирующего ЛЭ  $U_{\text{max}}^в$ ,  $U_{\text{пор min}}$ ,  $U_{\text{max}}^н$  определяются точками пересечения  $\text{MIN } F$  с зеркальным изображением  $\text{MAX } F$ , а  $U_{\min}^в$ ,  $U_{\text{пор max}}$ ,  $U_{\min}^н$  — точками пересечения  $\text{MAX } F$  с зеркальным изображением  $\text{MIN } F$  (рис. 5.9).

Отсутствие хотя бы одной из шести перечисленных точек на передаточной характеристике ЛЭ приводит к потере ими свойства восстановления логических уровней. Так как вопрос о работоспособности ЛЭ сводится к расчетному или экспериментальному определению границ передаточных характеристик  $\text{MAX } F$  и  $\text{MIN } F$ , важно знать схемы подачи  $u_x$  на многовходовой ЛЭ, при которых такие характеристики могут быть получены. Для элементов И, ИЛИ, И—НЕ, ИЛИ—НЕ, работающих в положительной логике, искомые схемы сведены в табл. 5.2. Принцип их построения состоит в следующем:

— для получения  $\text{MAX } F$  необходимо обеспечить максимальные уровни сигналов на входах неинвертирующего ЛЭ и минимальные на входах инвертирующего ЛЭ;

— условие получения  $\text{MIN } F$  для неинвертирующего ЛЭ совпадает с условием получения  $\text{MAX } F$  для инвертирующего ЛЭ, и наоборот.

Для элементов ИЛИ, ИЛИ—НЕ высокий уровень логической 1, поданный хотя бы на один из входов, переключает элемент в статическое состояние, поэтому максимально допустимым входным напряжением является  $u_x$ , а минимально допустимым — напряжение логического 0 и на всех входах, кроме одного.

Элементы И, И—НЕ переходят в статическое состояние, если хотя бы на один вход поступает уровень логического 0, поэтому минимально допустимым входным напряжением является  $u_x$ , максимальным — напряжение логической 1 на всех входах, кроме одного.

**Статическая помехоустойчивость.** Сформулированные условия восстановления логических уровней позволяют ответить на вопрос о работоспособности ЛЭ, но не дают метода количественной оценки формы его передаточной характеристики. Такую оценку можно получить, вводя понятие запаса статической помехоустойчивости ЛЭ [45, 47].

Рассмотрим цепь из неинвертирующих ЛЭ. Предположим, что на каждый элемент воздействует помеха, в результате чего напряжение на входе  $i$ -го ЛЭ  $u_{xi}$  отличается от выходного напряжения предыдущего ЛЭ  $u_{y(i-1)}$  на значение

$$U_{\text{п}} = u_{xi} - u_{y(i-1)}. \quad (5.1)$$

При достаточно большой амплитуде помехи возможно ложное срабатывание цепи, когда при входном низком уровне сигнала на выходе формируется высокий, и наоборот. При передаче низкого уровня

Таблица 5.2  
Схемы включения логических элементов

Тип элемента	MINF	MAXF
ИЛИ		
И		
ИЛИ-НЕ		
И-НЕ		

ложное срабатывание возможно при положительной помехе, при передаче высокого — при отрицательной.

Запасом статической помехоустойчивости при передаче низкого уровня  $\Delta U_n^H$  называется максимальное значение положительной помехи, воздействующей одновременно на все звенья цепи из неинвертирующих элементов, при которой отсутствует ложное срабатывание цепи. Запасом статической помехоустойчивости при передаче высокого уровня  $\Delta U_n^B$  называется максимальное по модулю значение отрицательной помехи, воздействующей одновременно на все звенья цепи из неинвертирующих элементов, при которой отсутствует ложное срабатывание цепи.

Воздействие помехи на ЛЭ можно представить графически как горизонтальный сдвиг его передаточной характеристики вправо при отрицательной помехе, влево при положительной. Ложное срабатывание возникает, когда из-за сдвига пропадают точки пересечения характеристики с прямой единичного усиления. Запас помехоустойчивости определяется сдвигом характеристики, при котором пара

смежных точек пересечения с прямой единичного усиления сливается в одну точку касания. При этом, как видно из рис. 5.10, значение  $\Delta U_n^H$  равно отрезку  $AA'$ ,  $\Delta U_n^B$  — отрезку  $BB'$ . Точки  $A$  и  $B$  являются точками единичного усиления передаточной характеристики, причем  $A$  лежит на  $MAX F$ ,  $B$  — на  $MIN F$ . Запас статической помехоустойчивости при подаче логической 1 или 0 можно выразить через координаты точек  $A$  и  $B$ :

$$\Delta U_n^H = U_{Ax} - U_{Ay}; \quad (5.2)$$

$$\Delta U_n^B = U_{By} - U_{Bx}. \quad (5.3)$$

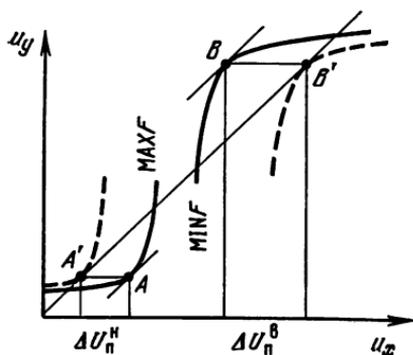


Рис. 5.10

Аналогично можно определить помехоустойчивость элементов инвертирующего типа. Для этого в качестве неинвертирующей характеристики нужно рассматривать передаточную характеристику двухкаскадного составного звена. Схемы таких звеньев, обеспечивающие получение  $MAX F$ , изображены на рис. 5.11,  $MIN F$  — на рис. 5.12.

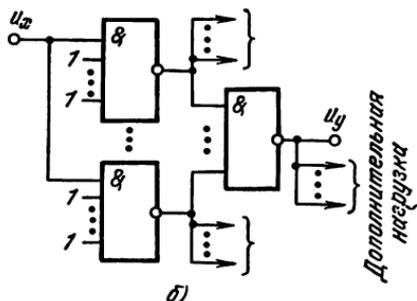
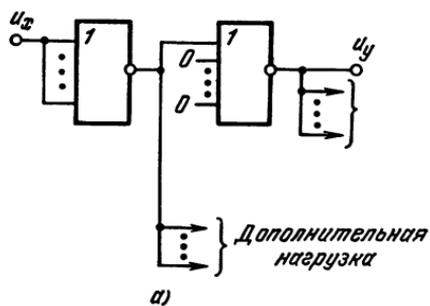


Рис. 5.11

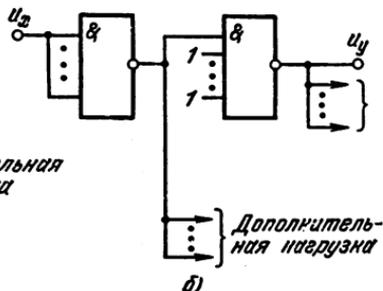
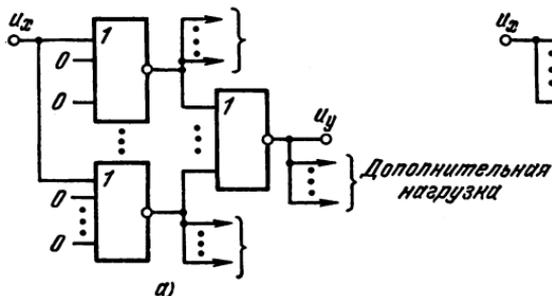


Рис. 5.12

**Динамические характеристики ЛЭ.** Важнейшей характеристикой цифровых устройств является их производительность, определяемая как число элементарных операций, выполняемых в единицу времени. Элементарная операция (или микрооперация) обычно состоит в считывании совокупности двоичных переменных с элементов памяти, реализации функциональных преобразований и занесении полученных значений переключательных функций в элементы памяти. Выполнение элементарной операции происходит в результате подачи на вход логического устройства тактирующего сигнала. В устройствах, построенных на основе потенциальных ЛЭ, роль тактирующего сигнала играет перепад напряжения на одном из входов, возникающий при изменении значения двоичной переменной.

Процесс выполнения операции можно представить как процесс распространения этого перепада по цепи (цепям) из ЛЭ, причем последнее звено обычно является составной частью элемента памяти. Время выполнения одной элементарной операции определяется задержкой распространения сигнала в цепи из ЛЭ.

Рассмотренная специфика работы потенциальных ЛЭ в цифровом устройстве дает основание выделить в качестве его основной динамической характеристики задержку распространения сигнала через элемент. Обозначим задержку распространения сигнала при переключении выходного напряжения ЛЭ с низкого уровня на высокий через  $\tau_{зд}^+$ , а при обратном переключении — через  $\tau_{зд}^-$ \*. В общем случае  $\tau_{зд}^+ \neq \tau_{зд}^-$ . Для инвертирующего ЛЭ можно определить также среднюю задержку  $\bar{\tau}_{зд} = 0,5(\tau_{зд}^- + \tau_{зд}^+)$ , которая позволяет найти суммарную задержку в цепи, состоящей из любого четного числа инвертирующих ЛЭ. В такой цепи число элементов, переключаемых с низкого уровня на высокий, равно числу элементов, переключаемых с высокого уровня на низкий. Поэтому при числе элементов  $2n$  суммарная задержка  $\tau_{зд\Sigma} = n\tau_{зд}^- + n\tau_{зд}^+ = 2n\bar{\tau}_{зд}$ .

При произвольном числе  $n$  элементов в цепи среднюю задержку  $\bar{\tau}_{зд}$  можно использовать для приближенной оценки суммарной задержки:  $\tau_{зд\Sigma} \approx n\bar{\tau}_{зд}$ , причем погрешность такой оценки не возрастает с увеличением  $n$ .

Значения  $\tau_{зд}^+$ ,  $\tau_{зд}^-$ ,  $\bar{\tau}_{зд}$  имеют разброс, обусловленный как технологическими факторами, так и различиями условий работы ЛЭ в схеме (степень нагруженности, число входов, на которых происходит одновременное изменение сигнала, и т. д.). При этом наиболее распространенной паспортной характеристикой ЛЭ является максимальное значение средней задержки  $\bar{\tau}_{зд \max}$ .

Методика определения задержек распространения сигнала через ЛЭ по временным диаграммам напряжения на его входе и выходе

\* В паспортных данных на ЛЭ для задержек переключения приняты обозначения  $\tau_{зд}^{01}$ ,  $\tau_{зд}^{10}$ , при работе ЛЭ в положительной логике соответствующие используемым нами  $\tau_{зд}^+$ ,  $\tau_{зд}^-$ .

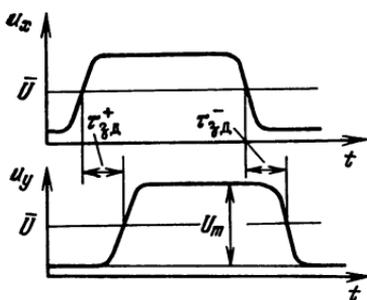


Рис. 5.13

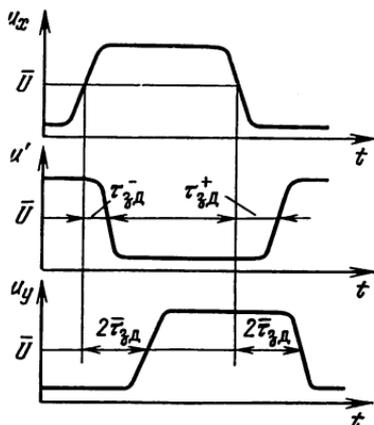


Рис. 5.14 →

иллюстрируется рис. 5.13. для неинвертирующего ЛЭ и рис. 5.14 для инвертирующего. Так как форма сигнала на входе ЛЭ обычно близка форме сигнала на его выходе, для определения момента отсчета задержек можно выбрать любую фазу процесса переключения. При измерениях наиболее удобно для этого использовать момент пересечения кривой с уровнем  $\bar{U} = (U^v + U^h)/2$  (см. рис. 5.13 и 5.14).

### 5.3. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА ТРАНЗИСТОРНЫХ КЛЮЧАХ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

**Инвертор.** Это устройство представляет собой одиночный транзисторный ключ с общим эмиттером (рис. 5.15). Цепь управления инвертора состоит из резистора смещения базы  $R_б$ , источника запирающего напряжения  $E_б$  и резистора связи  $R_{св}$ , через который на базу транзистора  $T_1$  подается входной сигнал. Для повышения скорости переключения резистор связи можно шунтировать конденсатором  $C$ , показанным на рис. 5.15 штриховой линией. Предпола-

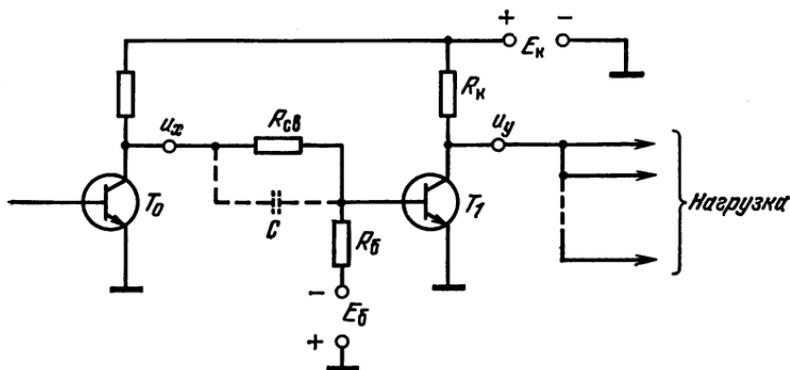


Рис. 5.15

гается, что входное напряжение  $u_x$  снимается с выхода аналогичного устройства (транзистор  $T_0$  на рис. 5.15).

Инвертор можно реализовать на транзисторах любого типа проводимости. Для определенности рассмотрим схему на транзисторах типа  $n - p - n$ , получивших наиболее широкое распространение в микроэлектронике.

Передачная характеристика инвертора, построенная с использованием упрощенной кусочно-линейной модели транзистора (см. рис. 5.16), имеет три участка, соответствующие трем режимам работы транзистора. Участок 1 соответствует режиму отсечки транзистора  $T_1$ , на коллекторе которого формируется высокий уровень напряжения  $U^B$ . При отсутствии нагрузки  $U^B$  максимально:

$$U_{\max}^B = E_K - I_{KB0} R_{K0} \approx E_K. \quad (5.4)$$

Подключение нагрузки в виде входного сопротивления аналогичных схем приводит к уменьшению выходного напряжения. Так как закрытое состояние транзистора  $T_1$  предполагает отпирание (насыщение) транзисторов нагружающих схем, цепь нагрузки можно представить в виде параллельно включенных активных двухполюсников, образуемых резистором  $R_{св}$  и источником напряжения  $e_{э0}$  (рис. 5.17). При коэффициенте разветвления по выходу  $N$  нижний уровень  $U^B$  можно рассчитать по формуле

$$U_{\min}^B = U_{BЭ} + E_K \frac{\gamma_{св}}{N + \gamma_{св}} \left( 1 - \frac{U_{BЭ}}{E_K} - \frac{I_{KB0 \max}}{I_{K \text{нас}}} \right), \quad (5.5)$$

где  $\gamma_{св} = R_{св}/R_K$  — коэффициент связи;  $I_{KB0 \max}$  — обратный ток коллектора при максимальной температуре.

Участок 2 соответствует режиму усиления, в котором существует приблизительно линейная зависимость между входным и выходным напряжением. Коэффициент усиления ненагруженного элемента максимален, при подключении нагрузки он уменьшается.

На участке 3 транзистор насыщен. Выходное напряжение инвертора близко к нулю и благодаря малому выходному сопротивлению насыщенного транзистора практически не зависит от нагрузки.

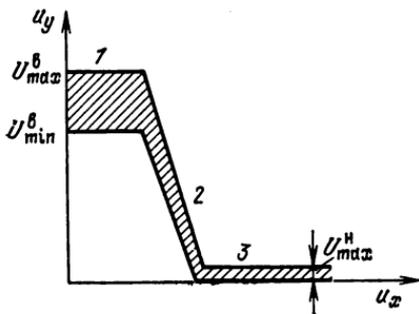


Рис. 5.16

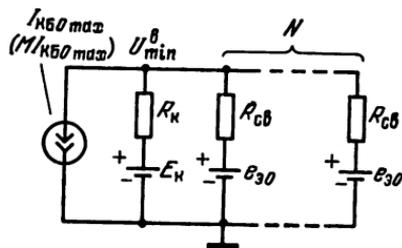


Рис. 5.17

Верхняя граница напряжения  $U^n$  определяется равенством

$$U_{\max}^n = U_{\text{кэ нас max}}, \quad (5.6)$$

где  $U_{\text{кэ нас max}}$  — максимальное напряжение между коллектором и эмиттером транзистора в режиме насыщения.

**Многовходовый элемент.** Такой элемент реализуют, соединяя параллельно транзисторные ключи, работающие на общую нагрузку (рис. 5.18). Цепи баз ключей идентичны цепи базы рассмотренного инвертора.

В схеме на рис. 5.18 высокий уровень выходного напряжения формируется лишь при одновременном закрывании всех транзисторов, т. е. при одновременной подаче на все входы низкого уровня напряжения. В положительной логике это соответствует переключательной функции ИЛИ—НЕ (стрелка Пирса).

При одновременном закрывании параллельно включенных транзисторов через нагрузочный резистор протекает сумма обратных токов коллекторов, при этом

$$U_{\min}^n = U_{\text{бэ}} + E_{\text{к}} \frac{\gamma_{\text{св}}}{N + \gamma_{\text{св}}} \left( 1 - \frac{U_{\text{бэ}}}{E_{\text{к}}} - M \frac{I_{\text{кб0 max}}}{I_{\text{к нас}}} \right). \quad (5.7)$$

**Статическая помехоустойчивость.** При расчете статической помехоустойчивости ЛЭ целесообразно сделать следующие допущения:

1. Номиналы сопротивлений  $R_{\text{к}}$ ,  $R_{\text{св}}$ ,  $R_{\text{б}}$  и напряжений источников  $E_{\text{к}}$ ,  $E_{\text{б}}$  не зависят от числа входов элемента и его нагрузки. Данное предположение соответствует случаю, когда электрический расчет ЛЭ производится до составления на их основе логической схемы цифрового устройства.

2. Для транзисторов, используемых в ЛЭ, отсутствуют ограничения диапазона возможных значений параметров в сторону их улучшения, т. е. предполагается, что  $\beta_{\text{max}} = \infty$ ,  $I_{\text{кб0 min}} = 0$ ,  $U_{\text{кэ нас min}} = 0$ . Такое расширение реального диапазона возможных значений параметров транзисторов позволяет упростить расчетные соотношения ценой незначительного занижения оценок величин  $\Delta U_{\text{п}}^n$  и  $\Delta U_{\text{п}}^в$ .

3. Изменение напряжения на базе открытого транзистора пренебрежимо мало по сравнению с напряжением  $U_{\text{бэ}}$  на границе насыщенного, т. е. можно считать напряжение открывания транзистора равным напряжению на нем в момент насыщения:  $U_{\text{бэ нас}} \approx e_{\text{э0}}$ . Постоянство базового напряжения

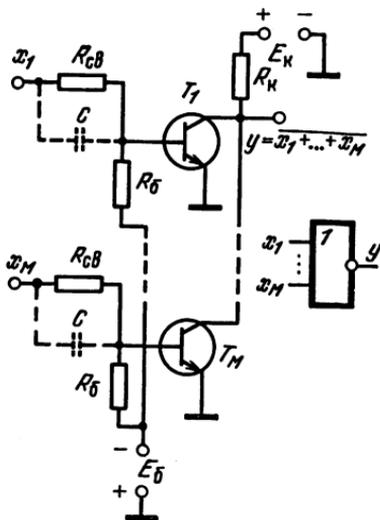


Рис. 5.18

позволяет характеризовать параметры цепи смещения  $E_6, R_6$  одной величиной — током смещения  $I_{см}$ , протекающим через резистор  $R_6$  при открытом транзисторе:

$$I_{см} = (E_6 + e_{90})/R_6. \quad (5.8)$$

Расчет статической помехоустойчивости основан на методике, изложенной в § 5.2, и состоит в нахождении координат точек  $A$  и  $B$  на передаточной характеристике составного двухкаскадного звена логических элементов (см. рис. 5.19). При кусочно-линейной аппроксимации передаточной характеристики координаты по оси  $u_y$  определяются логическими уровнями 0 и 1:

$$U_{Ay} = U_{\max}^n; \quad U_{By} = U_{\min}^B. \quad (5.9)$$

Координату точки  $A$  по оси  $u_x$  можно найти, анализируя схему каскадного соединения ЛЭ (рис. 5.20). Как указывалось, получение  $\text{MAX } F$  требует максимизации  $u_y$  при одновременной минимизации промежуточного напряжения  $U'$ . Для изучаемого типа ЛЭ влияние нагрузки проявляется в уменьшении выходного напряжения поэтому на рис. 5.20 дополнительная нагрузка подключена только к выходу первого каскада. Кроме нагрузки на выходное напряжение ЛЭ влияют параметры транзисторов  $\beta$  и  $I_{КБ0}$ . При их увеличении возрастает коллекторный ток транзисторов, что приводит к уменьшению выходного напряжения. Поэтому потребуем, чтобы транзисторы первого каскада обладали максимальными значениями  $\beta$  и  $I_{КБ0}$ , а второго каскада — минимальными значениями  $\beta$  и  $I_{КБ0}$ , т. е.  $\beta_1 = \infty, I_{КБ01} = I_{КБ0 \max}, \beta_2 = \beta_{\min}, I_{КБ02} = 0$ .

Так как в точке  $A$  транзистор первого каскада находится в активном режиме, его ток базы

$$i_{G1} = (I_{K1} - I_{КБ0})/\beta_1 - I_{КБ0} = -I_{КБ0 \max}. \quad (5.10)$$

Используя эквивалентную схему цепи базы транзистора первого каскада (рис. 5.21), находим напряжение  $u_x$  в точке  $A$ :

$$U_{Ax} = e_{90} + (I_{см} - I_{КБ0 \max}) \gamma_{св} R_k. \quad (5.11)$$

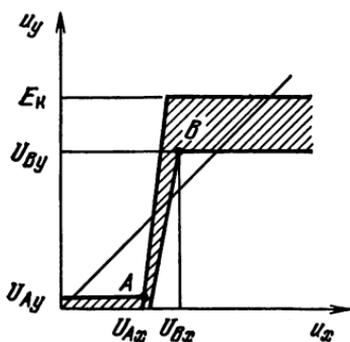


Рис. 5.19

Координату точки  $B$  по оси  $u_x$  находим из анализа схемы каскадного соединения ЛЭ на рис. 5.22. В отличие от предыдущего

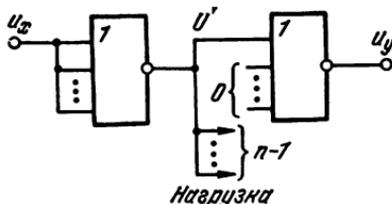


Рис. 5.20

случая, для получения  $\text{MIN } F$  необходимо минимизировать  $u_y$ , одновременно максимизируя промежуточное напряжение  $U'$ . Для этого максимально нагружается второй каскад схемы, а параметры транзисторов равны:  $\beta_1 = \beta_{\text{min}}$ ,  $I_{\text{КБ}0} = 0$ ;  $\beta_2 = \infty$ ,  $I_{\text{КБ}02} = I_{\text{КБ}0 \text{ макс}}$ .

В точке  $B$  транзисторы второго каскада находятся на границе отпирания, поэтому

$$U_{\text{БЭ}2} = e_{\text{э}0}; \quad I_{\text{Б}2} = -I_{\text{КБ}0 \text{ макс}}. \quad (5.12)$$

Пользуясь эквивалентной схемой межкаскадной связи (рис. 5.23), рассчитаем напряжение  $U'$  и ток  $I_{\text{К}1}$ , соответствующие точке  $B$ :

$$U' = e_{\text{э}0} + (I_{\text{СМ}} - I_{\text{КБ}0 \text{ макс}}) R_{\text{К}} \gamma_{\text{СВ}};$$

$$I_{\text{К}1} = \frac{E_{\text{К}}}{R_{\text{К}}} \left(1 - \frac{e_{\text{э}0}}{E_{\text{К}}}\right) - (1 + \gamma_{\text{СВ}})(I_{\text{СМ}} - I_{\text{КБ}0 \text{ макс}}). \quad (5.13)$$

Значение  $u_x$ , соответствующее точке  $B$ , определим с помощью эквивалентной схемы на рис. 5.21, полагая  $I_{\text{Б}1} = I_{\text{К}1}/\beta_{\text{min}}$ :

$$U_{\text{Вх}} = e_{\text{э}0} + (I_{\text{СМ}} + I_{\text{Б}1}) \gamma_{\text{СВ}} R_{\text{К}} = e_{\text{э}0} + \gamma_{\text{СВ}} E_{\text{К}} \frac{1}{\beta_{\text{min}}} \left(1 - \frac{e_{\text{э}0}}{E_{\text{К}}} + \beta_{\text{min}} \frac{I_{\text{КБ}0 \text{ макс}}}{I_{\text{К} \text{ нас}}}\right) + \gamma_{\text{СВ}} R_{\text{К}} (I_{\text{СМ}} - I_{\text{КБ}0 \text{ макс}}) \left(1 - \frac{1 + \gamma_{\text{СВ}}}{\beta_{\text{min}}}\right). \quad (5.14)$$

Подставляя (5.6), (5.7), (5.11), (5.14), в (5.2) и (5.3), получаем выражение для запаса помехоустойчивости:

$$\Delta U_{\text{н}}^{\text{н}} = e_{\text{э}0} - U_{\text{КЭ} \text{ нас}} + (I_{\text{СМ}} - I_{\text{КБ}0 \text{ макс}}) \gamma_{\text{СВ}} R_{\text{К}}, \quad (5.15)$$

$$\Delta U_{\text{н}}^{\text{в}} = \gamma_{\text{СВ}} E_{\text{К}} \left(\frac{c_1}{N + \gamma_{\text{СВ}}} - \frac{c_2}{\beta_{\text{min}}}\right) - \left(1 - \frac{1 + \gamma_{\text{СВ}}}{\beta_{\text{min}}}\right) (I_{\text{СМ}} - I_{\text{КБ}0 \text{ макс}}) \gamma_{\text{СВ}} R_{\text{К}}, \quad (5.16)$$

где

$$c_1 = 1 - \frac{e_{\text{э}0}}{E_{\text{К}}} - M \frac{I_{\text{КБ}0 \text{ макс}}}{I_{\text{К} \text{ нас}}}; \quad (5.17)$$

$$c_2 = 1 - \frac{e_{\text{э}0}}{E_{\text{К}}} + \beta_{\text{min}} \frac{I_{\text{КБ}0 \text{ макс}}}{I_{\text{К} \text{ нас}}}, \quad (5.18)$$

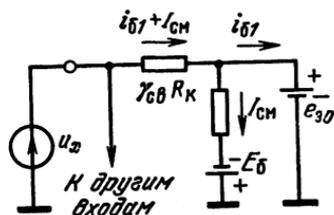


Рис. 5.21

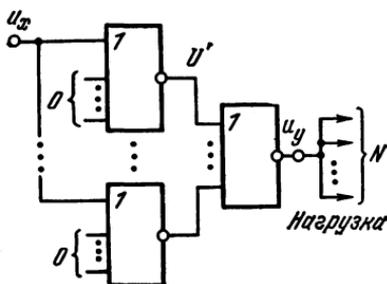


Рис. 5.22

Соотношения (5.15), (5.16) показывают, что помехоустойчивость схемы существенно зависит от параметров  $I_{CM}$  и  $\gamma_{CB}$  и уменьшается с увеличением коэффициентов нагрузки  $M$  и  $N$ .

**Условия работоспособности.** Эти условия определяются областью значений параметров компонентов схемы, в которой  $\Delta U_n^H$  и  $\Delta U_n^B$  положительны. Физически условия работоспособности совпадают с условиями отсечки и насыщения транзисторов схемы. При электрических расчетах схемы значения  $R_K$ ,  $E_K$ ,  $E_B$  вычисляют, обычно исходя из заданной потребляемой мощности и быстродействия элемента. Условия работоспособности обеспечивают, надлежащим образом выбирая сопротивления  $R_{CB}$  и  $R_B$ . Поскольку значения  $R_{CB}$  и  $R_B$  можно однозначно выразить через  $\gamma_{CB}$  и  $I_{CM}$  ( $R_{CB} = R_K \gamma_{CB}$ ,  $R_B = (E_B + e_{90})/I_{CM}$ ), целесообразно условие работоспособности ЛЭ представить в виде ограничений, накладываемых на параметры  $\gamma_{CB}$  и  $I_{CM}$ .

Решая систему неравенств  $\Delta U_n^H > 0$ ,  $\Delta U_n^B > 0$  относительно  $I_{CM}$ , получаем условия работоспособности в виде

$$I_{CM} > I_{CM \min} = I_{KB0 \max} - \frac{e_{90} - U_{KЭ \text{ нас}}}{\gamma_{CB} R_K}; \quad (5.19)$$

$$I_{CM} < I_{CM \max} = I_{KB0 \max} + \frac{I_{K \text{ нас}}}{\beta_{\min} - 1 - \gamma_{CB}} \left( \frac{c_1 \beta_{\min}}{N + \gamma_{CB}} - c_2 \right). \quad (5.20)$$

Неравенство (5.19) соответствует условию отсечки транзистора при подаче на вход ЛЭ низкого потенциала, неравенство (5.20) — условию насыщения при подаче на вход ЛЭ высокого потенциала.

В плоскости  $I_{CM}$ ,  $\gamma_{CB}$  (рис. 5.24) область работоспособности ЛЭ ограничивается кривыми  $I_{CM \min}(\gamma_{CB})$ ,  $I_{CM \max}(\gamma_{CB})$ . Точка пересечения кривых определяет предельные значения  $\gamma_{CB}$ . Полагая в этой точке  $I_{CM \min} \approx I_{KB0 \max}$ , получаем

$$\gamma_{CB \max} \approx (c_1/c_2) \beta_{\min} - N. \quad (5.21)$$

В области  $\gamma_{CB} < \gamma_{CB \text{ кр}}$  условие работоспособности выполняется при  $I_{CM} = 0$ . Значение  $\gamma_{CB \text{ кр}}$  находим из уравнения  $I_{CM \min} = 0$ :

$$\gamma_{CB \text{ кр}} = \frac{e_{90} - U_{KЭ \text{ нас}}}{R_K I_{KB0 \max}}. \quad (5.22)$$

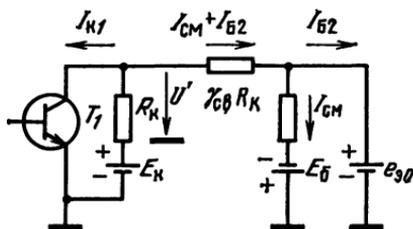


Рис. 5.23

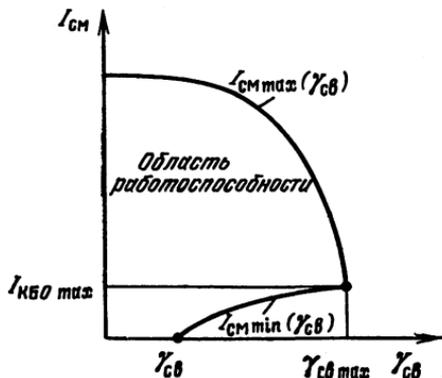


Рис. 5.24

**Оптимизация статической помехоустойчивости ЛЭ.** Условия работоспособности определяют область допустимых значений параметров  $I_{\text{см}}$  и  $\gamma_{\text{св}}$ . Необходимо выбрать такие  $I_{\text{см}}$  и  $\gamma_{\text{св}}$ , при которых помехоустойчивость ЛЭ максимальна.

Анализ соотношений (5.15) и (5.16) показывает, что при увеличении  $I_{\text{см}}$  одновременно увеличивается  $\Delta U_{\text{п}}^{\text{н}}$  и уменьшается  $\Delta U_{\text{п}}^{\text{в}}$ . При этом помехоустойчивость становится оптимальной при таком токе смещения, когда  $\Delta U_{\text{п}}^{\text{н}} = \Delta U_{\text{п}}^{\text{в}}$ . Решая данное уравнение относительно  $I_{\text{см}}$ , находим

$$I_{\text{см opt}} = I_{\text{КБ0 max}} + \frac{\beta_{\text{min}}}{2\beta_{\text{min}} - 1 - \gamma_{\text{св}}} \left[ U_{\text{КЭ нас}} - e_{\text{э0}} + \gamma_{\text{св}} E_{\text{к}} \times \left( \frac{c_1}{N + \gamma_{\text{св}}} - \frac{c_2}{\beta_{\text{min}}} \right) \right] \frac{1}{\gamma_{\text{св}} R_{\text{к}}}. \quad (5.23)$$

Подставляя (5.23) в (5.15), можно определить запас помехоустойчивости ЛЭ  $\Delta U_{\text{п}}$  при оптимальном токе смещения. Учитывая равенство  $\Delta U_{\text{п}}^{\text{в}} = \Delta U_{\text{п}}^{\text{н}}$ , имеем

$$\Delta U_{\text{п}} = e_{\text{э0}} - U_{\text{КЭ нас}} + \frac{\beta_{\text{min}}}{2\beta_{\text{min}} - 1 - \gamma_{\text{св}}} \left[ U_{\text{КЭ нас}} - e_{\text{э0}} + \gamma_{\text{св}} E_{\text{к}} \left( \frac{c_1}{N + \gamma_{\text{св}}} - \frac{c_2}{\beta_{\text{min}}} \right) \right]. \quad (5.24)$$

Выберем такое  $\gamma_{\text{св}} = \gamma_{\text{св opt}}$ , при котором значение  $\Delta U_{\text{п}}$  максимально. Для определения максимума функции  $\Delta U_{\text{п}}(\gamma_{\text{св}})$  вычислим производную  $\frac{d}{d\gamma_{\text{св}}}(\Delta U_{\text{п}})$ , приравняем ее нулю и из полученного уравнения найдем  $\gamma_{\text{св opt}}$ . Пренебрегая малыми по сравнению с единицей членами и полагая  $c_1 \approx c_2 \approx 1$ , получаем

$$\gamma_{\text{св opt}} \approx 2N (\sqrt{1 + \beta_{\text{min}}/2N} - 1). \quad (5.25)$$

**ЛЭ без цепей смещения.** Отмеченная возможность работы ЛЭ при нулевом токе смещения позволяет упростить его схему, исключив элементы  $R_{\text{б}}$ ,  $E_{\text{б}}$  (рис. 5.25). Несмотря на более низкую помехоустойчивость, ЛЭ без цепей смещения благодаря простоте находят применение в микроэлектронике, образуя системы элементов резистивно-транзисторной (РТЛ) и резисторно-конденсаторно-транзисторной (РКТЛ) логики. Рассмотрим вопросы расчета помехоустойчивости и оптимизации этих элементов.

Полагая в (5.15), (5.16)  $I_{\text{см}} = 0$ , получаем выражения для запаса помехоустойчивости элементов РТЛ:

$$\Delta U_{\text{п}}^{\text{н}} = e_{\text{э0}} - U_{\text{КЭ нас}} - I_{\text{КБ0 max}} \gamma_{\text{св}} R_{\text{к}}; \quad (5.26)$$

$$\Delta U_{\text{п}}^{\text{в}} = \gamma_{\text{св}} E_{\text{к}} \left( \frac{c_1}{N + \gamma_{\text{св}}} - \frac{c_2}{\beta_{\text{min}}} \right) + \left( 1 - \frac{1 + \gamma_{\text{св}}}{\beta_{\text{min}}} \right) I_{\text{КБ0 max}} \gamma_{\text{св}} R_{\text{к}}.$$

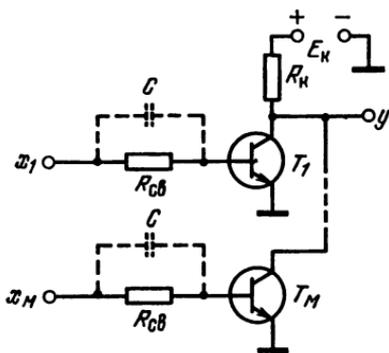


Рис. 5.25

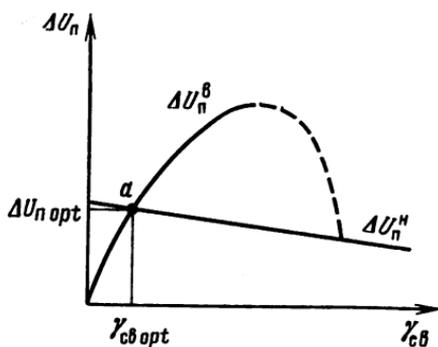


Рис. 5.26

Графики зависимости  $\Delta U_n^H$  и  $\Delta U_n^B$  от  $\gamma_{cb}$  показаны на рис. 5.26. Оптимальная помехоустойчивость достигается в точке  $a$ , в которой

$$\Delta U_n^H = \Delta U_n^B. \quad (5.27)$$

Решая уравнение (5.27) и пренебрегая малыми членами, получаем

$$\gamma_{cb \text{ opt}} \approx N (e_{\beta 0} - U_{KЭ \text{ нас}}) / E_K \left( 1 - \frac{2e_{\beta 0}}{E_K} - \frac{N}{\beta_{\text{min}}} \right). \quad (5.28)$$

Соотношение (5.28) показывает, что при росте коэффициента нагрузки  $N$  необходимо увеличивать сопротивление  $R_{cb}$ .

**Потребляемая мощность.** Суммарная потребляемая мощность  $P$  складывается из мощностей, потребляемых ЛЭ от источников  $E_K (P_K)$  и  $E_B (P_B)$ . Так как практически всегда  $E_K \gg E_B$ , а ток  $I_{R_K}$ , протекающий через резистор  $R_K$ , много больше тока смещения  $I_{cm}$ , мощностью  $P_B$  по сравнению с  $P_K$  можно пренебречь, полагая

$$P \approx P_K = E I_{R_K} = E (E - u_y) / R_K.$$

В режиме формирования логического 0  $u_y = U_{KЭ \text{ нас}} \approx 0$ , поэтому  $P^0 \approx E_K^2 / R_K$ . В режиме формирования логической 1  $u_y = U^B$ . Используя (5.10) и пренебрегая малыми членами, получаем

$$P^1 \approx \frac{E_K^2}{R_K} \frac{N}{N + \gamma_{cb}}.$$

Средняя мощность определяется соотношением

$$\bar{P} \approx \frac{E_K^2}{2R_K} \left( 1 + \frac{N}{N + \gamma_{cb}} \right). \quad (5.29)$$

Подставляя в (5.29) вместо  $\gamma_{cb}$  выражение (5.25) или (5.28), можно определить  $\bar{P}$  для оптимизированных схем.

## Переходные процессы

При исследовании динамических характеристик ЛЭ на ключах с общим эмиттером рассмотрим переходные процессы в цепи из трех элементов (рис. 5.27), полагая при этом, что:

— каждый ЛЭ работает в условиях максимальной нагрузки по входу и выходу (в соответствии с коэффициентами  $M$  и  $N$ );

— в каждом ЛЭ переключается один транзистор, причем остальные  $M - 1$  транзистор закрыты;

— для всех ЛЭ цепи переходные процессы переключения из 0 в 1 (или обратно) совпадают по форме с точностью до временного сдвига;

— перепад напряжения на выходе каждого ЛЭ максимален, т. е.  $U^H = U_{\min}^H = 0$ ,  $U^B = U_{\max}^B$ .

Рассмотрим переходные процессы переключения цепи ЛЭ для двух случаев:  $C > 0$  (рис. 5.28, а) и  $C = 0$  (рис. 5.28, б). Переключение транзистора  $T_2$  начинается с момента  $t_0$  перехода  $T_1$  из режима насыщения в усилительный, когда уменьшение коллекторного тока  $i_{K1}$  вызывает перезаряд паразитных емкостей схемы, приводящий к постепенному увеличению напряжений  $u_1$  и  $u_{B2}$ . В момент  $t_2$  напряжение  $u_{B2}$  достигает напряжения отпирания транзистора  $T_2$ , после чего  $u_{B2}$  практически не изменяется из-за малого входного сопротивления открытого транзистора. Закрывание транзистора  $T_1$  (момент  $t_1$ ) обычно происходит раньше открывания  $T_2$ . Случай, когда  $t_1 > t_2$ , возможен в схеме с ускоряющим конденсатором при использовании низкочастотных сплавных транзисторов.

С момента  $t_2$  начинается одновременное нарастание коллекторного тока транзистора  $T_2$  и рассасывание избыточного заряда в транзисторе  $T_3$ , в момент  $t_3$  избыточный заряд  $Q_{изб3}$  становится равен нулю и транзистор  $T_3$  переходит в режим усиления. Поскольку момент  $t_3$  процесса переключения транзистора  $T_3$  соответствует моменту  $t_0$  процесса переключения транзистора  $T_1$ , интервал  $t_0 \dots t_3$  равен задержке распространения сигнала через транзисторы  $T_2$  и  $T_3$ .

В схеме без ускоряющих конденсаторов длительности фронтов  $\tau_{\Phi}^+$  и  $\tau_{\Phi}^-$  обычно меньше длительности задержек включения  $\tau_{зд\text{вкл}}$  и выключения  $\tau_{зд\text{выкл}}$ .

Ускоряющий конденсатор значительно уменьшает задержку распространения сигнала через элемент, однако при этом за счет его перезаряда увеличивается длительность фронта  $\tau_{\Phi}^+$  и появляется отрицательный выброс напряжения на базе запираемого транзистора, называемый иногда динамическим смещением транзистора.

Методы расчета длительностей задержки и фронта включения, задержки выключения и спада коллекторного тока достаточно подробно изложены в гл. 3.

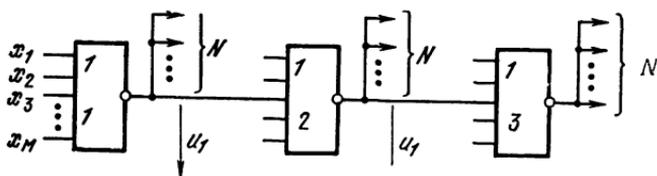


Рис. 5.27

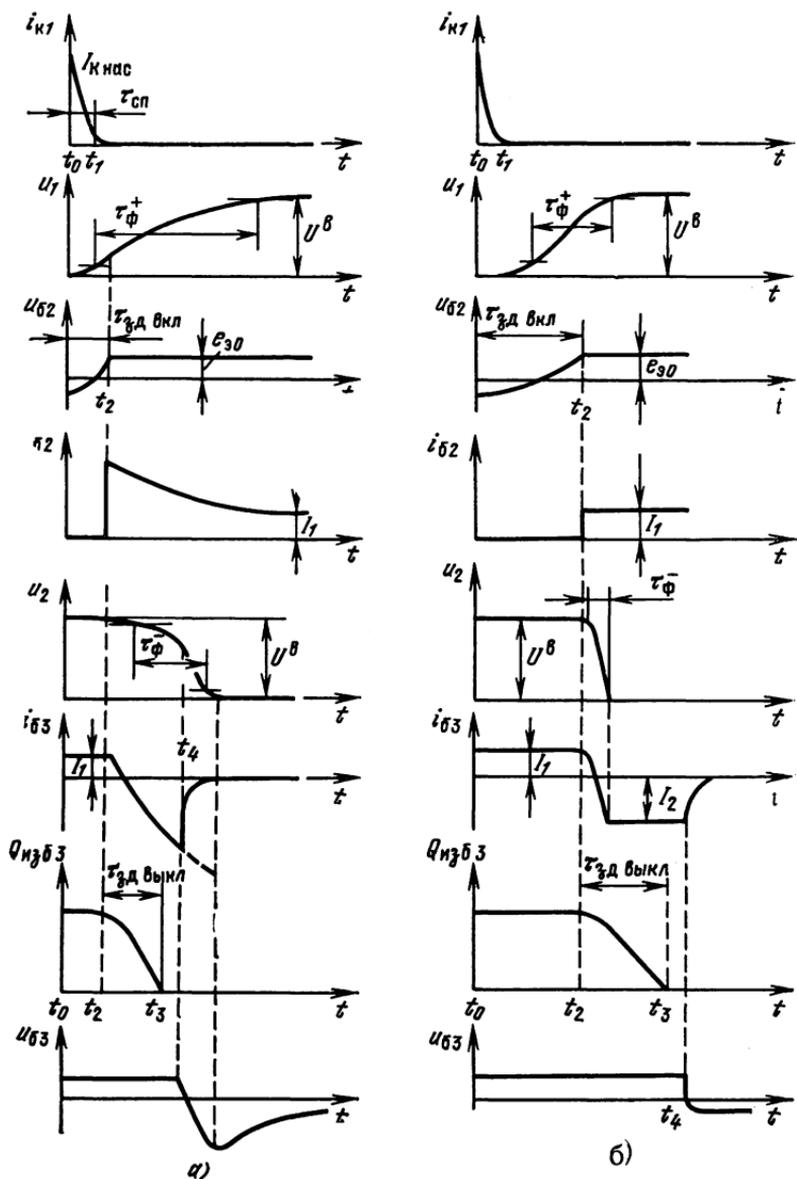


Рис. 5.28

## 5.4. ЭЛЕМЕНТЫ МНОГОСТУПЕНЧАТОЙ ЛОГИКИ

В противоположность рассмотренным ЛЭ на транзисторных ключах с общим эмиттером, резистивные цепи связи которых выполняли функции согласования параметров входного и выходного сигналов, в элементах многоступенчатой логики цепи связи (обычно нелинейные) участвуют в реализации переключательной функции, позволяя увеличить количество входов на один инвертирующий транзистор. В качестве нелинейных элементов в цепях связи используются диоды (элементы диодно-транзисторной логики — ДТЛ) или транзисторы (элементы транзисторно-транзисторной логики — ТТЛ).

### Элементы ДТЛ

Электрическая схема элемента ДТЛ изображена на рис. 5.29. В том случае, когда на всех  $M$  вводах действует высокий уровень напряжений, входные диоды  $D_1, D_2, \dots, D_M$  закрыты и через базу транзистора течет большой ток, равный разности токов через резисторы  $R_a$  и  $R_b$  (малыми токами через закрытые диоды можно пренебречь); при этом транзистор насыщен и на его коллекторе формируется низкий (близкий к нулю) уровень напряжений:  $U^н = U_{квнас} \approx \approx 0$ . Для закрывания транзистора необходимо, чтобы по крайней мере на одном входе действовал низкий уровень напряжений  $U^н$ . Тогда соответствующий входной диод открыт и через него ответвляется основная часть тока резистора  $R_a$ . На коллекторе закрытого транзистора формируется высокий уровень напряжения, близкий к напряжению питания  $E_k$ :  $U^в \approx E_k$ . Такие условия формирования высокого и низкого уровней напряжения на выходе элемента ДТЛ соответствуют в положительной логике переключательной функции И — НЕ:  $y = \overline{x_1 \cdot x_2 \dots x_M}$ .

В отличие от рассмотренных ранее ключевых схем функцию элемента связи между каскадами (резистора  $R_{св}$ ) выполняет цепь из последовательно включенных диодов связи  $D_{св}$ . Благодаря цепи смещения  $R_b E_b$  рабочая точка диодов связи смещена в крутую область вольт-амперной характеристики. При этом разность между максимальным и минимальным напряжением смещения на цепи из диодов мала. На практике можно считать, что  $U_{смmax} \approx U_{смmin} = = 2U_{прДсв} \approx 1,4 \dots 1,6$  В.

Рассмотрим статические режимы, обеспечивающие закрывание и насыщение транзистора. Изменение потенциала точки  $a$  при переключении приводит к изменению токов через резисторы  $R_a$  и  $R_b$ . При закрытом транзисторе эти то-

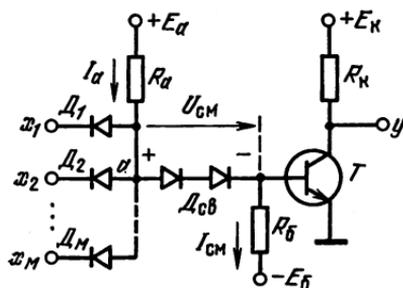


Рис. 5.29

ки обозначим через  $I_a^0$ ,  $I_{см}^0$  при насыщенном транзисторе — через  $I_a^1$ ,  $I_{см}^1$ . Если транзистор закрыт, то низким уровнем входного сигнала открыт хотя бы один из входных диодов, поэтому потенциал точки  $a$  равен сумме  $U^n + U_{прДвх} = U_{КЭнас} + U_{прДвх} \approx \approx 0,8 \dots 1,0$  В. Когда транзистор насыщен, потенциал точки  $a$  равен сумме  $e_{э0} + 2 U_{прДсв} \approx 1,8 \dots 2,2$ В. При этом

$$I_a^0 = (E_a - U_{КЭнас} - U_{прДвх})/R_a,$$

$$I_a^1 = (E_a - 2 U_{прДсв} - e_{э0})/R_a.$$

Потенциал базы транзистора ниже потенциала точки  $a$  на  $U_{см} = = 2 U_{прДсв}$ . Поэтому

$$I_{см}^0 = (E_b + U_{КЭнас} + U_{прДвх} - 2 U_{прДсв})/R_b,$$

$$I_{см}^1 = (E_b + e_{э0})/R_b.$$

При кремниевых транзисторах обычно отказываются от источника смещения  $E_b$  и подключают  $R_b$  к общей точке схемы. В этом случае  $I_{см}^0 \approx 0$ .

Для насыщения транзистора соотношение между токами его базы и коллектора должно удовлетворять условию  $i_b \beta_{мин} > I_{Кнас}$ . Ток базы насыщенного транзистора равен  $I_a^1 - I_{см}^1$ ; ток коллектора зависит от нагрузки. Будем рассматривать наихудший случай, когда ток нагрузки максимален:  $I_n = NI_a^0$ , при этом условие насыщения можно представить в виде

$$N < [\beta_{мин} (I_{amin}^1 - I_{см max}^1) - I_{Rк}] / I_a^0 \max. \quad (5.30)$$

Неравенство (5.30) определяет максимальную нагрузочную способность ЛЭ. Из него, в частности, следует, что для увеличения  $N$  желательно уменьшать относительное изменение тока  $I_a$  при переключении транзистора, поскольку в этом случае увеличивается отношение  $I_a^1/I_a^0$ . Для этого напряжение  $E_a$  выбирают в несколько раз больше перепада потенциала в точке  $a$ , обычно  $E_a = 5 \dots 7$  В. Дальнейшее увеличение  $E_a$  нецелесообразно из-за увеличения потребляемой мощности.

Закрывание транзистора, в схеме с источником  $E_b$  обеспечивается тем, что при подаче низкого уровня напряжения хотя бы на один вход напряжение на базе транзистора будет отрицательным, поскольку абсолютное значение напряжения смещения  $U_{см}$  больше напряжения в точке  $a$ . В схеме без источника  $E_b$  уровень напряжения в точке  $a$  недостаточен для вывода рабочей точки диодов связи в крутую область их вольт-амперной характеристики, при этом суммарное сопротивление диодов связи оказывается много больше сопротивления  $R_b$  и напряжение на базе транзистора близко к нулю.

**Помехоустойчивость.** Для анализа помехоустойчивости можно воспользоваться методикой, рассмотренной при анализе элементов с резистивной связью. Запас статической помехоустойчивости при передаче низкого уровня сигнала (количественно характеризую-

щий надежность закрывания транзистора) вычисляется по формуле, аналогичной (5.15),

$$\Delta U_{\text{п}}^{\text{н}} = e_{\text{э0}} - U_{\text{кэ нас}} + 2U_{\text{пр дсв}} - U_{\text{пр двх}}. \quad (5.31)$$

Разность  $2U_{\text{пр дсв}} - U_{\text{пр двх}}$  определяет суммарное падение напряжения на диодах  $D_{\text{вх}}$  и  $D_{\text{св}}$  между входом ЛЭ и базой транзистора и заменяет собой член  $(I_{\text{см}} - I_{\text{кб0 макс}}) R_{\text{св}}$  формулы (5.15). Токи, протекающие через диоды  $D_{\text{св}}$  и  $D_{\text{вх}}$  при нулевом токе базы первого ЛЭ (наихудший случай), равны  $I_{\text{дсв}} \approx I_{\text{см}}^1$ ,  $i_{\text{двх}} \approx I_a^1 - I_{\text{см}}^1$ .

Увеличение тока смещения  $I_{\text{см}}^1$ , с одной стороны, приводит к увеличению разности  $2U_{\text{пр дсв}} - U_{\text{пр двх}}$  и, следовательно, к увеличению  $\Delta U_{\text{п}}^{\text{н}}$ . Но, с другой стороны, при этом уменьшается коэффициент насыщения транзистора  $K_{\text{нас}} = (I_a^1 - I_{\text{см}}^1)\beta / (I_{R_{\text{к}}} + NI_a^1)$ , что влечет за собой рост  $U_{\text{кэ нас}}$  и уменьшение  $\Delta U_{\text{п}}^{\text{н}}$ . Существует оптимальное значение  $I_{\text{см}}^1$ , при котором  $\Delta U_{\text{п}}^{\text{н}}$  максимально. Использование соотношений (3.4), (3.24) для оценки величин, входящих в (5.31), позволяет свести оптимизацию параметров ЛЭ к нахождению максимума величины  $[I_a^1 \left(1 - \frac{N}{\beta} - \frac{I_{R_{\text{к}}}}{\beta I_a^1}\right) - I_{\text{см}}^1] (I_{\text{см}}^1)^2 / (I_a^1 - I_{\text{см}}^1)$ . Искомый оптимум не критичен вследствие логарифмической зависимости напряжения  $p-n$  перехода от тока. Вместе с тем в условиях возможного разброса параметров компонентов схемы большой ток смещения может привести к нарушению условий насыщения транзистора и снижению работоспособности ЛЭ. Поэтому оптимальное значение тока смещения целесообразно искать при экстремальных значениях параметров  $\beta_{\text{мин}}$ ,  $I_a^1_{\text{мин}}$ ,  $I_{R_{\text{к}} \text{ макс}}$ , соответствующих наихудшим условиям насыщения транзистора. При этом

$$I_{\text{см опт}}^1 \approx 0,66 I_a^1_{\text{мин}} \left(1 - \frac{N}{\beta_{\text{мин}}} - \frac{I_{R_{\text{к}} \text{ макс}}}{\beta_{\text{мин}} I_a^1_{\text{мин}}}\right). \quad (5.32)$$

При оптимальном токе смещения типовое значение  $\Delta U_{\text{п}}^{\text{н}} = 1 \dots 1,2$  В.

Запас статической помехоустойчивости при передаче высокого уровня приблизительно равен обратному напряжению на входном диоде при подаче на вход ЛЭ напряжения  $U^{\text{в}} \approx E_{\text{к}}$ , т. е.

$$\Delta U_{\text{п}}^{\text{в}} \approx E_{\text{к}} - U_a^1 + e_{0\text{двх}} = E_{\text{к}} - e_{\text{э0}} - 2U_{\text{пр дсв}} + e_{0\text{двх}}. \quad (5.33)$$

На практике  $E_{\text{к}}$  выбирают в пределах 2,5... 3 В так, чтобы  $\Delta U_{\text{п}}^{\text{в}}$  было близко к  $\Delta U_{\text{п}}^{\text{н}}$ . Дальнейшее увеличение  $E_{\text{к}}$  нецелесообразно из-за увеличения потребляемой мощности и уменьшения быстродействия ЛЭ.

**Потребляемая мощность.** Эта мощность в общем случае определяется суммой  $E_a I_a + E_K I_{R_K}$ . Подставляя значения токов, соответствующих двум состояниям ЛЭ, получаем

$$P^0 = E_a(E_a - 2U_{\text{прДсв}} - e_{\text{в0}})/R_a + E_K^2/R_K; \quad (5.34)$$

$$P^1 = E_a(E_a - U_{\text{прД вх}} - U_{\text{КЭ нас}})/R_a; \quad (5.35)$$

$$\bar{P} \approx E_a(E_a - 1,2B)/R_a + E_K^2/2R_K. \quad (5.36)$$

Как следует из этих соотношений, потребляемая мощность зависит от сопротивлений  $R_a, R_K$ . Для современных систем элементов ДТЛ  $\bar{P} = 10 \dots 20$  мВт.

**Переходные процессы.** Рассмотрим переходные процессы, возникающие при передаче сигнала через три однотипных элемента ДТЛ, соединенных по схеме, показанной на рис. 5.27. При выключении ЛЭ<sub>1</sub> ЛЭ<sub>2</sub> включается с задержкой  $\tau_{\text{зд вкл}}$ , определяемой интервалом времени от момента выхода транзистора ЛЭ<sub>1</sub> из насыщения до момента открывания транзистора ЛЭ<sub>2</sub>. Параметры схемы обычно выбирают так, чтобы начальная скорость нарастания выходного напряжения ЛЭ<sub>1</sub>  $u_1$  была больше начальной скорости нарастания напряжения в точке  $a$  ЛЭ<sub>2</sub>, т. е.

$$\frac{I_{R_K}}{C_{\text{вых}}} > \frac{I_a^0 - I_{\text{см}}^0}{C_a + C_{\text{вх}}}, \quad (5.37)$$

где  $C_{\text{вых}} = C_K + C_{\text{кп}} + C_{R_K} + (N - 1)C_{\text{Двх}} + C_M$ ;  
 $C_a = (M - 1)C_{\text{Двх}} + C_{\text{дп}}(M + 2) + C_{R_a}$ ;  $C_{\text{вх}} = C_{\text{в}} + C_K$ ,  
 $C_{\text{вых}}$  — эквивалентная емкость на выходе ЛЭ<sub>1</sub>;  $C_a$  — эквивалентная емкость в точке  $a$ ;  $C_{\text{вх}}$  — входная емкость транзистора;  $C_{R_a}$ ,  $C_{R_K}$  — емкости резисторов;  $C_{\text{Двх}}$  — емкость входного диода;  $C_{\text{мп}}$  — емкость диод — подложка;  $C_M$  — монтажная емкость.

При выполнении условия (5.37) входной диод быстро закрывается, поэтому напряжение в точке  $a$  возрастает под действием разностного тока  $I_a - I_{\text{см}}$ , среднее значение которого на интервале  $\tau_{\text{зд вкл}}$  будет  $0,5(I_a^0 + I_a^1 - I_{\text{см}}^0 - I_{\text{см}}^1)$ .

Откуда

$$\tau_{\text{зд вкл}} \approx 2(C_a + C_{\text{вх}}) \Delta u_a / (I_a^0 + I_a^1 - I_{\text{см}}^0 - I_{\text{см}}^1),$$

где  $\Delta u_a$  — приращение напряжения в точке  $a$  на интервале  $\tau_{\text{зд вкл}}$ , приближенно равное разности между его верхним и нижним уровнем ( $\sim 1,2$  В).

Интервал времени с момента открывания транзистора ЛЭ<sub>2</sub> до момента выхода из насыщения транзистора ЛЭ<sub>2</sub> определяет задержку выключения  $\tau_{\text{зд выкл}}$ . Этот интервал состоит из длительности фронта  $\tau_{\text{ф}}$  отрицательного перепада напряжения в коллекторе  $T_2$  и времени рассасывания избыточного заряда в базе. Оба процесса протекают при постоянном токе базы и могут оцениваться соотно-

шениями (3.47) и (3.52). Ток включения транзистора  $T_2$   $I_1 = I_a^1 - I_{см}^1$ . При определении выключающего тока транзистора  $T_3$  необходимо учитывать обратный ток через диоды связи, обусловленный рассасыванием заряда, накопленного в базах диодов. Когда заряд диода превышает избыточный заряд насыщенного транзистора, диоды связи открыты на всем интервале задержки выключения  $T_3$ . При этом ток выключения зависит от входного сопротивления транзистора  $I_2 \approx (U_{см} + U_{БЭ} - U_{КЭ\text{ нас}} - U_{прДВХ})/r_{вх}$ .

Форсированный режим выключения транзистора позволяет существенно повысить быстродействие схемы по сравнению с элементами РТЛ.

Отсутствие конденсаторов и высокоомных резисторов делает схему ДТЛ удобной для микроэлектронного исполнения. В интегральных схемах в качестве диодов используют транзисторы в диодном включении. Входной диод включается по схеме рис. 5.30, а. Включение транзистора по схеме рис. 5.30, б в качестве диода связи обеспечивает накопление в открытом состоянии заряда как в базе так и в коллекторе. Это позволяет получить время восстановления обратного сопротивления диода связи, достаточное для обеспечения форсированного выключения инвертора.

## Элементы ТТЛ

По принципу действия, а также по основным характеристикам элементы ТТЛ [24, 26] близки к элементам ДТЛ. Основное отличие состоит в том, что диодная структура на входе элемента заменяется многоэмиттерным транзистором, как показано на рис. 5.31. Эмиттерные переходы многоэмиттерного транзистора  $T_{св}$  выполняют функцию входных диодов, коллекторный переход — функцию диода смещения. Преимущество элемента ТТЛ по сравнению с ДТЛ состоит в его лучшей пригодности к интегральной технологии. Многоэмиттерный транзистор за-

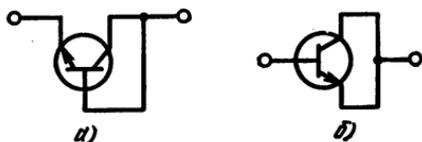


Рис. 5.30

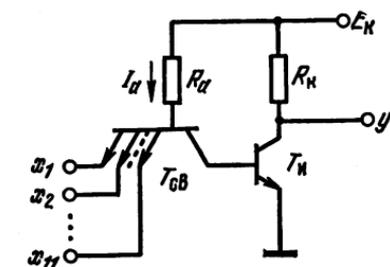


Рис. 5.31

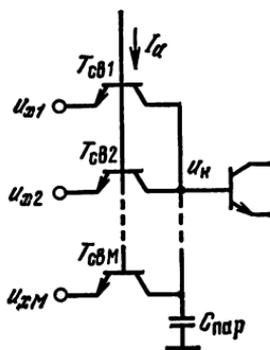


Рис. 5.32

нимает меньшую по сравнению с диодной структурой площадь на кристалле. Кроме этого, специфика работы транзистора на входе позволяет исключить из схемы резистор  $R_0$ , также занимающий большую площадь. В настоящее время элементы ТТЛ образуют наиболее широко распространенный класс интегральных схем. В дискретном исполнении они не применяются.

Многоэмиттерный транзистор можно рассматривать как соединение нескольких  $n - p - n$ -транзисторов (рис. 5.32), к общему коллектору которых подключена паразитная емкость изоляции  $C_{\text{пар}}$ .

Сигнал высокого уровня, поданный одновременно на все входы элемента, смещает эмиттерные переходы транзисторов  $T_{\text{св}1} \dots T_{\text{св}M}$  в обратном направлении, устанавливая в них режим инверсного усиления. При этом входной ток определяется инверсным коэффициентом передачи  $\beta_I$  транзисторов  $T_{\text{св}1} \dots T_{\text{св}M}$ :  $I_{\text{вх}i}^{\text{н}} = I_a \beta_{Ii}$  ( $i = 1, 2, \dots, M$ ), откуда следует, что для уменьшения входных токов необходимо уменьшать коэффициент  $\beta_I$ .

Сигнал низкого уровня, поданный на один или несколько входов, переводит соответствующие транзисторы в режим насыщения. Входной ток  $I_{\text{вх}}^{\text{н}}$  максимален в том случае, когда насыщен только один из транзисторов многоэмиттерной структуры. Так как ток коллектора многоэмиттерного транзистора  $i_{\text{к}} \approx 0$ , входной ток ЛЭ  $I_{\text{вх} \text{ max}}^{\text{н}} \approx I_a + (M - 1) I_{\text{вх}i}^{\text{н}}$ . При этом напряжение насыщения многоэмиттерного транзистора

$$U_{\text{кэ нас}}^* = \varphi_{\text{T}} \ln [(1 + M\beta_I)/(M'\beta_I)],$$

где  $M'$  — число эмиттеров, на которые одновременно подается низкий уровень напряжения.

Уменьшение  $\beta_I$  за счет роста напряжения  $U_{\text{кэ нас}}$  и, как следствие этого, увеличение напряжения на базе инвертирующего транзистора вызывает уменьшение запаса статической помехоустойчивости ЛЭ при передаче низкого уровня. Поэтому целесообразно выбирать  $\beta_I < 0,05/M$ . При этом напряжение  $U_{\text{кэ нас}}^*$  не превышает 120 мВ. Переходные процессы в элементах ТТЛ в общих чертах совпадают с переходными процессами в ДТЛ схемах.

### Элементы со сложным инвертором

Характеристики элементов многоступенчатой логики: нагрузочную способность, помехоустойчивость, быстродействие — можно улучшить, введя в схему двухтактный оконечный транзисторный каскад, образующий совместно с основным инвертирующим транзистором сложный инвертор. На рис. 5.33 изображен наиболее распространенный вариант элемента ТТЛ со сложным инвертором. Аналогично строятся элементы ДТЛ.

Рассмотрим кусочно-линейную аппроксимацию статической передаточной характеристики элемента ТТЛ со сложным инвертором (рис. 5.34). При низком напряжении хотя бы на одном входе за счет

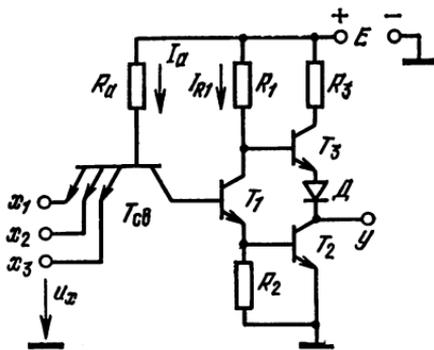


Рис. 5.33

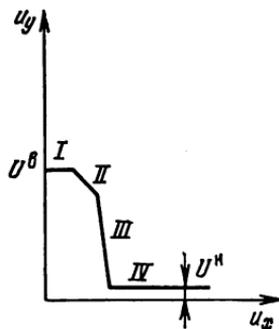


Рис. 5.34

насыщения соответствующей  $n - p - n$ -структуры многоэмиттерного транзистора на базе  $T_1$  поддерживается низкое напряжение, недостаточное для его открывания. Транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  закрыты, транзистор  $T_3$  и диод  $D$  открыты и обеспечивают на выходе высокий уровень напряжения  $U^в$  (участок I) при малом выходном сопротивлении.

При увеличении входного напряжения транзистор  $T_1$  открывается и рабочая точка смещается на участок II передаточной характеристики, наклон которого определяется отношением сопротивлений  $R_1/R_2$ . Дальнейшее повышение входного напряжения приводит к открыванию транзистора  $T_2$ , при этом за счет роста усиления увеличивается крутизна наклона передаточной характеристики (участок III).

После насыщения транзистора  $T_2$  на выходе ЛЭ устанавливается практически постоянное напряжение  $U^н$  (участок IV). При высоком напряжении на всех входах ЛЭ эмиттерные переходы транзистора  $T_{св}$  закрыты и ток  $I_a$  полностью переключен в базу транзистора  $T_1$ , который при этом оказывается в режиме насыщения. Транзистор  $T_3$  и диод  $D$  закрыты, так как разности потенциалов между коллекторами  $T_1$  и  $T_2$  недостаточно для открывания двух последовательно включенных  $p - n$ -переходов.

Увеличение нагрузочной способности схем со сложным инвертором по сравнению с простейшей схемой рис. 5.31 обусловлено улучшением условий насыщения выходного транзистора  $T_2$  за счет увеличения тока базы (на  $I_{R_1}$ ) и уменьшения тока коллектора (на  $I_{R_R}$ ) при формировании низкого уровня  $U^н$ , а также уменьшения выходного сопротивления при формировании высокого уровня  $U^в$ .

Помехоустойчивость к положительной помехе увеличивается, так как в момент открывания транзистора  $T_2$  напряжение на входе сложного инвертора определяется двумя эмиттерными переходами. Поэтому запас помехоустойчивости равен  $\Delta U_n^н \approx 2 e_{\theta_0} - U_{кэ\text{ нас}} - U_{кэ\text{ нас}}^* \approx 1... 1,2 \text{ В}$ .

Быстродействие схемы возрастает в результате ускоренного перезаряда паразитных емкостей нагрузки, подключаемых к выходу

ЛЭ. При изменении выходного напряжения от  $U^в$  до  $U^н$  перезаряд емкости обеспечивается коллекторным током транзистора  $T_2$  (при закрытых  $T_3$  и  $D$ ), а при изменении выходного напряжения от  $U^н$  до  $U^в$  — током эмиттера транзистора  $T_3$  (при закрытом  $T_2$ ).

Существенно, что улучшение характеристик элементов со сложным инвертором не сопровождается увеличением мощности, потребляемой элементом в стационарном состоянии, поскольку в отсутствие нагрузки независимо от состояния схемы двухтактный каскад не потребляет тока. Кратковременное увеличение потребляемого тока происходит при переключении, особенно на этапе прохождения рабочей точки через участок III передаточной характеристики, на котором одновременно открыты транзисторы  $T_2$  и  $T_3$ . Для уменьшения амплитуды импульса тока, возникающего в момент переключения, в коллектор транзистора  $T_3$  включают ограничительный резистор  $R_3$  с сопротивлением 200...300 Ом.

Существование импульсов тока в шинах питания создает условия для формирования помех, во избежание которых необходимо применять сглаживающие фильтры в цепях питания. На каждые 2...8 элементов включают отдельный сглаживающий конденсатор емкостью 0,01...0,15 мкФ, имеющий малые паразитные индуктивности.

### Элементы И—ИЛИ—НЕ

В рассмотренных ЛЭ во второй ступени использовался одноходовый инвертор. Увеличивая число входов второй ступени, можно расширить логические возможности ЛЭ и в ряде случаев упростить схему цифрового устройства. Если первая ступень реализует переключательную функцию И, то вторая должна выполнять функцию ИЛИ — НЕ. При этом общую функцию, реализуемую элементом, можно записать в виде

$$y = \left( \sum_{i=1}^k x_{i1} x_{i2} \dots x_{iM_i} \right), \quad (5.38)$$

где  $k$  — число входов второй ступени;  $M_i$  — число входов первой ступени, подключенной к  $i$ -му входу второй ступени.

ЛЭ, реализующие переключательную функцию (5.38), называются элементами И — ИЛИ — НЕ. На рис. 5.35 показано условное обозначение элемента.

В элементах ДТЛ для увеличения числа входов второй ступени достаточно вместо первого диода связи включить диодную сборку и к каждому входу сборки подключить диодную схему И (рис. 5.36, а, где  $k = 2$ ,  $M_1 = M_2 = 2$ ). В элементах ТТЛ для

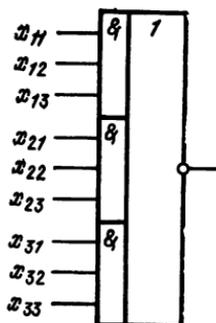


Рис. 5.35

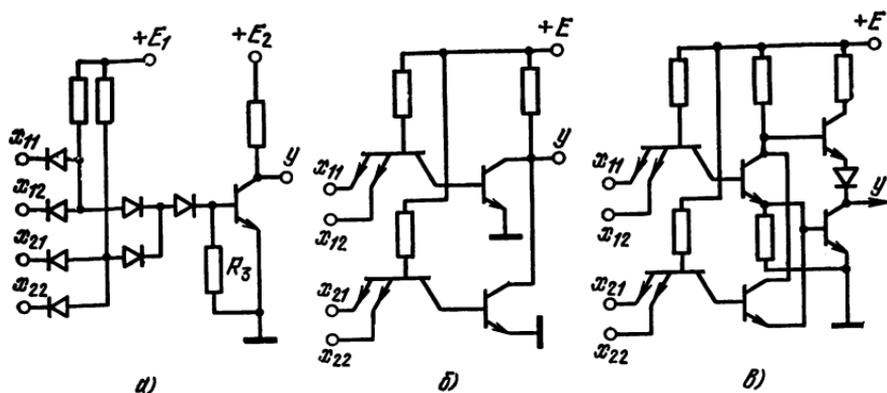


Рис. 5.36

увеличения числа входов второй ступени необходимо параллельно включить инвертирующие транзисторы (рис. 5.36, б, в).

### 5.5. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА ТРАНЗИСТОРНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯХ ТОКА

Рассматриваемые логические элементы (ТЛПТ), называемые также элементами транзисторной логики с эмиттерными связями (ТЛЭС), обладают наиболее высоким быстродействием из всех существующих ЛЭ [24, 37], что обусловлено следующими факторами:

1) транзисторы работают в ненасыщенном режиме, благодаря чему отсутствует задержка, связанная с рассасыванием избыточного заряда в транзисторах;

2) внутренняя симметрия ЛЭ обеспечивает практическое отсутствие изменения потребляемого тока при переключении и связанных с ним всплесков напряжения в цепях питания. Низкий уровень внутренних помех позволяет снизить перепад напряжения между уровнями  $U^в$  и  $U^н$  и, как следствие, уменьшить длительность переходных процессов перезаряда паразитных емкостей.

Упрощенный переключатель тока с одним входом (рис. 5.37) представляет собой дифференциальный усилитель с генератором тока  $I$  в

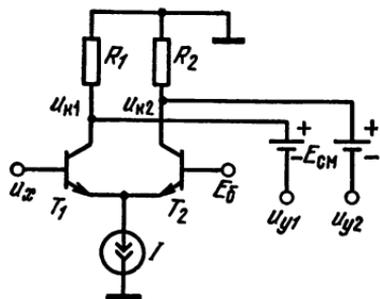


Рис. 5.37

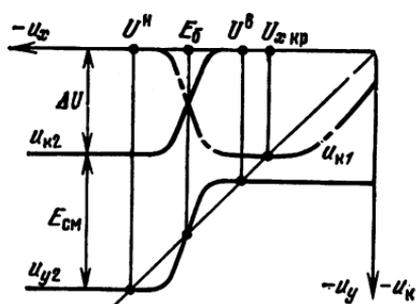


Рис. 5.38

эмиттерной цепи транзисторов. База транзистора  $T_2$  подключена к источнику постоянного напряжения  $E_6$ , на базу транзистора  $T_1$  подается управляющее напряжение  $u_x$ . Состояние транзисторов зависит от напряжения  $U_x - E_6$  между базами транзисторов. При достаточно большом положительном значении  $u_x - E_6$  транзистор  $T_2$  закрыт и весь ток протекает через транзистор  $T_1$ . При изменении знака разности  $u_x - E_6$  закрывается  $T_1$  и ток начинает протекать через транзистор  $T_2$ . В области малых  $|u_x - E_6|$  открыты оба транзистора. При идеальном совпадении характеристик транзисторов равенство их коллекторных токов  $i_{к1} = i_{к2}$  наступает при  $u_x = E_6$ .

На рис. 5.38 показаны зависимости от  $u_x$  коллекторных напряжений  $u_{к1}$ ,  $u_{к2}$ , а также зависимость  $u_{y2}(u_x)$ , определяющая передаточную характеристику неинвертирующего элемента. Точки пересечения кривой  $u_{y2}(u_x)$  с прямой единичного усиления задают логические уровни  $U^H$  и  $U^B$ .

Напряжение на коллекторе закрытого транзистора при малых обратных токах  $I_{КБ0}$  практически равно нулю. Максимальный ток коллектора открытого транзистора, равный  $\alpha I$ , определяет амплитуду изменения коллекторного напряжения при переключении:  

$$\Delta U = \alpha I R_K \approx I R_K. \quad (5.39)$$

Так как в активном режиме работы транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  потенциал их коллектора выше потенциала базы, условие восстановления входных логических уровней на выходе схемы требует дополнительных источников напряжения смещения  $E_{см}$ , включаемых между коллекторами транзисторов и выходными клеммами, как показано на рис. 5.37. На практике можно считать, что при напряжениях  $u_x$ , соответствующих логическим уровням  $U^H$ ,  $U^B$ , элемент полностью переключается (закрывается один из транзисторов). При этом справедливы соотношения  $U^B = -E_{см}$ ,  $U^H = -E_{см} - \Delta U$ .

Рассмотрим ограничения на напряжение  $E_{см}$ , обеспечивающие ненасыщенный режим работы транзисторов. Так как в открытом состоянии транзистора  $T_1$  напряжение на его базе больше  $E_6$ , опасность насыщения возникает прежде всего для транзистора  $T_1$ . Для закрывания коллекторного перехода транзистора необходимо, чтобы разность напряжений между базой и коллектором была отрицательна. Данное условие для транзистора  $T_1$  выполняется, если  $u_{x \max} \leq U_{хкр}$  (см. рис. 5.38). Учитывая, что  $u_{x \max} = U^B = -E_{см}$ , а  $U_{хкр} = u_{к1 \min} = -\Delta U$ , условие ненасыщенного режима можно представить в виде

$$E_{см} \geq \Delta U. \quad (5.40)$$

На рис. 5.39 изображена схема элемента ТЛПТ, в которой для реализации многоходовой переключательной функции входной транзистор заменяют группой из  $M$  параллельно соединенных транзисторов, а напряжение смещения образуется за счет падения напряжения на эмиттерном переходе эмиттерных повторителей  $T_{эп1}$ ,

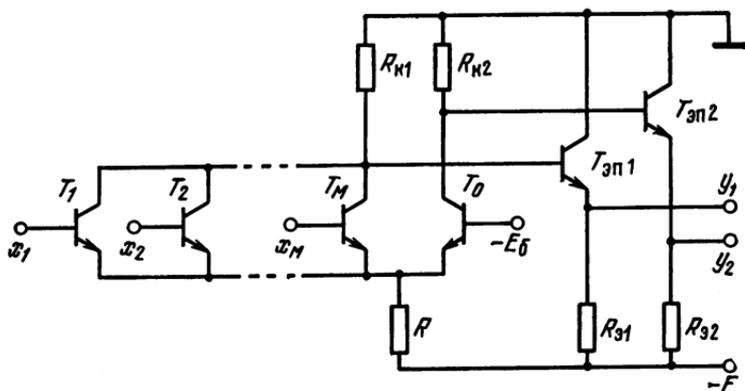


Рис. 5.39

$T_{3n2}$ , включаемых на выходе элемента. При этом на выходе  $y_1$  формируется функция ИЛИ — НЕ, на выходе  $y_2$  — функция ИЛИ.

**Статическая помехоустойчивость.** Наличие двух парафазных выходов позволяет использовать для анализа статической помехоустойчивости передаточную характеристику как инвертирующего, так и неинвертирующего типа. Однако в связи с тем, что коэффициент усиления цепи из двух каскадно включенных элементов ТЛПТ всегда больше коэффициента усиления одного элемента, запас помехоустойчивости по отношению к инвертирующему выходу оказывается больше, чем по отношению к неинвертирующему. Поэтому при расчете помехоустойчивости целесообразно рассматривать элемент ТЛПТ как неинвертирующий с передаточной характеристикой  $u_{y2}(u_x)$ .

Для оценки верхней границы характеристик  $MAXF$  требуется в соответствии с табл. 5.2 подавать  $u_x$  одновременно на все входы элемента. При этом предполагается, что входные транзисторы идентичны, т. е. ток  $I_1$ , протекающий через  $R_1$ , распределяется поровну между транзисторами  $T_1, T_2, \dots, T_M$  и, следовательно,  $u_x$  для заданного  $I_1$  минимально.

Обозначим ток эмиттера транзистора  $T_0$  через  $i_{э2}$ , а ток эмиттера входного транзистора  $T_i$  ( $i = 1, 2, \dots, M$ ) — через  $i_{э1}$ . Тогда

$$i_{э1} = (I - i_{э0})/M. \quad (5.41)$$

Входное напряжение  $u_x$  отличается от  $E_6$  на разность напряжений  $U_{БЭ}$  входного транзистора и транзистора  $T_0$ . Используя соотношение (3.24) для оценки напряжения на эмиттерном переходе транзистора, можно получить, что

$$u_x = E_6 + m\varphi_T (\ln i_{э1} - \ln i_{э2}). \quad (5.42)$$

Совместное решение системы уравнений (5.41), (5.42) относительно  $i_{э2}$  приводит к соотношению

$$i_{э2} = I / (1 + z), \quad (5.43)$$

где

$$z = M \exp [(u_x - E_0)/m\varphi_T]. \quad (5.44)$$

Используя (5.43) и учитывая, что  $u_{y2} = -(U_{БЭ\text{эп}2} + 2\alpha i_{э2} R_{к2})$ , верхнюю границу характеристики  $MAXF$  можно представить в виде

$$u_{y2} = -(U_{БЭ\text{эп}2} + \Delta U/(1+z)). \quad (5.45)$$

Для оценки нижней границы характеристики  $MINF$  требуется в соответствии с табл. 5.2 подавать  $u_x$  на один из входов, причем на остальные входы поступает низкий уровень напряжения, соответствующий логическому 0. В этом случае при переключении элемента открывается только один входной транзистор. Поэтому нижняя граница характеристики описывается соотношениями (5.44) и (5.45) при  $M = 1$ , т. е. для  $MINF$ ,

$$z = \exp [(u_x - E_0)/(m\varphi_T)]. \quad (5.46)$$

Для определения координат точек  $A$  и  $B$  на границах передаточной характеристики найдем производные  $du_{y2}/du_x$  и приравняем их единице. При этом

$$z^2 + 2(1 - 0,5\gamma)z + 1 = 0,$$

где  $\gamma = \Delta U/(m\varphi_T)$ .

Минимальный корень уравнения соответствует точке  $A$ , максимальный — точке  $B$ :

$$z_A = 0,5\gamma - 1 - \sqrt{0,25\gamma^2 - \gamma}, \quad z_B = 0,5\gamma - 1 + \sqrt{0,25\gamma^2 - \gamma}.$$

Подставляя значения  $z_A$ ,  $z_B$  в (5.44) — (5.46), можно найти искомые координаты:

$$\begin{aligned} U_{y2A} &= - \left[ U_{БЭ\text{эп}2} + \frac{2\Delta U}{\gamma(1 - \sqrt{1 - 4/\gamma})} \right]; \\ U_{xA} &= E_0 + m\varphi_T \ln \frac{1}{M} \left[ \frac{\gamma}{2} - 1 - \frac{\gamma}{2} \left( 1 - \frac{4}{\gamma} \right) \right]; \\ U_{y2B} &= - \left[ U_{БЭ\text{эп}2} + \frac{2\Delta U}{\gamma(1 + \sqrt{1 - 4/\gamma})} \right]; \\ U_{xB} &= E_0 + m\varphi_T \ln \left( \frac{\gamma}{2} - 1 + \frac{\gamma}{2} \sqrt{1 - \frac{4}{\gamma}} \right), \end{aligned}$$

откуда

$$\begin{aligned} \Delta U_n^B &= E_0 + U_{БЭ\text{эп}2} + \frac{2\Delta U}{\gamma \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{4}{\gamma}} \right)} + \\ &+ m\varphi_T \ln \frac{1}{M} \left( \frac{\gamma}{2} - 1 - \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} \left( 1 - \frac{4}{\gamma} \right)} \right), \end{aligned} \quad (5.47a)$$

$$\Delta U_{\text{п}}^{\text{в}} = -E_{\sigma} - U_{\text{БЭЭп2}} - \frac{2\Delta U}{\gamma \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{\gamma}}\right)} - m\varphi_{\text{т}} \ln \left( \frac{\gamma}{2} - 1 + \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} \left(1 - \frac{4}{\gamma}\right)} \right). \quad (5.476)$$

Оптимальное значение напряжения  $E_{\sigma}$  выбирают из равенства  $\Delta U_{\text{п}}^{\text{в}} = \Delta U_{\text{п}}^{\text{н}}$ :

$$E_{\sigma \text{ опт}} = -U_{\text{БЭЭп2}} - 0,5\Delta U + m\varphi_{\text{т}} \ln \sqrt{M}. \quad (5.48)$$

Подставляя  $E_{\sigma} = E_{\sigma \text{ опт}}$  в (5.47), можно оценить запас помехоустойчивости  $\Delta U_{\text{п}} = \Delta U_{\text{п}}^{\text{н}} = \Delta U_{\text{п}}^{\text{в}}$  элемента ТЛПТ при оптимальном напряжении  $E_{\sigma}$ :

$$\Delta U_{\text{п}} = \frac{\Delta U}{2} - \frac{2\Delta U}{\gamma \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4}{\gamma}}\right)} - m\varphi_{\text{т}} \ln \left[ \sqrt{M} \left( \frac{\gamma}{2} - 1 + \frac{\gamma}{2} \sqrt{1 - \frac{4}{\gamma}} \right) \right]. \quad (5.49)$$

Как видно из рис. 5.40, при уменьшении  $\gamma$  и увеличении  $M$  параметр  $\delta U_{\text{п опт}} = \Delta U_{\text{п}} / \Delta U$  уменьшается. Для каждого  $M$  существует минимальная амплитуда сигнала, при которой еще можно сохранить работоспособность элемента. При  $M=16$  минимальная амплитуда равна  $10 m\varphi_{\text{т}}$ , т. е. составляет 260...350 мВ. Рассматриваемое ограничение на минимальный перепад напряжений между уровнями логического сигнала носит принципиальный характер и распространяется на все логические элементы, реализуемые на биполярных транзисторах.

Для устройства ТЛПТ амплитуда сигнала  $\Delta U$  в соответствии с (5.39) не превышает 0,6...0,7 В. При этом параметр  $\gamma$  в зависимости от коэффициента  $m$  обычно лежит в пределах 16...28. Как следует из рис. 5.40, для типовых значений  $\Delta U$  при  $M=16$  относительная помехоустойчивость остается больше 0,2.

**Потребляемая мощность.** Эта мощность  $P$  складывается из мощностей потребляемых переключателем тока ( $P_{\text{тк}}$ ) и эмиттерными повторителями ( $P_{\text{эп}}$ ). Учитывая соотношения (5.39), получаем

$$P_{\text{тк}} = \Delta U E / R_{\text{к}}. \quad (5.50)$$

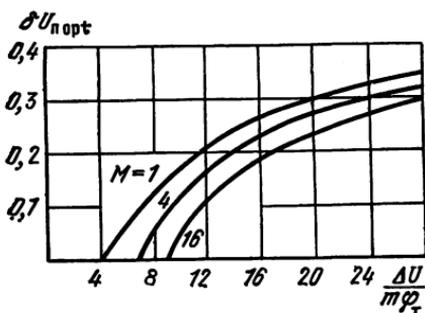


Рис. 5.40

Мощность, потребляемая эмиттерными повторителями,

$$P_{\text{эп}} = E (I_{\text{эп1}} + I_{\text{эп2}}) = \frac{2E^2 + E(U^{\text{в}} + U^{\text{в}})}{R_{\text{э}}} = \frac{2E^2}{R_{\text{э}}} \left( 1 - \frac{2e_{\text{э0}} + \Delta U}{2E} \right). \quad (5.51)$$

**Динамические характеристики.** В элементах ТЛПТ из-за низкого сопротивления внешних по отношению к транзисторам цепей на управляющие токи и, следовательно, на характер переходных процессов существенно влияет нелинейность входных сопротивлений транзисторов. Это затрудняет точный расчет динамических характеристик элементов ТЛПТ, делая его возможным лишь с привлечением вычислительной техники.

Приближенные оценочные соотношения для задержек передачи сигнала через элемент можно получить при следующих допущениях:

1) инерционность схемы обусловлена в основном перезарядом барьерных и паразитных монтажных емкостей, тогда как длительностью процессов переключения эмиттерного тока в транзисторах можно пренебречь;

2) передаточная характеристика переключателя тока близка к ступенчатой функции с порогом на уровне 0,5 от амплитуды сигнала.

Данные допущения корректны для высокочастотных дрейфовых (интегральных) транзисторов при амплитуде сигнала не менее 0,4 В.

Для определения динамических характеристик элемента ТЛПТ достаточно рассмотреть прохождение сигнала с выхода переключателя тока элемента ЛЭ<sub>1</sub> на выход переключателя тока элемента ЛЭ<sub>2</sub>, следующего за элементом ЛЭ<sub>1</sub>. (рис. 5.41). Транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  образуют плечи переключателей тока соответственно элементов ЛЭ<sub>1</sub> и ЛЭ<sub>2</sub>.

Входным сигналом в момент  $t_0$  является положительный скачок  $\alpha I$  тока  $i_{\text{к1}}$ , в момент  $t'_0$  — отрицательный скачок  $-\alpha I$  этого тока. Скачкообразное изменение коллекторного тока транзистора  $T_1$  в результате перезаряда паразитных емкостей приводит к плавному изменению напряжений  $u_{\text{бэ1}}$  и  $u_{\text{бэ2}}$  на базах тран-

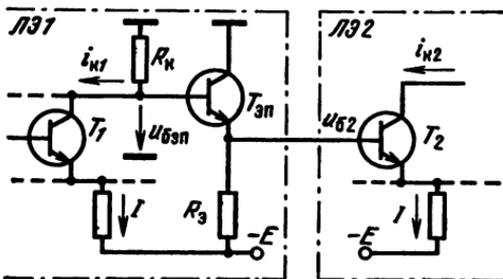


Рис. 5.41

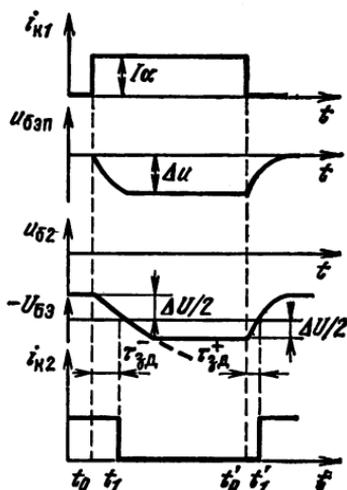


Рис. 5.42

зисторов  $T_{эп}$  и  $T_2$  (рис. 5.42) и скачкообразному изменению тока  $i_{к1}$  в момент, когда модуль приращения  $u_{б2}$  станет равен  $0,5 \Delta U$ . Временные интервалы  $t_0 \dots t_1$  и  $t'_0 \dots t'_1$  определяют соответственно задержки  $\tau_{зд}^-$  и  $\tau_{зд}^+$ .

Положительный скачок тока  $i_{к1}$  вызывает быстрое уменьшение напряжения  $u_{б2}$ , в результате чего эмиттерный повторитель закрывается и суммарная эквивалентная емкость нагрузки  $C_{\Sigma}$  перезаряжается через резистор  $R_э$ , как показано на рис. 5.43. Емкость  $C_{\Sigma}$  складывается из емкости  $C_э$  и  $C_к$  входных транзисторов элементов, нагружающих ЛЭ1, и монтажной емкости  $C_м$ . Большое сопротивление  $R_э$  позволяет не учитывать влияния объемного сопротивления базы входных транзисторов.

В соответствии с эквивалентной схемой на рис. 5.43 напряжение  $u_{б2}$  изменяется по экспоненциальному закону

$$u_{б2}(t) = (E - e_{э0}) \exp\left(-\frac{t-t_0}{R_э C_{\Sigma}}\right) - E.$$

Приравняв  $u_{б2}(t)$  пороговому напряжению  $(U^э - \Delta U/2)$ , получаем, что

$$\tau_{зд}^- = -R_э C_{\Sigma} \ln\left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta U}{E - e_{э0}}\right) \approx \frac{R_э C_{\Sigma} \Delta u}{2(E - e_{э0})}. \quad (5.52)$$

При передаче отрицательного скачка тока  $i_{к1}$  ток транзистора эмиттерного повторителя нарастает.

С точностью, достаточной для приближенных расчетов, можно считать, что повторитель обладает единичным коэффициентом передачи по напряжению, нулевым выходным и бесконечно большим входным сопротивлениями. Малое выходное сопротивление повторителя увеличивает влияние объемного сопротивления базы  $r'_б$  входного транзистора на процессы заряда и в то же время позволяет не учитывать влияния дополнительной нагрузки.

В цепи передачи отрицательного скачка тока  $i_{к1}$  (рис. 5.44) суммарная емкость  $C'_к$  между выходом переключателя тока и нулевой шиной складывается из емкости монтажа  $C_м$  и барьерных емкостей  $C_к$ . Если элемент реализован в виде интегральной микросхемы, к ним добавляются емкости  $C_{пар}$  и  $C_{Rк}$ , образуемые между элементами схемы и подложкой:

$$C'_к = M(C_к + C_{пар}) + C_к + C_{Rк} + C_м.$$

Входная емкость  $C_{вх}$ , складывается из емкостей  $C_к$  и  $C_э$  входного транзистора.

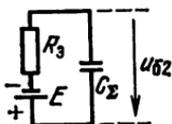


Рис. 5.43

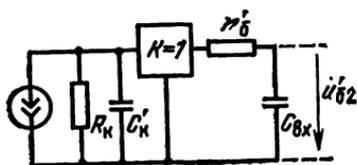


Рис. 5.44

Из схемы на рис. 5.44, учитывая (5.39), получаем

$$u_{62\sim}(p) = \frac{\Delta U}{p(1 + pR_K C'_K)(1 + pr'_6 C_{ВХ})}. \quad (5.53)$$

На практике обычно  $R_K C'_K \gg r'_6 C_{ВХ}$ , что позволяет заменить сомножитель  $(1 + pr'_6 C_{ВХ})$  экспоненциальным членом  $\exp(pr'_6 C_{ВХ})$ . При этом оригинал, соответствующий (5.53), можно записать в виде

$$u_{62\sim}(t) = \Delta u \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t - r'_6 C'_K - t'_0}{R_K C_K}\right) \right].$$

Решая уравнение  $u_{62\sim}(t'_1) = 0,5\Delta U$ , находим, что

$$\tau_{зд}^+ = r'_6 C_{ВХ} + R_K C'_K \ln 2 \approx r'_6 C_{ВХ} + 0,7 R_K C'_K. \quad (5.54)$$

Задержки  $\tau_{зд}^-$ ,  $\tau_{зд}^+$  связаны с мощностью, потребляемой элементом ТЛПТ от источника питания:

$$\tau_{зд}^- = \frac{E\Delta U C_{\Sigma} \left(1 - \frac{2e_{90} + \Delta U}{2E}\right)}{P_{ВП} \left(1 - \frac{e_{90}}{E}\right)} \approx \frac{E\Delta U C_{\Sigma}}{P_{ВП}} \left(1 - \frac{\Delta U}{2E}\right);$$

$$\tau_{зд}^+ = r'_6 C_{ВХ} + \frac{0,7E\Delta U C'_K}{P_{ТК}}. \quad (5.55)$$

Средняя задержка  $\bar{\tau}_{зд} = (\tau_{зд}^- + \tau_{зд}^+)/2$  определяется соотношением

$$\bar{\tau}_{зд} = 0,5r'_6 C_{ВХ} + \frac{E\Delta U}{2P} \left[ \frac{0,7C'_K}{\gamma_P} + \frac{C_{\Sigma}}{1 - \gamma_P} \left(1 - \frac{\Delta U}{2E}\right) \right], \quad (5.56)$$

где  $\gamma_P = P_{ТК}/P$ .

Из формулы (5.56) следует, что увеличение быстродействия элемента связано с ростом потребляемой мощности. При постоянной  $P$  средняя задержка тем меньше, чем меньше напряжение питания элемента  $E$ , амплитуда сигнала  $\Delta U$  и емкости  $C'_K$  и  $C_{\Sigma}$ . Существует оптимальное значение параметра  $\gamma_P$ , обеспечивающее при заданных  $C'_K$ ,  $C_{\Sigma}$ ,  $E$ ,  $\Delta U$  минимум средней задержки:

$$\gamma_{P \text{ opt}} = \left[ 1 + \sqrt{1,4 \left(1 - \frac{\Delta U}{2E}\right) \frac{C_{\Sigma}}{C'_K}} \right].$$

Современные элементы ТЛПТ имеют среднюю задержку переключения 0,5...5 нс при потребляемой мощности 35...70 мВт на ячейку.

## 5.6. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА МДП-ТРАНЗИСТОРАХ

Логические элементы на полевых МДП-транзисторах широко распространены в технике цифровых больших интегральных схем. Их достоинства: простота технологии производства, малые габарит-

ные размеры и небольшая потребляемая мощность — позволяют реализовать на одной подложке большое число элементов при высоком проценте выхода годных схем.

МДП-транзистором называют полупроводниковый прибор со структурой металл-диэлектрик-полупроводник, принцип действия которого основан на эффекте изменения проводимости поверхностного слоя полупроводника под действием напряжения, приложенного к металлическому электроду, отделенному от поверхности полупроводника тонким слоем диэлектрика. Различают МДП-транзисторы со встроенным (проводящим) и индуцированным (непроводящим) каналом. Структура МДП-транзистора со встроенным каналом показана на рис. 5.45, а. Тип проводимости канала совпадает с типом проводимости областей стока и истока и обратен типу проводимости подложки. В таком транзисторе ток стока может протекать при нулевом напряжении между затвором и истоком  $u_{зи}$  (рис. 5.45, б).

Структура МДП-транзистора с индуцированным каналом (рис. 5.46, а) отличается от структуры МДП-транзистора со встроенным каналом тем, что в ней при  $u_{зи} = 0$  канал отсутствует. При этом цепь сток — исток представляет собой два диода, включенных навстречу друг другу, причем ток стока равен нулю. Канал формируется под действием напряжения, подаваемого на затвор. Минимальное значение  $u_{зи}$ , при котором происходит формирование канала, называется пороговым и обозначается через  $U_{зи\ пор}$  (рис. 5.46, б). Полярность отпирающего напряжения совпадает с полярностью напря-

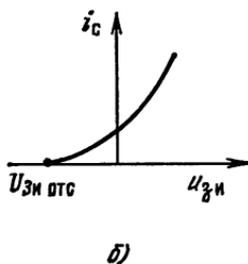
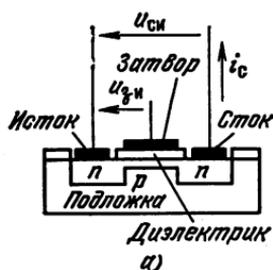


Рис. 5.45

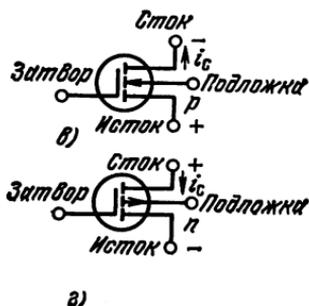
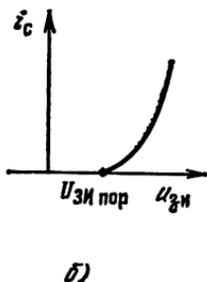
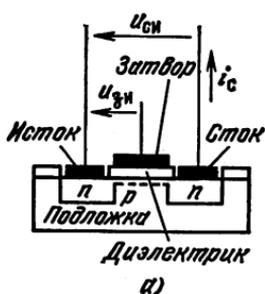


Рис. 5.46

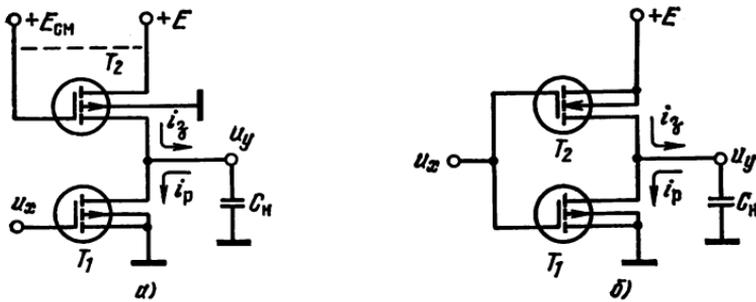


Рис. 5.47

жения питания, подаваемого на сток. Она положительна для транзистора с  $n$ -каналом (рис. 5.46, в) и отрицательна для транзистора с  $p$ -каналом (рис. 5.46, г). Возможность запираения МДП-транзистора с индуцированным каналом при одинаковой полярности напряжений  $u_{сн}$  и  $u_{зп}$  позволяет использовать непосредственную связь между каскадами и делает эти транзисторы весьма удобными для построения логических схем с общим истоком.

Вольт-амперные характеристики МДП-транзистора, полученные при ряде упрощающих предположений [20], могут быть аналитически представлены в виде

$$i_c = \begin{cases} \nu [2u_{сн} (u_{зп} - U_{зи\ пор}) - u_{сн}^2] & \text{при } u_{сн} < u_{зп} - U_{зи\ пор}, & (5.57a) \\ \nu (u_{зп} - U_{зи\ пор})^2 & \text{при } u_{сн} \geq u_{зп} - U_{зи\ пор}, & (5.57б) \end{cases}$$

где  $\nu$  — характеристический параметр, зависящий от геометрии транзистора и электрофизических свойств полупроводника, имеющий размерность  $\text{мкА}/\text{В}^2$ .

На участке, описываемом уравнением (5.57а), ток стока  $i_c$  существенно зависит от  $u_{сн}$ , в связи с чем этот участок называют омическим, триодным или крутым. На участке, описываемом уравнением (5.57 б),  $i_c$  теоретически не зависит от  $u_{сн}$ , и этот участок называют участком насыщения, пентодным или пологим.

**Инвертор.** На рис. 5.47 приведены схемы двух основных типов инверторов на МДП-транзисторах: с пассивной нелинейной и с активной нагрузкой.

Инвертор с пассивной нелинейной нагрузкой (рис. 5.47, а) состоит из активного (управляемого) транзистора  $T_1$  и пассивного (неуправляемого) транзистора нагрузки  $T_2$ . Оба транзистора имеют одинаковый тип проводимости канала. Работа инвертора иллюстрируется вольт-амперными характеристиками активного транзистора  $i_c(u_y)$  и нагрузки  $i_n(u_y)$ , которые построены в соответствии с уравнениями (5.57). В простейшем случае затвор транзистора  $T_2$  можно подключить к источнику питания  $E$  (штриховая линия на рис. 5.47, а) При этом для нагрузочного транзистора  $u_{зп} = u_{сн} = E - u_y$ . Транзистор работает в пологой области характеристики,

описываемой уравнением

$$i_c = i_n = v_n (E - U_{зи\ пор} u_y)^2, \quad (5.58)$$

которому соответствует нагрузочная кривая 1 на рис. 5.48, а. Характеристики инвертора можно улучшить, подключая затвор транзистора  $T_2$  к специальному источнику напряжения смещения  $E_{см}$ , причем при  $E_{см} > E + U_{зи\ пор}$  нагрузочный транзистор работает в крутой области характеристик. Вольт-амперная характеристика в соответствии с (5.57б) описывается уравнением

$$i_n = v_n (E - u_y) (2E_{см} - 2U_{зи\ пор} - E - u_y), \quad (5.59)$$

которому соответствует нагрузочная кривая 2 на рис. 5.48, а.

Передаточные характеристики инверторов с пассивной нагрузкой показаны на рис. 5.48, б. При  $u_x < U_{зи\ пор}$  активный транзистор закрыт. В установившемся режиме ток нагрузки  $i_n = 0$ . Поэтому в соответствии с (5.58) и (5.59) напряжение на выходе схемы без источника напряжения смещения будет равно  $E - U_{зи\ пор}$ ; при наличии источника напряжения смещения  $u_y = E$ . Указанные напряжения задают уровень сигнала  $U^в$ , соответствующий логической 1 в положительной логике. Уровень  $U^в$  определяется выходным напряжением в точках А или А' передаточных характеристик.

Быстродействие инвертора обусловлено процессами заряда и разряда нагрузочной емкости  $C_n$ , равной сумме емкости монтажа и входной емкости следующих ЛЭ. Емкость  $C_n$  заряжается через нагрузочный транзистор. Для получения малых значений  $U^в$  в схемах с пассивной нагрузкой приходится выбирать транзистор  $T_2$  с большим сопротивлением канала (малое значение параметра  $v_n$ ). Это приводит к замедлению процесса заряда емкости  $C_n$ .

В схеме с дополнительным источником смещения за счет большей линейности нагрузочной характеристики ток заряда емкости нагрузки убывает с приближением  $u_y$  и  $U^в$  более медленно, чем в схеме без дополнительного источника. Это вызывает увеличение быстродействия схем с источником смещения, называемых иногда схемами с квазилинейной нагрузкой.

Существенно лучшими характеристиками обладает инвертор с активной нагрузкой (рис. 5.47, б), реализованной на транзисторах с

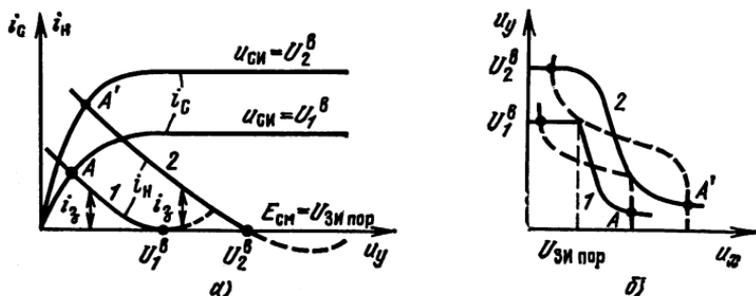


Рис. 5.48

разным типом проводимости канала. Высокий уровень напряжения на входе инвертора закрывает  $T_2$  и открывает  $T_1$ , создавая тем самым условия для быстрого разряда емкости  $C_n$  до нуля. Аналогично низкий уровень обеспечивает быстрый заряд  $C_n$  через открытый транзистор  $T_2$  при закрытом  $T_1$  (рис. 5.49).

Многоходовые ЛЭ на МДП-транзисторах строят путем параллельного, последовательного или комбинированного соединения активных (переключаемых) транзисторов. Структура многоходового ЛЭ с нелинейной нагрузкой при параллельном включении транзисторов (рис. 5.50, а) аналогична структуре ЛЭ на биполярных транзисторах с общим эмиттером, рассмотренных в § 5.3. В положительной логике на транзисторах с  $n$ -каналом данная схема выполняет переключательную функцию ИЛИ — НЕ. Для реализации функции И — НЕ используют последовательное включение транзисторов (рис. 5.50, б). Следует, однако, отметить, что так как в нижнее плечо делителя напряжения, образующегося при  $u = 0$ , входят последовательно соединенные  $M$  транзисторов, уровень сигнала  $U^n$  в схеме И — НЕ получается выше, чем в схеме ИЛИ-НЕ. Для уменьшения  $U^n$  в элементах И — НЕ приходится использовать низкоомные транзисторы, занимающие большую площадь на подложке. Сложные логические функции реализуют сочетанием параллельных и последовательных соединений МДП-транзисторов.

При построении ЛЭ на транзисторах с каналами разного типа проводимости управляемые транзисторы необходимо соединять последовательно-параллельно как в нижнем, так и в верхнем плечах делителя. При этом ЛЭ можно представить в виде последовательного соединения двух коммутируемых двухполюсников (рис. 5.51, а). Для определения

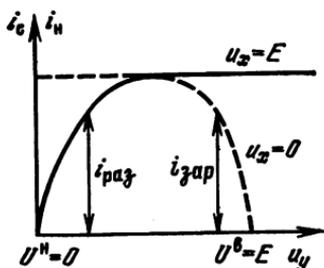


Рис. 5.49

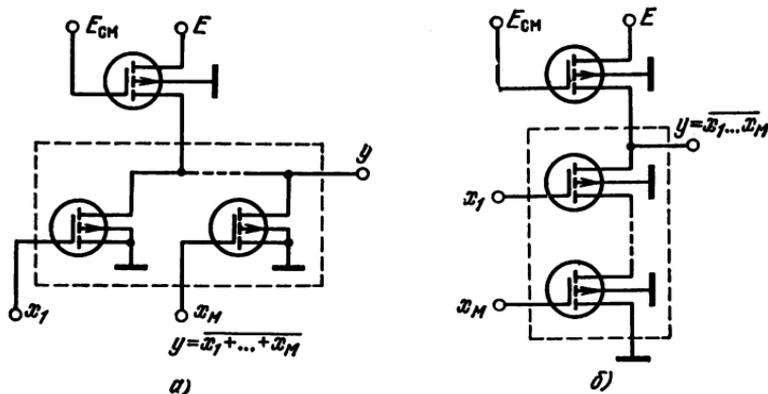


Рис. 5.50

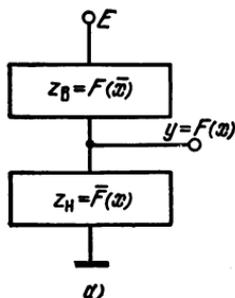
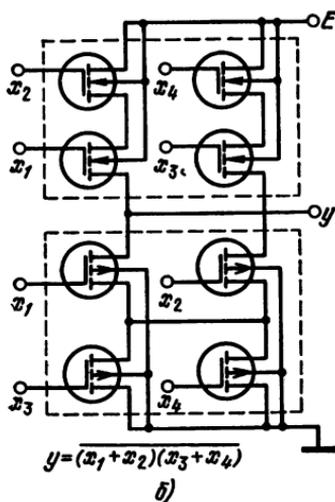


Рис. 5.51

состояния двухполюсников в нижнем и верхнем плечах делителя введем двоичные переменные:  $z_H$  и  $z_B$ , полагая, что логической 1 соответствует замыкание двухполюсника, логическому 0 — размыкание. Учитывая, что при  $y = 1$  замкнут верхний двухполюсник и разомкнут нижний и, наоборот, при  $y = 0$ , замкнут нижний и разомкнут верхний двухполюсник, для реализации заданной функции  $y = F(x)$  необходимо потребовать, чтобы значения  $z_B$  совпадали со значениями  $F$ , а значения  $z_H$  совпадали со значениями  $\bar{F}$ . Так как замыкание ключа в нижнем плече происходит при подаче на его затвор напряжения высокого уровня, а замыкание ключа в верхнем плече — при подаче на затвор низкого уровня, целесообразно в качестве аргументов функции  $z_B$  брать инверсию входных переменных, а функции  $z_H$  — сами входные переменные. Представив функции  $z_B$  и  $z_H$  в виде выражений в булевой алгебре, каждую входящую в них конъюнкцию представляем последовательным соединением транзисторов, дизъюнкцию — параллельным. В качестве примера на рис. 5.51, б показана реализация функции  $y = \overline{(x_1 + x_2)(x_3 + x_4)}$ , для которой

$$z_H = (x_1 + x_2)(x_3 + x_4),$$

$$z_B = (\bar{x}_1 + \bar{x}_2)(\bar{x}_3 + \bar{x}_4) = x_1 x_2 + x_3 x_4.$$



## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ

- 5.1. Составить таблицу истинности переключательных функций  $y_1 = x_1 + x_2$ ,  $y_2 = x_1 x_2$ ,  $y_3 = x_1 \oplus x_2$ .
- 5.2. Построить логические схемы на элементах И, ИЛИ, НЕ, реализующие переключательные функции  $y_1 = x_1 x_2 + \bar{x}_1 \bar{x}_2$ ;  $y_2 = x_1 + x_2 + x_1 x_3$ ;  $y_3 = x_1(x_2 + \bar{x}_3 \bar{x}_4) + x_2 x_4$ .
- 5.3. Составить таблицу истинности переключательных функций  $y_1 = \overline{x_1 + x_2}$ ,  $y_2 = \overline{x_1 x_2}$ .

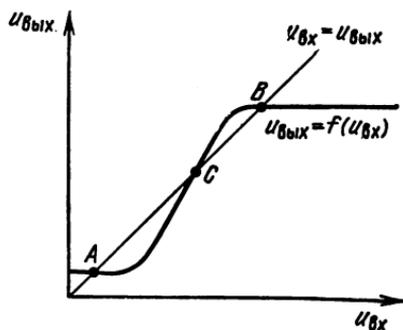
- 5.4. Построить логические схемы на элементах И — НЕ и ИЛИ — НЕ, реализующие переключательные функции, перечисленные в задаче 5.2.
- 5.5. Указать возможные способы представления двоичных переменных электрическими сигналами.
- 5.6. Построить передаточную характеристику ЛЭ неинвертирующего типа. Определить по ней уровни логического 0 и 1 в положительной и отрицательной логике.
- 5.7. Определить уровни логического 0 и 1 для ЛЭ неинвертирующего типа при возможном разбросе его передаточной характеристики.
- 5.8. Построить передаточную характеристику ЛЭ инвертирующего типа. Определить по ней уровни логического 0 и 1. Каким условием должна удовлетворять характеристика работоспособного ЛЭ?
- 5.9. Как по статической передаточной характеристике ЛЭ определить запас помехоустойчивости? Чем отличается решение данной задачи для ЛЭ инвертирующего и неинвертирующего типов?
- 5.10. Из условия оптимизации статической помехоустойчивости рассчитать номиналы резисторов ЛЭ по схеме рис. 5.18, имеющей  $\bar{P} = 20$  мВт,  $M = 4$ ,  $N = 6$ ,  $E_K = 10$  В. Параметры упрощенной кусочно-линейной модели транзистора:  $e_{\beta 0} = 0,7$  В,  $U_{KЭнас} = 0,1$  В,  $I_{KB0max} = 1$  мкА,  $\beta_{min} = 60$ .
- 5.11. Решить задачу 5.10 для элемента РТЛ (рис. 5.25), имеющего  $\bar{P} = 2$  мВт,  $N = M = 8$ ,  $E_K = 4$  В.
- 5.12. Решить задачу 5.11, используя экспоненциальную модель транзистора с параметрами:  $\beta_{min} = 60$ ,  $\beta_1 \approx 1$ ,  $m = 1,2$ ,  $r'_6 = 100$  Ом, при  $U_{KЭ} = 4$  В,  $I_{KB0max} = 1$  мкА, а при  $I_{Бнас} = I_{Кнас} = 5$  мА,  $U_{БЭнас} = 1,1$  В,  $U_{КЭнас} = 0,1$  В.
- 5.13. Для ДТЛ элемента (рис. 5.29)  $E_a = 6$  В,  $E_K = 3$  В,  $E_{см} = 0$ ,  $R_6 = R_a = 20$  кОм,  $R_K = 10$  кОм, параметры транзисторов:  $e_{\beta 0} = 0,6$  В,  $\beta = 60$ . Рассчитать токи  $I_a$ ,  $I_{см}$ ,  $I_{R_K}$  для двух состояний ЛЭ и определить коэффициент насыщения транзистора при  $N = 5$ .
- 5.14. Для ДТЛ элемента (рис. 5.29)  $E_a = 6$  В,  $E_K = 3$  В,  $E_{см} = 0$ ,  $R_{amax} = 30$  кОм,  $R_{amin} = 20$  кОм,  $R_{Kmax} = 15$  кОм,  $R_{Kmin} = 10$  кОм. Параметры транзисторов:  $\beta_{min} = 50$ ,  $e_{\beta 0max} = 0,8$  В. Рассчитать сопротивление  $R_6$ , при котором помехоустойчивость ЛЭ максимальна.
- 5.15. Перечислить преимущества ТТЛ элементов по сравнению с элементами ДТЛ?
- 5.16. Перечислить факторы, определяющие запас статической помехоустойчивости ТТЛ — элементов с простым инвертором. Сравнить с элементами ДТЛ.
- 5.17. Построить передаточную характеристику ТТЛ элемента со сложным инвертором. По ней графически определить запас статической помехоустойчивости элемента.
- 5.18. Перечислить факторы, обеспечивающие высокое быстродействие ТЛПТ элементов.
- 5.19. Построить схему элемента ТЛПТ, объяснить назначение эмиттерных повторителей.
- 5.20. Указать средства, которыми достигается оптимизация статических и динамических характеристик ТЛПТ элемента.

## 6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Триггером называется устройство, имеющее два устойчивых состояния и способное под действием управляющих сигналов скачкообразно переходить из одного состояния в другое. Наиболее распространены статические триггеры, в которых устойчивые состояния представляют собой состояния статического равновесия, различающиеся уровнем выходного потенциала.

Статические триггеры широко применяют в импульсных и цифровых устройствах. Можно выделить две основные области их применения: формирование импульсов и работу в качестве элементарных автоматов цифровых устройств. В качестве формирователя статический триггер позволяет получать стандартные по амплитуде прямоугольные импульсы с малой длительностью фронта и среза, практически не зависящей от скорости изменения входного управляющего сигнала. В роли элементарных автоматов (автоматов с двумя внутренними состояниями) различные типы триггеров выполняют функции ячеек двоичной памяти, каскадов задержки на такт, пересчетных ячеек (осуществляющих деление на 2 частоты следования импульсов) и т.д.

Наиболее универсальным и распространенным способом построения бистабильной ячейки статического типа является введение положительной обратной связи в усилитель постоянного тока (УПТ). Механизм образования статических состояний равновесия в данном случае иллюстрируется рис. 6.1. Зависимость  $u_{\text{вых}} = f(u_{\text{вх}})$  отображает передаточную характеристику УПТ с учетом нагрузки, прямая  $u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}}$  — характеристику обратной связи (предполагается непосредственное соединение входа с выходом). Точки пересечения характеристик соответствуют режимам равновесия в схеме. Бистабильный режим реализуется, если характеристика обрат-



ной связи пересекает передаточную характеристику УПТ в трех точках, как показано на рис. 6.1. Точки A и B, в которых коэффициент усиления (при разомкнутой цепи обратной связи) меньше единицы, соответствуют состояниям устойчивого равновесия. Точка C соответствует состоянию неустойчивого равновесия, поскольку в ней коэффициент усиления больше единицы. Малейшее отклонение состояния от точки C (например, из-за шумовых

Рис. 6.1

процессов в схеме), усиливаясь в петле обратной-связи, приводит к лавинообразному (с нарастающей скоростью) переключению ячейки в одно из устойчивых состояний.

Возможность лавинообразного нарастания отклонения состояния от положения неустойчивого равновесия в цепи ПОС дает основание отнести рассматриваемые бистабильные ячейки к устройствам регенеративного типа. Скорость регенерации определяется инерционными элементами УПТ (паразитные емкости, инерционность полупроводниковых приборов).

В качестве УПТ при построении бистабильной ячейки часто используют логические элементы (ЛЭ). Как показывает сравнение рис. 6.1 и 5.5, условие существования двух устойчивых состояний в данном случае совпадает с условием восстановления логических уровней в ЛЭ, т. е. использование работоспособных ЛЭ обеспечивает работоспособность бистабильной ячейки.

Одной из основных характеристик триггера является его быстрое действие  $F_{\max}$ , которое определяется наибольшим числом надежных срабатываний триггера в секунду при постоянном периоде следования запускающих импульсов. Быстродействие триггера измеряется в герцах. Минимальный интервал времени  $T_{\min}$  между двумя запускающими импульсами, вызывающими надежное срабатывание триггера, называется разрешающим временем триггера. Очевидно, что  $T_{\min} = 1/F_{\max}$ .

К другим характеристикам триггера, имеющим значение при его применениях, относятся форма и амплитуда выходных импульсов, параметры цепи запуска, максимально допустимая нагрузка, при которой обеспечивается правильное функционирование триггера, экономичность и габаритные размеры устройства.

Кроме статических триггеров в качестве тактируемых элементарных автоматов применяют элементы динамического типа, в которых задержка двоичного сигнала на такт осуществляется путем его запоминания на реактивных LC-компонентах. Такие элементы, обладая универсальностью, позволяют реализовать на них произвольные цифровые устройства, в том числе устройства триггерного типа. В микроэлектронике динамические элементы наиболее просто выполнить на МДП-структурах, в которых в качестве реактивного запоминающего компонента используется паразитная емкость между затвором и истоком (см. подробнее гл. 13).

Два состояния устойчивого равновесия можно получить, включив в резистивную цепь нелинейный двухполюсник с S- или N-образной ВАХ. Для поддержания бистабильного режима работы такой цепи необходимо, чтобы нагрузочная прямая пересекала ВАХ в трех точках. Точка пересечения с падающим участком ВАХ соответствует режиму неустойчивого равновесия и обусловлена внутренней обратной связью в самом приборе (см. гл. 12).

## 6.2. НЕСИММЕТРИЧНЫЕ ФОРМИРУЮЩИЕ ТРИГГЕРЫ

Несимметричный формирующий триггер представляет собой бистабильное устройство с одним входом, передаточная характеристика которого имеет вид, показанный на рис. 6.2, а. Область характеристики, обозначенная цифрой 2, соответствует бистабильному режиму работы. В дальнейшем для определенности примем состояние, при котором напряжение  $u$  равно верхнему уровню  $U^в$ , за 1, а состояние, при котором  $u = U^н$ , — за 0. В областях 1 и 3 может существовать только одно состояние. Как показано стрелками, переключение триггера из 0 в 1 происходит при возрастании входного напряжения  $e$  в момент перехода через граничную точку  $E_{max}$ . Обратное переключение из 1 в 0 имеет место при уменьшении  $e$  в момент перехода через граничную точку  $E_{min}$ . Уровни  $E_{max}$  и  $E_{min}$  называются соответственно порогами срабатывания и отпуска.

Несимметричный триггер обычно выполняет функции либо порогового устройства, реагирующего на определенный уровень сигнала (или определенную амплитуду импульса), либо формирователя прямоугольных импульсов заданной амплитуды из сигнала синусоидальной или другой непрямоугольной формы (рис. 6.2, б).

Различают две основные схемы несимметричных триггеров: на транзисторах с эмиттерной связью и на дифференциальном усилителе постоянного тока (ДУПТ).

### Триггер с эмиттерной связью

В триггере с эмиттерной связью (рис. 6.3) напряжение с коллекторной нагрузки первого каскада  $T_1$  УПТ поступает на базу второго каскада  $T_2$  через резистивный делитель  $R_{св}$ ,  $R_6$ , верхнее плечо которого зашунтировано ускоряющим конденсатором  $C$ . Цепь ПОС замыкают, соединяя эмиттеры транзисторов  $T_1$ ,  $T_2$ . Управляющее напряжение  $e$  подают на базу  $T_1$ , выходное напряжение  $u$  снимают с коллектора  $T_2$ .

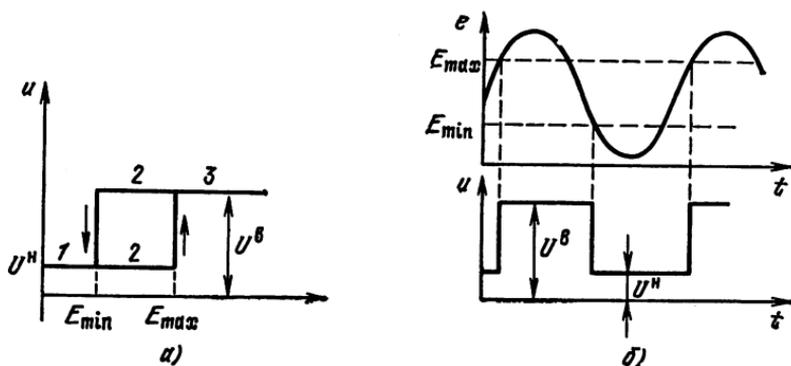


Рис. 6.2

Рассмотрим работу схемы при входном напряжении  $e$ , медленно изменяемом в интервале  $0 \dots E_K$ . Предположим, что в начальном состоянии  $e = 0$ , при этом  $T_1$  закрыт, а  $T_2$  находится в режиме усиления\*). Запирающее напряжение на эмиттере  $T_1$  обусловлено эмиттерным током  $T_2$ , протекающим через резистор  $R_B$ . Коллекторное напряжение  $T_2$  определяет нижний уровень выходного напряжения  $U^n$ .

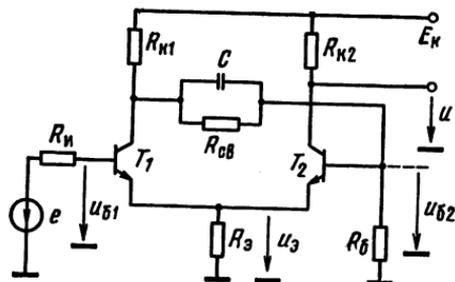


Рис. 6.3

При увеличении  $e$  в некоторый момент (при  $e(t) = E_{\max}$ ) транзистор  $T_1$  открывается, в результате чего ток через резистор  $R_B$  перераспределяется между транзисторами  $T_1$  и  $T_2$ . Поскольку оба транзистора находятся в активном режиме, петля ПОС замкнута. Когда коэффициент усиления сигнала в петле больше единицы (условие существования бистабильного режима), процесс увеличения токов через  $T_1$  и уменьшения токов через  $T_2$  развивается лавинообразно и заканчивается закрытием  $T_1$ . При этом формируется скачок выходного напряжения до уровня  $U^B = E - I_{KB0} R_{K2}$ .

В состоянии 1 в зависимости от значения  $e$  транзистор  $T_1$  может находиться в режиме или насыщения, или усиления. В первом случае коллекторное напряжение  $T_1$  равно эмиттерному, поэтому за счет делителя  $R_{KB}, R_6$  условия закрытия  $T_2$  выполняются всегда.

Уменьшение  $e$  приводит сначала к переходу  $T_1$  в режим усиления и затем (при  $e(t) = E_{\min}$ ) к открыванию  $T_2$ . Возникающее при этом замыкание петли ПОС вызывает регенеративный процесс, заканчивающийся закрытием  $T_1$  и возвращением триггера в начальное (нулевое) состояние.

**Условие работоспособности.** Существование двух устойчивых состояний в схеме требует, чтобы уровни входного сигнала  $E_{\max}$  и  $E_{\min}$ , при которых происходит открывание  $T_1$  при возрастании  $e$  и  $T_2$  при уменьшении  $e$ , удовлетворяли неравенству

$$E_{\max} > E_{\min}. \quad (6.1)$$

Далее показано, что это условие эквивалентно обеспечению в петле ПОС коэффициента усиления больше единицы и, следовательно, является достаточным для обеспечения бистабильного режима в схеме (см. рис. 1.1). Кроме (6.1), для правильной работы триггера необходимо обеспечить ненасыщенный режим работы  $T_2$ , для чего достаточно, чтобы выполнялось неравенство

$$u_{K2} = U^n \geq u_{B2} = u_B + e_{0.02}. \quad (6.2)$$

\*) Возможен режим работы триггера, когда при закрытом  $T_1$  транзистор  $T_2$  насыщен [4]. Его недостатком является влияние параметров нагрузки, гальванически связанной с коллектором  $T_2$ , на уровни срабатывания и отпускания.

При закрытом  $T_1$  (нулевое состояние) триггер можно представить эквивалентной схемой, изображенной на рис. 6.4, а. Определим напряжения  $u_{б1}$ ,  $u_{в}$  и, полагая, что транзистор  $T_1$  открывается при  $u_{б1} = u_{в} + e_{э01}$ , найдем порог срабатывания

$$E_{\max} = \frac{E_{к} - I_{КБ01} R_{к1} + I_{КБ02} (R_{к1} + R_{к2})}{1 + \frac{R_{к1} + R_{св}}{R_{б}} \left(1 + \frac{R_{б}}{R_{э} (1 + \beta_2)}\right)} + \frac{e_{э02}}{1 + \frac{R_{б} (R_{к1} + R_{св})}{R_{э} (1 + \beta_2) (R_{к1} + R_{св} + R_{б})}} + e_{э01} - I_{КБ01} R_{и}. \quad (6.3a)$$

Выражение (6.3a) показывает, что для обеспечения стабильности уровня срабатывания необходимо, чтобы  $I_{КБ0} (R_{к1} + R_{св}) \ll E_{к}$ ,  $I_{КБ0} R_{и} \ll E_{\max}$ ,  $R_{б}/R_{э} (1 + \beta_2) \ll 1$ . Последнее неравенство, с одной стороны, устраняет влияние  $\beta_2$ , с другой — обеспечивает условия взаимной компенсации параметров  $e_{э01}$  и  $e_{э02}$ . При этом выражение для  $E_{\max}$  можно упростить:

$$E_{\max} \approx E_{к} \left/ \left[ 1 + \frac{R_{к1} + R_{св}}{R_{б}} \left(1 + \frac{R_{б}}{R_{э} (1 + \beta_2)}\right) \right] \right. \quad (6.3б)$$

Пользуясь эквивалентной схемой на рис. 6.4, а условие ненасыщенного режима  $T_2$  можно записать в виде  $R_{к1} < R_{э} (E_{к}/E_{\max} - 1)$ .

При закрытом  $T_2$  (единичное состояние) эквивалентная схема триггера принимает вид, изображенный на рис. 6.4, б. Определяя из нее  $u_{в}$ ,  $u_{б2}$  и полагая, что  $T_2$  открывается при  $u_{б2} = u_{в} + e_{э02}$ , находим порог отпускания

$$E_{\min} = \frac{E_{к} + I_{КЭ01} R_{к1} + I_{КБ02} (R_{к1} + R_{св}) - e_{э02} [1 + (R_{к1} + R_{св})/R_{б}]}{1 + (R_{к1} + R_{св})/R_{б} + \alpha_1 R_{к1}/R_{э}} \times \left[ 1 + \frac{R_{и} + r_{вх}}{R_{э} (1 + \beta_1)} \right] + e_{э01} - I_{КБ01} (R_{и} + r_{вх}). \quad (6.4a)$$

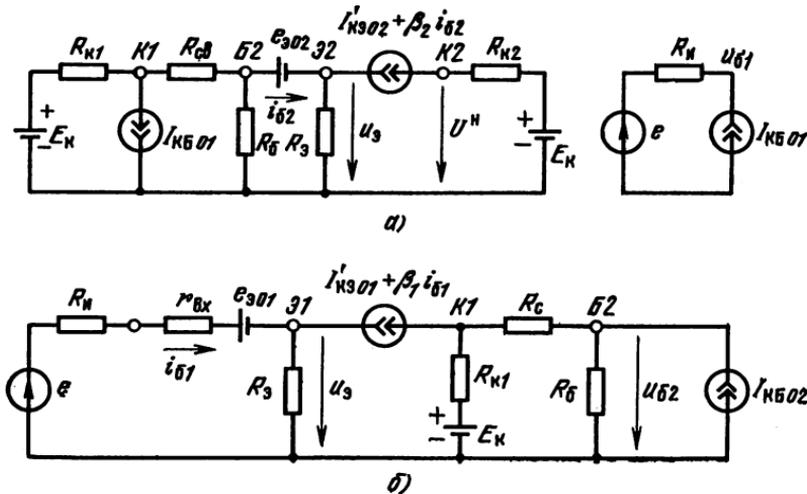


Рис. 6.4

Из-за сильного влияния обратного коллекторного тока  $T_1$  ( $I_{КЭ0} \gg \gg I_{КБ0}$ ) и отсутствия условий взаимной компенсации параметров  $e_{a01}$ ,  $e_{a02}$ , стабильность  $E_{\min}$  в целом хуже, чем стабильность  $E_{\max}$ . В расчетах, не связанных с вопросами стабильности, выражение (6.4а) можно упростить, отбрасывая малые члены:

$$E_{\min} \approx \frac{E_K [1 + R_H/R_3 (1 + \beta_1)]}{1 + (R_{К1} - R_{СВ})/(R_6 + \alpha_1 R_{К1}/R_3)}$$

Подставляя (6.3б) и (6.4б) в (6.1), запишем условие правильной работы триггера:

$$\alpha_1 (1 + \beta_2) R_{К1}/(R_{К1} + R_{СВ}) \left[ 1 + \frac{R_H}{R_3 (1 + \beta_1)} \left( 1 + \frac{R_3 (1 + \beta_2)}{R_6} \right) \right] > 1. \quad (6.5)$$

Левая часть неравенства определяет коэффициент усиления в петле ПОС, поэтому (6.5), а следовательно, и (6.1) является достаточным условием существования бистабильного режима в триггере.

### Несимметричный триггер на ДУПТ

Как указывалось в гл. 4, амплитудная характеристика ДУПТ близка к релейной. Для получения гистерезисной характеристики к неинвертирующему входу ДУПТ подключается цепь ПОС (рис. 6.5, а). Эффективность ПОС, характеризуемая петлевым коэф-

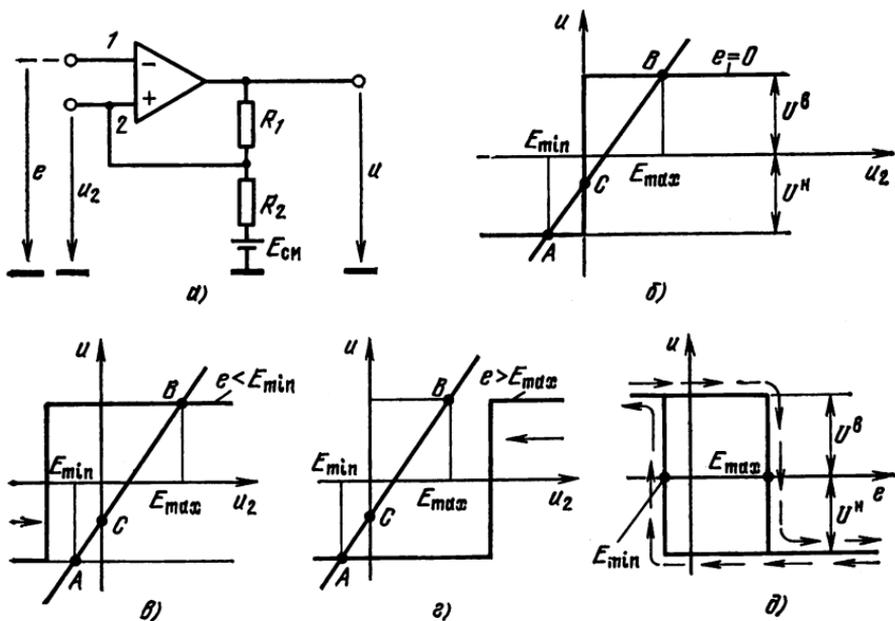


Рис. 6.5

фициентом усиления  $K_p$ , в области усиления ДУПТ является очень высокой:

$$K_p = \gamma K_0 \gg 1, \quad (6.6)$$

где  $\gamma = R_2 / (R_1 + R_2)$ .

В связи с этим при нахождении координат точек  $A$  и  $B$  устойчивого равновесия передаточную характеристику ДУПТ можно считать релейной с вертикальным участком, проходящим через нуль напряжения  $u_2$  на инвертирующем входе при нулевом напряжении на инвертирующем входе  $e = 0$  (рис. 6.5, б). Ординаты точек  $A, B$  определяются из рис. 6.5, б пересечением горизонтальных ветвей релейной характеристики (соответственно  $U^a$  и  $U^b$ ) с нагрузочной прямой

$$u = -(1 - \gamma)E_{см}/\gamma + u_2/\gamma \quad (6.7)$$

и равны

$$E_{max} = \gamma U^b + (1 - \gamma) E_{см}; \quad E_{min} = -\gamma U^a + (1 - \gamma) E_{см}. \quad (6.8)$$

Из (6.8) следует, что, изменяя напряжение  $E_{см}$  источника смещения, можно сдвинуть оба порога.

Если напряжение на инвертирующем входе принимает значения  $e < E_{min}$  или  $e > E_{max}$ , то остается одна точка устойчивого равновесия — соответственно  $A$  или  $B$  (рис. 6.5, в, г). Таким образом, передаточная характеристика  $u = f(e)$  обладает петлей гистерезиса (рис. 6.5, д) что позволяет рассматривать устройства по схеме на рис. 6.5, а как несимметричный триггер. В отличие от характеристики на рис. 6.2 в несимметричном триггере на ДУПТ при увеличении  $e$  выходное напряжение переключается с верхнего уровня  $U^b$  на нижний  $U^a$  и наоборот. Поэтому выход такого триггера нужно рассматривать как инверсный.

### 6.3. СИММЕТРИЧНЫЕ ФОРМИРУЮЩИЕ ТРИГГЕРЫ

В симметричных триггерах для получения ПОС используют каскадное соединение двух инвертирующих ключей с общим эмиттером (рис. 5.15). В результате замыкания цепи ПОС с выхода второго каскада на вход первого триггер приобретает симметричную структуру (рис. 6.6). В правильно работающей схеме один транзистор закрыт, другой — насыщен.

Условно примем состояние триггера, в котором закрыт транзистор  $T_2$ , за 0, а состояние, в котором закрыт  $T_1$ , за 1. В соответствии с режимом работы открытого транзистора рассматриваемый симметричный триггер называется насыщенным.

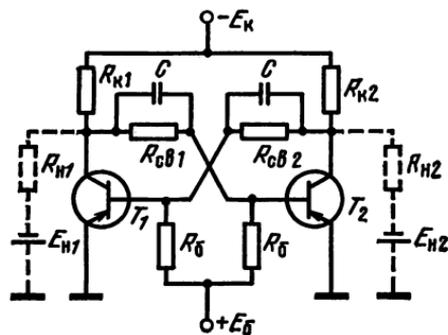


Рис. 6.6

## Условия работоспособности

Как указывалось в § 6.1, условия существования двух устойчивых состояний в триггере на ЛЭ совпадают с условиями восстановления логических уровней в ЛЭ и для рассматриваемого триггера в отсутствие нагрузки определяются соотношениями (5.19), (5.20) при  $M = N = 1$ . Заметим также, что рассмотренные в § 5.3 методы оптимизации параметров ЛЭ можно использовать при проектировании триггера.

Рассмотрим влияние нагрузки на статические характеристики триггера. В общем случае (рис. 6.6) нагрузка может быть несимметричной как по значению нагрузочных сопротивлений ( $R_{H1} \neq R_{H2}$ ), так и по значению потенциала на второй клемме этих сопротивлений ( $E_{H1} \neq E_{H2}$ ). Для сохранения работоспособности нагруженного триггера достаточно выполнить условие насыщения транзисторов, поскольку, если открытый транзистор (например,  $T_1$ ) насыщен, то условие запирающего второго каскада ( $T_2$ ) останется без изменения.

Рассмотрим случай, когда  $R_{H1}$  подключено параллельно коллекторной нагрузке  $R_{K1}$ , а  $R_{H2}$  параллельно транзистору  $T_2$  ( $E_{H1} = E_K, E_{H2} = 0$ ). При этом оба сопротивления ухудшают условия насыщения  $T_1$ . Влияние  $R_{H1}$  сводится к тому, что через коллекторное сопротивление  $R_{K1}$  будет протекать лишь часть коллекторного тока  $T_1$ , что эквивалентно уменьшению коэффициента передачи по току этого транзистора:  $\beta_{\text{ЭК}} = \beta / (1 + R_{K1}/R_{H1})$ . Влияние  $R_{H2}$  проявляется как уменьшение напряжения  $|U_{K2}| = U^B$  в коллекторе закрытого  $T_2$ . Пренебрегая малыми значениями  $I_{КБ0}$  и  $e_{\text{Э0}}$ , можно записать

$$U^B \approx \frac{E_K \gamma_{\text{СВ}}}{\gamma_{\text{СВ}} + 1 + R_{\text{СВ}}/R_{H2}}. \quad (6.9)$$

Сравнение (6.9) с (5.8) показывает, что действие нагрузки  $R_{H2}$ , шунтирующей транзистор, эквивалентно увеличению коэффициента нагрузки  $N_{\text{ЭК}} = 1 + R_{\text{СВ}}/R_{H2}$ .

Условия работоспособности нагруженного триггера определяются неравенствами (5.19), (5.20) при подстановке в них значений  $\beta_{\text{ЭК min}}$  и  $N_{\text{ЭК max}}$ .

Для стабилизации  $U^B$  часто используют фиксирующие диоды (см. рис. 6.7). Напряжение источника  $E_K$ , к которому подключены аноды диодов, выбирают таким, чтобы при минимальной нагрузке  $R_H$  диод, подключенный к закрытому транзистору, был открыт. В этом случае независимо от нагрузки  $U^B \approx E_{\Phi}$ .

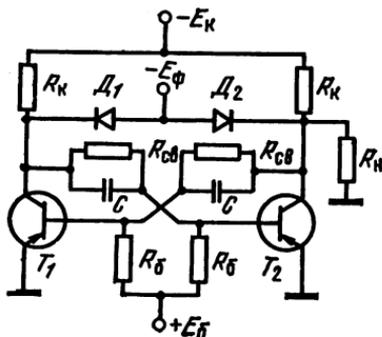


Рис. 6.7

## Переходные процессы

По способу переключения из одного устойчивого состояния в другое симметричные триггеры делятся на триггеры с отдельным и со счетным запуском. В первом случае триггер имеет два входа. Для переключения триггера из состояния 0 в состояние 1 импульс необходимо подать на первый вход, для обратного переключения (из 1 в 0) — на второй. В триггере со счетным запуском прямое и обратное переключения происходят пусковым импульсом, поданным на единственный в триггере вход. Существуют также комбинированные триггеры, в которых используют оба вида запуска. Такие триггеры имеют два входа для отдельного запуска и один дополнительный для счетного.

**Отдельный запуск по цепям базы.** На рис. 6.8 изображена схема триггера, на которой для простоты показаны лишь те элементы входных цепей, которые предназначены для переключения триггера из состояния 0 в состояние 1. Переключение производят положительным пусковым импульсом  $e$ , поданным на базу насыщенного транзистора  $T_1$ . Для устранения взаимного влияния между источником пусковых импульсов и триггером используют так называемый пусковой диод, на который импульс попадает через разделительную цепь  $C_p R_p$ . В паузе между импульсами диод закрыт. Для улучшения условий фиксации начального напряжения на выходе разделительной цепи иногда включают фиксирующий диод  $D_\Phi$ , при этом сопротивление  $R_p$  из схемы можно исключить.

Анализ переходных процессов будем проводить в предположении, что:

— емкость разделительного конденсатора велика настолько, что пропускает входной импульс без искажения;

— входное сопротивление открытого транзистора много меньше внутреннего сопротивления источника сигнала ( $r_{вх} \ll R_n + r_{пр}$ ).

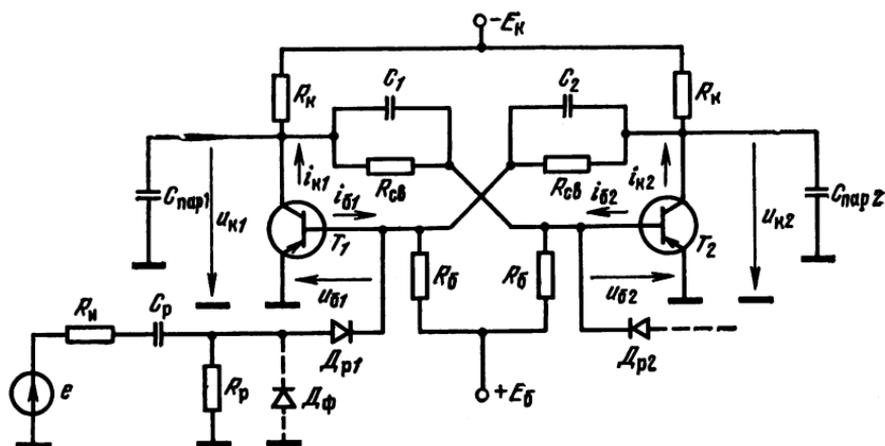


Рис. 6.8

при этом можно считать, что генератор  $e$  работает в режиме короткого замыкания и формирует импульс тока  $I_{\Gamma} = E_{\Gamma} / (R_{\Gamma} + r_{\text{пр}})$ ; — переключение триггера производится малым сигналом.

Условия, при которых сигнал можно считать малым, будут уточнены далее. Заметим, что при сильном сигнале, характерном для цифровых триггеров, переходные процессы совпадают с переходными процессами в цепочке инверторов, рассмотренными в гл. 5.

Как показано на рис. 6.9, полный интервал переключения триггера состоит из пяти участков. На участке  $t_0 \dots t_1$  после запускающего импульса на базу транзистора поступает выключающий ток  $I_{B0} = I_{\Gamma} - I_{BCT}$ , где  $I_{BCT} \approx E_{\kappa} / R_{\kappa} (1 + \gamma_{CB}) - I_{CM}$  — ток базы насыщенного транзистора в стационарном состоянии триггера. Длительность участка  $t_0 \dots t_1$  определяется формулой Молла (3.52), в которой  $I_1 + I_2 = I_{\Gamma}$ ,  $K_{\text{нас}} = \beta I_{BCT} / I_{K \text{ нас}}$ .

На участке  $t_1 \dots t_2$  уменьшаются потенциалы на коллекторе  $T_1$  и базе  $T_2$  до тех пор, пока в момент  $t_2$  не открывается транзистор  $T_2$ . Поскольку емкость ускоряющих конденсаторов достаточно велика, конденсатор  $C_2$  будет практически полностью передавать изменение потенциала коллектора  $T_1$  на базу  $T_2$ .

С учетом паразитной емкости  $C_{\text{пар1}}$  можно считать, что потенциал коллектора  $u_{\kappa 1}$  убывает по экспоненте, начальный линейный участок которой определяется выражением

$$u_{\kappa 1}(t) \approx R_{\kappa 1} (I_{K \text{ нас}} - \beta I_{B0}) (t - t'_1) / \tau_{\beta}^*$$

где  $t'_1 - t_1 = \tau_2^* \Delta t$ .

Полагая, что транзистор  $T_2$  открывается при  $u_{B2} \approx 0$ , а начальное запирающее напряжение равно  $U_{B \text{ см}}$ , получаем

$$\Delta t = \tau_2^* + U_{B \text{ см}} \tau_{\beta}^* / [R_{\kappa} (I_{K \text{ нас}} + \beta I_{B0})]. \quad (6.10)$$

При выводе (6.10) предполагалось, что  $T_2$  открывается раньше, чем закрывается  $T_1$ , что справедливо при малом токе  $I_{B0}$ . Таким образом, уточняя введенное ранее понятие слабого сигнала, мы определим его как сигнал, при котором открытие  $T_2$  предшествует закрытию  $T_1$ .

На участке  $t_2 \dots t_3$  оба транзистора находятся в активном режиме, поэтому усиление в пет-

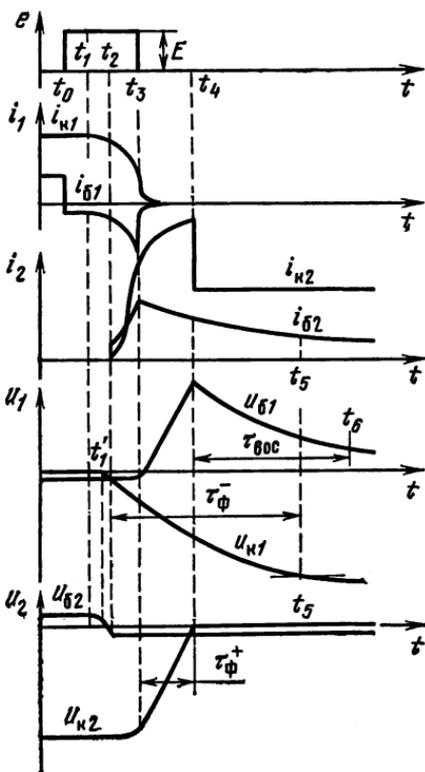


Рис. 6.9

ле ПОС больше единицы и в схеме возникает регенеративный процесс, приводящий к лавинообразному уменьшению токов транзистора  $T_1$  и увеличению токов  $T_2$ . Этап регенерации заканчивается закрыванием  $T_1$ . Для приближенной оценки времени  $\tau_{\text{рег}}$  регенерации представим триггер в виде двухкаскадного усилителя тока (рис. 6.10). Пренебрегая изменением напряжения на ускоряющих конденсаторах и полагая, что входное сопротивление открытого транзистора много меньше  $R_k$ , примем коэффициент усиления по току каскада в операторной форме равным

$$K_i(p) = -\beta/(1 + p\tau_\beta) \approx -1/(p\tau_\beta) \text{ при } \tau_{\text{рег}} \ll \tau_\beta,$$

где  $\tau_\beta = \tau_\beta/\beta$  — величина, равная среднему времени пробега неосновных носителей в базе.

Из рис. 6.10 видно, что изображение приращения входного тока  $i_{\text{б1}}(p)$  определяется выражением

$$i_{\text{б1}}(p) = \frac{I_{\text{вх}}(p)}{1 - K_i^2(p)} \approx \frac{I_{\text{вх}}(p)}{1 - (p^2 \tau_\beta^2)^{-1}}.$$

Поскольку система будет находиться при начальном токе  $i_{\text{б1}} = -i_{\text{к1}}(t_2)/\beta$  в состоянии равновесия, ток  $I_{\text{вх}} \approx I_{\text{Б0}} + i_{\text{к1}}(t_2)/\beta$ , при этом

$$i_{\text{б1}}(p) \approx \frac{I_{\text{Б0}} + i_{\text{к1}}(t_2)/\beta}{p [1 - (p^2 \tau_\beta^2)^{-1}]}.$$

Изображение переменной составляющей тока эмиттера и соответствующий оригинал будут

$$i_{\text{э}}(p) = [K_i(p) + 1] i_{\text{б}}(p) \doteq [I_{\text{Б0}} + i_{\text{к1}}(t_2)/\beta] \exp[(t - t_2)/\tau_\beta].$$

Транзистор закрывается при  $i_{\text{э}} \approx i_{\text{к1}}(t_2)$ , откуда

$$\tau_{\text{рег}} \approx \tau_\beta \ln \frac{i_{\text{к1}}(t_1)}{I_{\text{Б0}} + i_{\text{к1}}(t_2)/\beta} < \tau_\beta \ln \frac{I_{\text{к нас}}}{I_{\text{Б0}} + I_{\text{к нас}}/\beta}.$$

Таким образом, время регенерации пропорционально среднему времени пробега неосновных носителей в базе и уменьшается с увеличением пускового тока  $I_{\text{Б0}}$ . Для типовых значений параметров  $I_{\text{Б0}} = 0$ ,  $\tau_\beta = 10$  нс и  $\beta = 50$  получаем  $\tau_{\text{рег}} \approx 40$  нс. Из этого следует, что даже в условиях слабого сигнала регенеративный процесс в триггере приводит к быстрому закрыванию транзистора. При этом

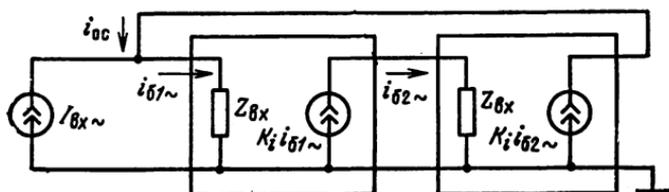


Рис. 6.10

характер переходных процессов переключения триггера на последующих этапах аналогичен характеру переходных процессов в ЛЭ в режиме сильного сигнала.

Интервал  $t_0...t_3$  определяет задержку формирования фронта напряжения  $u_{к2}$  открывающегося ключа триггера (задержку включения):

$$\tau_{зд\text{ вкл}} = \tau_{рас} + \Delta t + \tau_{рег}. \quad (6.11)$$

Из проведенного рассмотрения видно, что задержка включения уменьшается с ростом пускового тока  $I_{Б0}$  и увеличивается с повышением коэффициента насыщения открытого транзистора и запирающего напряжения  $U_{бсм}$  на базе закрытого транзистора.

На участке  $t_3...t_4$  происходит формирование положительного фронта коллекторного напряжения открывающегося каскада. Наихудшим условием формирования соответствует случай, указанный на рис. 6.9, когда входной пусковой импульс заканчивается в момент закрывания  $T_1$ , при этом фронт формируется под действием одного только нарастающего коллекторного тока транзистора  $T_2$ . Длительность фронта  $\tau_{\phi}^+$  в этом случае можно оценить по формуле (3.46).

Вторым основным процессом, происходящим на рассматриваемом участке, является формирование отрицательного фронта экспоненциально убывающего напряжения в коллекторе  $T_1$ . Длительность фронта  $\tau_{\phi}^-$  ограничивается моментом  $t_6$ , когда  $u_{к2}$  достигает уровня  $-0,9 U^B$ . При этом  $\tau_{\phi}^- \approx 2,3 \tau_{к}$ , где  $\tau_{к} = (R_{к} \parallel R_{св}) (C + C_{пар} + C_{к})$  — эквивалентная постоянная времени коллекторной цепи.

На участке  $t_4...t_6$  устанавливается стационарное напряжение на базе закрытого транзистора  $T_1$ . Процесс установления обусловлен перезарядом конденсатора  $C_1$ . Время установления  $\tau_{вос}$ , называемое длительностью динамического смещения или временем восстановления триггера, определяется соотношением  $\tau_{вос} \approx \approx 2,3 C (R_{б} \parallel R_{св})$ .

Из соображений минимизации  $\tau_{\phi}^-$  и  $\tau_{вос}$  емкость  $C$  ускоряющих конденсаторов желательно уменьшать. Но, с другой стороны, при выводе соотношений для временных интервалов  $\Delta t$ ,  $\tau_{рег}$ ,  $\tau_{\phi}^+$  предполагалось, что емкость  $C$  велика настолько, что ее влиянием можно пренебречь. При этом из-за слишком малой емкости  $C$  могут возрасти эти временные интервалы. Более детальный анализ переходных процессов в транзисторе (см., например, [4]) показывает, что приемлемый компромисс между стремлением уменьшить значения  $\tau_{\phi}^-$  и  $\tau_{дсв}$  и сохранить малыми  $\Delta t$ ,  $\tau_{рег}$ ,  $\tau_{\phi}^+$  можно получить, выбрав емкость ускоряющего конденсатора в соответствии с соотношением

$$C \approx (3...4) \tau_{\phi}^+ / R_{к1(2)}, \quad (6.12)$$

что при отношении  $\tau_{\phi}^- / \tau_{\phi}^+ = 7...9$  обеспечивает практически минимально достижимое значение  $\tau_{\phi}^+$ .

**Чувствительность.** Под чувствительностью триггера будем понимать минимальные значения длительности  $\tau$  и амплитуды тока  $I_r$  пусковых импульсов, при которых происходит надежное переключение триггера. Приблизительно можно считать, что минимальная необходимая длительность пускового импульса  $\tau_{\min} \approx t_0 \dots t_2$ , так как в момент  $t_2$  снимается запирающее напряжение с базы  $T_2$  и начинается процесс регенерации, который может завершиться в отсутствие пускового импульса. С учетом соотношений (3.52) и (6.10) можно получить следующее соотношение, определяющее минимально необходимый заряд  $Q_{\min}$  пускового импульса, характеризующий чувствительность триггера:

$$Q_{\min} = (I_r \tau)_{\min} \approx \tau_n I_{K \text{ нас}} (K_{\text{нас}} - 1) + \tau_{\beta}^* U_{\text{б см}} / (R_K \beta). \quad (6.13)$$

Из соотношения (6.13) следует, что чувствительность триггера улучшается при уменьшении степени насыщения открытого транзистора и напряжения смещения на базе закрытого. Наряду с этим соотношение (6.13) характеризует помехоустойчивость триггера к мешающим импульсам, возникающим в цепи базы открытого плеча триггера. Иначе говоря, при улучшении чувствительности помехоустойчивость триггера снижается.

**Быстродействие.** Разрешающее время, характеризующее быстродействие триггера, определяется интервалом  $t_0 \dots t_{\beta}$ :

$$T_{\min} = \tau_{\text{зд вкл}} + \tau_{\phi}^+ + \tau_{\text{вос}}. \quad (6.14)$$

Если сопротивление  $R_{\text{св}} \parallel R_{\text{б}} \approx 5 \dots 10$  кОм, то основную часть времени переключения составляет время восстановления  $\tau_{\text{вос}}$ . Типовые значения разрешающей способности для триггера на диффузионных транзисторах  $T_{\min} = 5 \dots 7$  мкс, на дрейфовых  $T_{\min} = 1 \dots 1,5$  мкс.

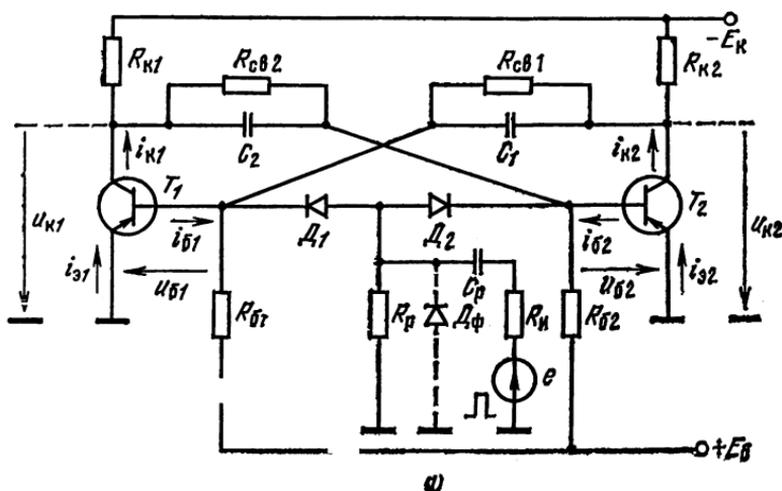


Рис. 6.11, а

**Счетный запуск по цепям базы.** Основной особенностью счетного (симметричного) запуска по цепям базы (рис. 6.11) является то, что закрытый транзистор не открывается до тех пор, пока не кончится пусковой импульс, поскольку после того, как закончится процесс

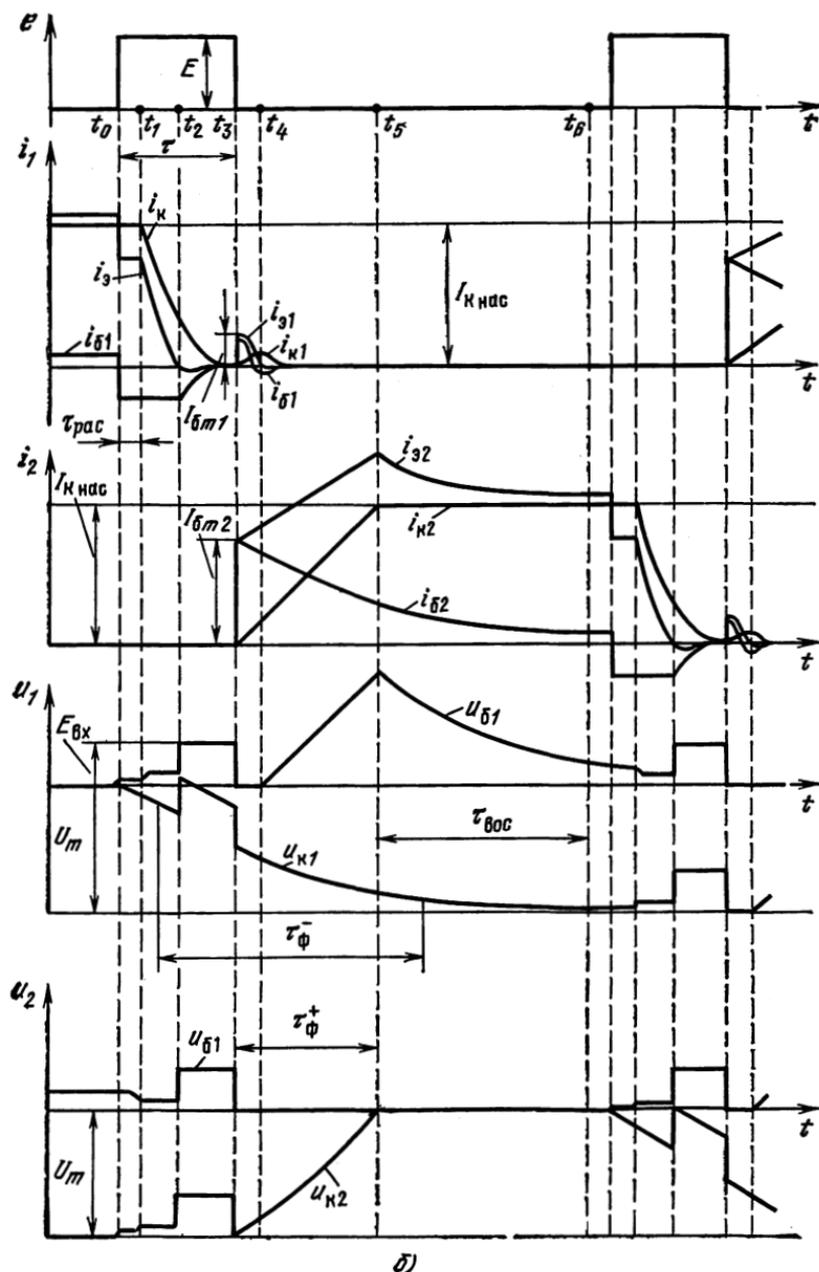


Рис. 6.11, б

рассасывания избыточных зарядов в базе насыщенного транзистора  $T_1$  и потенциал базы  $T_2$  начнет убывать, открывается пусковой диод  $D_2$  и фиксирует на базе  $T_2$  некоторый положительный потенциал, предотвращающий его открывание. Таким образом убывание токов ранее насыщенного транзистора  $T_1$  происходит при разомкнутой петле обратной связи и подчиняется соотношениям простой ключевой схемы (см. гл. 3).

В момент  $t_2$  эмиттерный переход  $T_1$  закрывается, и потенциалы баз обоих транзисторов быстро возрастают до напряжения пускового импульса. Соответствующие положительные перепады напряжения передаются через ускоряющие конденсаторы на коллекторы транзисторов. Таким образом, до момента  $t_3$  окончания пускового импульса транзистор  $T_2$  остается закрытым и на интервале  $t_2 \dots t_3$  продолжается лишь экспоненциальное убывание напряжения  $u_{к1}$ .

В момент  $t_3$  запирающее напряжение пускового импульса с баз транзисторов становится равным нулю и возникают положительные перепады токов  $I_{бm1}$  и  $I_{бm2}$ , вызывающие экспоненциальное нарастание коллекторных токов. Цепь ПОС между каскадами триггера оказывается замкнутой, однако, так как управляющие воздействия в цепях баз транзисторов (скачки токов базы) имеют одинаковое направление, лавинообразные процессы изменения токов, аналогичные рассмотренным процессам при отдельном запуске, не возникают, и, таким образом, оба тока базы начинают убывать. Поскольку ускоряющие конденсаторы на этом участке выполняют разделительную функцию, то нарастающие коллекторные токи протекают через эти конденсаторы и уменьшают токи баз. Очевидно, что в том случае, если начальное значение  $I_{бm2}$  будет велико по сравнению с начальным значением  $I_{бm1}$ , то скорость нарастания тока  $i_{к2}$  будет больше скорости нарастания тока  $i_{к1}$ . При этом ток  $i_{б1}$  будет убывать быстрее, чем ток  $i_{б2}$ , что приведет к прекращению нарастания тока  $i_{к1}$ , а затем и к закрыванию эмиттерного перехода транзистора  $T_1$  (момент  $t_4$  на рис. 6.11, б). Таким образом, условием правильного завершения переключения, приводящего к последующему закрыванию  $T_1$ , будет неравенство

$$I_{бm1} < I_{бm2}. \quad (6.15)$$

Анализ [4] показывает, что при полной симметрии плеч триггера ( $R_{к1} = R_{к2}$ ,  $U_{m1} = U_{m2}$ ) неравенство (6.15) выполняется при любых отношениях  $\tau/\tau_{\bar{\phi}}$ . Однако в реальных устройствах всегда существует асимметрия, требующая для надежного переключения триггера достаточно большое абсолютное значение разности токов  $I_{бm1}$  и  $I_{бm2}$ . Это требование выполняется при увеличении емкости ускоряющих конденсаторов по сравнению с их оптимальным значением для триггера с отдельным запуском. При 10%-ном разбросе сопротивлений для наиболее неблагоприятного сочетания параметров надежное опрокидывание имеет место при  $\tau/\tau_{\bar{\phi}} \leq 3$ , откуда

$$C \geq \tau/(3 R_{к}). \quad (6.16)$$

Интервал  $t_3 \dots t_4$  обычно мал по сравнению с длительностью положительного и отрицательного фронтов. На интервалах  $t_4 \dots t_5$  и  $t_5 \dots t_6$  происходят соответственно процессы формирования положительного и отрицательного фронтов, а также восстановление статического напряжения на базе закрытого транзистора. Эти процессы в общем аналогичны соответствующим процессам при раздельном запуске по цепям базы. Особенностью является то, что при определении длительности отрицательного фронта нельзя пренебрегать длительностью начального участка  $t_1 \dots t_3$ , за время которого из-за пускового импульса напряжение на коллекторе ранее открытого транзистора может измениться существенно — на значение, пропорциональное площади пускового импульса.

В связи с тем, что длительность  $\tau$  пускового импульса теперь является одной из составляющих общего времени переброса триггера, то для повышения быстродействия ее желательно уменьшить, приближая ее к интервалу  $t_0 \dots t_2$ , который можно рассматривать как минимально допустимую длительность пускового импульса. Обычно быстродействие при счетном запуске по цепям базы получается в два раза меньше, чем при раздельном.

**Управляемый счетный запуск.** Быстродействие триггера при счетном запуске по базам можно приблизить к быстродействию при раздельном запуске, если предотвратить открывание второго пускового диода, подавая на его анод запирающее напряжение, снимаемое с выхода триггера. Схема, реализующая этот метод, получивший название управляемого счетного запуска, приведена на рис. 6.12.

**Ненасыщенный триггер.** Основным фактором, ограничивающим быстродействие триггеров на высокочастотных дрейфовых транзисторах, является процесс рассасывания избыточного заряда, накопленного в базе и коллекторе насыщенного транзистора. Как было показано в гл. 3, эффективным средством уменьшения задержки вы-

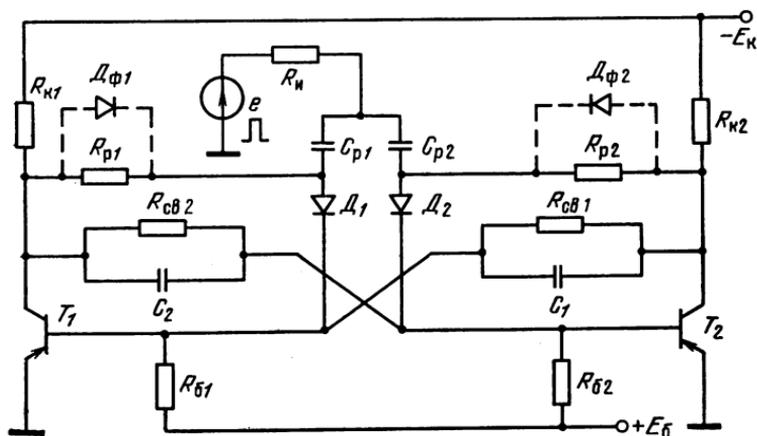


Рис. 6.12

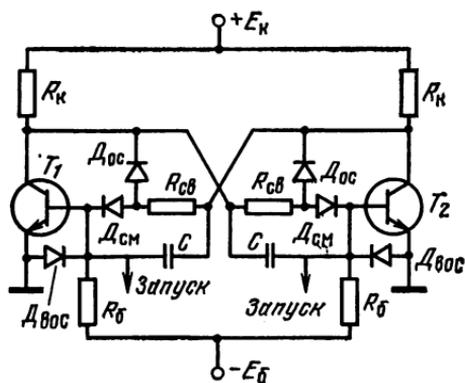


Рис. 6.13

ключения, связанной с рассасыванием избыточного заряда, является применение нелинейной отрицательной обратной связи. На рис. 6.13 показана схема быстродействующего триггера, построенного на ключах с нелинейной обратной связью, в которых напряжение смещения формируется на диодах  $D_{см}$ . В виду того, что транзистор проводящего плеча триггера находится в активном режиме, такой триггер называют ненасыщенным.

Время восстановления триггера, реализованного по схеме рис. 6.13, можно уменьшить, включая восстанавливающие диоды  $D_{вос}$ ; шунтирующие эмиттерные переходы транзисторов. При этом постоянная времени цепи восстановления заряда на ускоряющем конденсаторе будет равна произведению  $C r_{пр}$ . Использование нелинейной обратной связи совместно с восстанавливающими диодами позволяет на порядок уменьшить разрешающее время триггера.

#### 6.4. ТРИГГЕРЫ НА ЛАМПАХ

Симметричный и несимметричный триггеры на лампах являются аналогами соответствующих транзисторных устройств.

В симметричном триггере (рис. 6.14) делители напряжения в цепях связи  $R_{св}R_g$  выбирают таким образом, чтобы в статических состояниях одна лампа была закрыта, а другая открыта в режиме протекания сеточных токов. В этом случае перепады напряжений в анодах ламп будут более стабильными по отношению к изменению параметров ламп и питающих напряжений. Амплитуда перепадов

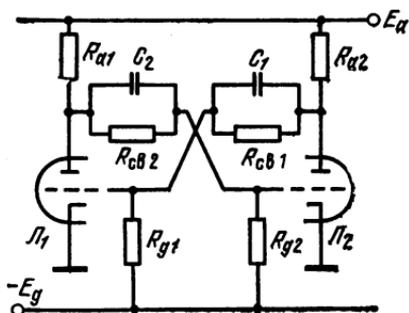


Рис. 6.14

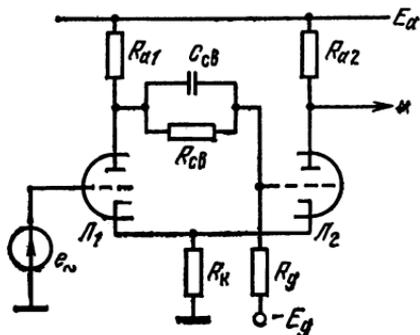


Рис. 6.15

составляет лишь часть напряжения  $E_a$ , поскольку падение напряжения на аноде открытой лампы гораздо выше, чем у транзистора.

В несимметричном триггере с катодной связью (рис. 6.15) при обеспечении первого устойчивого состояния ( $L_1$  закрыта,  $L_2$  открыта) для стабилизации начального уровня выходного напряжения лампа  $L_2$  работает в режиме протекания сеточных токов ( $u_{gк2} > 0$ ). С характеристиками ламповых схем триггеров можно познакомиться в [4].

## 6.5. РАБОТА ТРИГГЕРОВ В ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВАХ

Для триггеров, работающих в цифровых устройствах, характерны управляющие сигналы логического типа, представляемые двумя уровнями входного напряжения, соответствующими логическому 0 и 1. Согласование логических уровней на входе и выходе триггера с параметрами ЛЭ позволяет непосредственно соединять (как показано на рис. 6.16) выход триггера ( $T_1$ ) со входами других триггеров ( $T_2$ ) и входами ЛЭ ( $F_2$ ), а также входов триггеров с входами ЛЭ ( $F_1$ ).

### Конечные автоматы

Триггерное устройство, имеющее одну выходную двоичную переменную, определяемую состоянием триггера и совокупностью входных двоичных переменных, внешне напоминают ЛЭ. Однако в отличие от ЛЭ связь между выходом и входами триггера нельзя описать переключательной функцией, поскольку из-за существования двух устойчивых состояний соответствие между входом и выходом триггера неоднозначно. Несмотря на это, для любого триггера можно определить последовательность значений выходного сигнала, если известно его начальное состояние, и последовательность сигналов на входе.

Существенно, что на мгновенное значение выходного сигнала влияет не мгновенное значение входного, а весь входной сигнал, рассматриваемый как процесс во времени. Например, выходной сигнал симметричного триггера с отдельным запуском зависит от того, на какой из входов в последний раз был подан импульс. Для триггера со счетным входом выходной сигнал зависит от того, какое число импульсов содержалось во входной последовательности импульсов: четное или нечетное.

Математической моделью устройств, обладающих рассмотренным типом зависимости между входным и выходным сигналами, является конечный автомат. Конечный автомат как абстрактная математическая модель устройства применим для изучения функциональных свойств не только триггеров, но и цифрового устройства в целом.

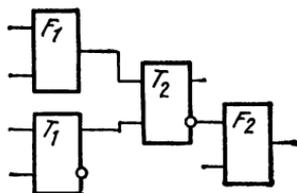


Рис. 6.16

**Определение.** Конечным автоматом называется устройство, для которого определены:

— дискретное время  $t$ , принимающее целые положительные значения ( $t = 0, 1, 2, \dots$ ),

— конечное множество  $\{x_1, x_2, \dots, x_{n1}\}$  возможных значений входного сигнала  $X(t)$ , называемое входным алфавитом автомата;

— конечное множество  $\{y_1, y_2, \dots, y_{n2}\}$  возможных значений выходного сигнала  $Y(t)$ , называемое выходным алфавитом автомата;

— конечное множество внутренних состояний  $\{q_1, q_2, \dots, q_{n3}\}$ ;

— функция переходов  $F_{\text{п}}$ , определяющая состояние, в которое автомат перейдет в момент  $t + 1$ , если известно, его состояние и значение входного сигнала в момент  $t$ ;

— функция выходов  $F_{\text{вых}}$ , выражающая зависимость значения выходного сигнала автомата от его внутреннего состояния и значения входного сигнала в момент  $t$ .

Обозначая текущее состояние автомата через  $Q(t)$ , функции  $F_{\text{п}}$  и  $F_{\text{вых}}$  можно записать в виде

$$Q(t + 1) = F_{\text{п}}(Q(t), X(t)); \quad (6.17)$$

$$Y(t) = F_{\text{вых}}(Q(t), X(t)). \quad (6.18)$$

Зная конкретный вид функций  $F_{\text{п}}$  и  $F_{\text{вых}}$  для любого начального состояния  $Q(0)$  и входного сигнала  $X(t)$  можно найти последовательность состояний  $Q(t)$  и выходной сигнал  $Y(t)$ .

Автоматы, используемые в цифровой технике, обычно имеют двоичные входы и выходы. Входные и выходные алфавиты таких автоматов представляют собой множества комбинаций входных и выходных двоичных переменных. Рассмотрим в качестве примера автомат (рис. 6.17, а), имеющий три входные  $x_1, x_2, x_3$  и две выходные  $y_1, y_2$  переменные. Входной алфавит содержит восемь комбинаций переменных (рис. 6.17, б), выходной — четыре (рис. 6.17, в). Иногда входной и выходной алфавиты автомата могут включать только некоторую часть из всевозможных комбинаций входных и выходных переменных. Комбинации переменных, не вошедшие в алфавит автомата, называются запрещенными. Их появление при работе устройства недопустимо.

Фундаментальным результатом теории конечных автоматов [48], определяющим методы синтеза цифровых устройств, является возможность разложения произвольного конечного автомата на совокупность взаимодействующих автоматов простейшего типа, обладающих одним и двумя внутренними состояниями.

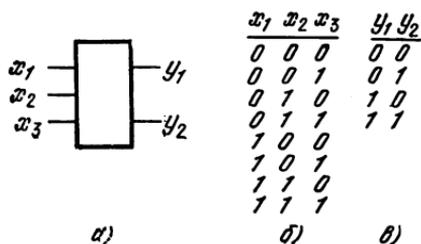


Рис. 6.17

Автомат с одним внутренним состоянием называется примитивным или автоматом без памяти. Его функция переходов вырождается в тождественную функцию, а функция выходов — в систему переключаемых функций входных двоичных переменных, т. е.

$$\begin{aligned} y_1 &= F_{\text{вых}_1}(x_1, x_2, \dots, x_{M_1}), \\ y_2 &= F_{\text{вых}_2}(x_1, x_2, \dots, x_{M_2}), \\ &\dots \\ y_{M_2} &= F_{\text{вых}_{M_2}}(x_1, x_2, \dots, x_{M_1}), \end{aligned} \quad (6.19)$$

где  $M_1$  и  $M_2$  — соответственно числа входных и выходных двоичных переменных. Примитивный автомат реализуется в виде комбинационной логической схемы (КЛС), представляющей собой соединение логических элементов без цепей обратной связи.

Автомат с двумя внутренними состояниями называется элементарным. Его состояния кодируются двоичной переменной  $Q$ , совпадающей со значением выходной переменной, т. е. функция выходов элементарного автомата вырождается в равенство

$$y = Q. \quad (6.20)$$

Схемной реализацией элементарного автомата является триггер, причем его функциональная специфика обусловлена именно типом реализуемого этим триггером элементарного автомата. Элементарные автоматы отличаются друг от друга числом входов и видом функции переходов. При построении цифровых устройств обычно используют относительно небольшое число элементарных автоматов. В принципе для построения произвольного автомата достаточно иметь всего один элементарный, функция переходов которого удовлетворяет условию полноты. Это условие состоит в том, что для любого состояния существует входной сигнал, переключающий автомат в новое состояние, и сигнал, оставляющий состояние неизменным.

Рассмотрим наиболее распространенные типы элементарных автоматов, функции переходов которых удовлетворяют условию полноты.

**Элементарный автомат D-типа** (автомат задержки). Автомат обладает одной входной двоичной переменной  $D$ . Функция переходов имеет вид

$$Q(t+1) = D(t), \quad (6.21)$$

т. е. состояние автомата в момент  $t+1$  независимо от его предыдущего состояния принимает значение входной переменной в момент  $t$ . Функциональное назначение автомата D-типа в цифровых устройствах состоит в реализации задержки сигнала на такт.

**Элементарный автомат T-типа.** Автомат имеет одну входную двоичную переменную  $T$ . Функция переходов описывается переключаемой функцией

$$Q(t+1) = \bar{T}(t)Q(t) + T(t)\bar{Q}(t) = T(t) \oplus Q(t), \quad (6.22)$$

т. е. выходной сигнал на выходе автомата в момент  $t + 1$  определяется как сумма по модулю 2 состояния автомата и входного сигнала в момент  $t$ . Функциональное назначение автомата Т-типа состоит в подсчете числа единичных значений входного сигнала.

**Элементарный автомат RS-типа.** Автомат имеет две входные переменные  $R$  и  $S$ . Функция переходов описывается переключательной функцией

$$Q(t + 1) = S(t) + Q(t) \bar{R}(t) \quad (6.23)$$

при условии, что  $RS = 0$ . Автомат сохраняет свое внутреннее состояние при  $R = S = 0$ . Единичное значение  $S$  устанавливает автомат в состояние логической 1, единичное значение  $R$  — в состояние логического 0. Одновременная подача на вход  $S = 1$  и  $R = 1$  запрещена. Функциональное назначение автомата RS-типа состоит в реализации задержки на такт или запоминании значения двоичной переменной.

**Элементарный автомат DV-типа.** Автомат имеет две входные переменные  $D$  и  $V$ . Функция переходов описывается переключательной функцией

$$Q(t + 1) = V(t) D(t) + \overline{V(t)} Q(t). \quad (6.24)$$

При  $V = 1$  автомат аналогичен автомату D-типа, при  $V = 0$  сохраняет свое состояние неизменным.

Автомат DV-типа универсален, т. е. позволяет реализовать задержку сигнала, запоминание, а также счет числа единиц на входе. Для выполнения функции счета достаточно в автомате DV-типа соединить выход  $\bar{Q}$  со входом  $D$ . При этом выражение (6.24) переходит в (6.22).

**Элементарный автомат JK-типа.** Автомат имеет две входные переменные  $J$  и  $K$ . Функция переходов описывается переключательной функцией

$$Q(t + 1) = J(t) \overline{Q(t)} + \overline{K(t)} Q(t). \quad (6.25)$$

Автомат универсален. При  $JK = 0$  его работа аналогична автомату RS-типа. При  $J = K$  автомат работает, как автомат Т-типа.

Рассмотренные элементарные автоматы позволяют выделить основные типы информационных входов цифровых триггеров:

- $S$  — вход установки в состояние 1;
- $R$  — вход установки в состояние 0;
- $T$  — счетный вход;
- $D$  — информационный вход для установки в 1 или 0;
- $V$  — вход, разрешающий изменение состояния;
- $J$  — вход переключения из состояния 0 в состояние 1;
- $K$  — вход переключения из состояния 1 в состояние 0.

Реальные цифровые и импульсные устройства в отличие от абстрактных конечных автоматов работают в непрерывном времени. Переход от дискретного времени абстрактного автомата к непрерыв-

ному времени реального составляет важный раздел теории автоматов.

По способу задания дискретного времени цифровые устройства, в том числе триггерные схемы, делятся на асинхронные и синхронные.

### Асинхронные триггерные устройства

Эти устройства реализуют на потенциальных ЛЭ. Принципиальная возможность квантования времени в них основана на предположении, что в правильно работающем устройстве переключение ЛЭ происходит только как следствие изменения сигнала на входе.

После каждого переключения входного сигнала имеет место переходный процесс, состоящий в последовательном переключении связанных между собой ЛЭ, и этот процесс (в силу сделанного предположения) заканчивается переходом устройства в новое стационарное состояние, в котором оно будет находиться до следующего переключения входного сигнала. Время, в течение которого устройство остается в стационарном состоянии, из-за специфики потенциальных ЛЭ (отсутствия динамических элементов памяти) не влияет на характер процессов при следующих переключениях. Поэтому можно условно принять временной интервал между двумя соседними переключениями на входе равным единице. Тогда к началу каждого очередного переключения условное (дискретное) время принимает целочисленное значение, для которого состояние устройства известно, поскольку, как предполагалось, к моменту нового переключения переходный процесс предыдущего уже завершен.

В качестве примера определим дискретное время асинхронного устройства с тремя входными двоичными переменными, временные диаграммы которых изображены на рис. 6.18, а. Моменты времени, в которых происходит переключение, пронумерованы 1...6. Полагая временные интервалы между двумя соседними переключениями равными единице, переходим к условному времени  $t'$ , в котором переключение входных переменных происходит при целочисленных значениях  $t'$  (отмеченных на рис. 6.18, б точками). Переключаемой переменной при целых  $t'$  приписывается значение, которое она имела непосредственно перед переключением.

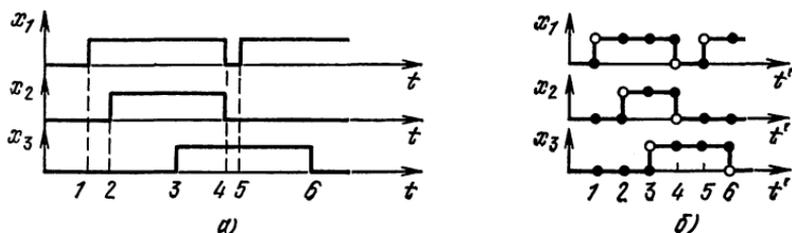


Рис. 6.18

**Входной алфавит асинхронного цифрового устройства.** Предположим, что для некоторого дискретного момента времени  $t$  известны комбинация значений входных переменных и внутреннее состояние устройства. Состояние, в которое переключается автомат в следующий момент времени  $t + 1$ , обусловлено тем, какие из входных переменных изменяют свое значение в момент  $t$ . Таким образом, входной сигнал асинхронного цифрового устройства описывается не только значением входных двоичных переменных, но и их изменением в дискретные моменты времени.

Свяжем с каждой входной переменной  $x$  двоичную переменную  $dx$  — цифровой дифференциал, определенный для целочисленных значений времени  $t$  и принимающий значение 1, если в этот момент переменная  $x$  изменяется, и значение 0, если переменная  $x$  не изменяется. Значение  $dx$  можно представить как переключательную функцию значений переменной  $x$  в моменты  $t$  и  $t + 1$ :

$$dx(t) = x(t + 1) \oplus x(t). \quad (6.26)$$

Иначе говоря, входной алфавит асинхронного автомата определяется совокупностью комбинаций значений входных двоичных переменных и их дифференциалов.

Последовательность входных комбинаций на входе устройства, показанного на рис. 6.18, представлена табл. 6.1.

**Таблица 6.1**

Последовательность входных комбинаций асинхронного автомата

$t$	$x_1$	$dx_1$	$x_2$	$dx_2$	$x_3$	$dx_3$	$t$	$x_1$	$dx_1$	$x_2$	$dx_2$	$x_3$	$dx_3$
1	0	1	0	0	0	0	4	1	1	1	1	1	0
2	1	0	0	1	0	0	5	0	1	0	0	1	0
3	1	0	1	0	0	1	6	1	0	0	0	1	1

При анализе функций переходов асинхронного триггера необходимо описать моменты переключения входных переменных, вызывающих изменение его состояния. В качестве такого описания удобно использовать логическое произведение переменной (или ее отрицание) на дифференциал от этой переменной. При этом единичное значение произведения  $x(t) dx(t)$  указывает, что в момент  $t$  переменная  $x$  изменяется с 1 на 0. Такое переключение будем называть отрицательным фронтом сигнала  $x(t)$ . Аналогично единичное значение произведения  $\overline{x(t)} dx(t)$  указывает, что в момент  $t$  переменная  $x$  изменяется с 0 на 1. Такое переключение будем называть положительным фронтом сигнала  $x(t)$ . На рис. 6.19 показана последовательность сигналов  $dx$ ,  $xdx$ ,  $\overline{xdx}$  для положительного импульса.

Функция переходов асинхронного триггера в общем случае представляет собой переключательную функцию внутреннего состояния

триггера  $Q$ , входных переменных  $x_1, x_2, \dots, x_M$  и их дифференциалов:  
 $Q(t+1) = F_n(Q(t), x_1(t), \dots, x_M(t), dx_1(t), \dots, dx_M(t)).$  (6.27a)

Ее можно записать в дифференциальной форме  
 $dQ(t) = \varphi_n(Q(t); x_1(t), \dots, x_M(t); dx_1(t), \dots, dx_M(t)).$  (6.27б)

Соотношения (6.27) и (6.27б) связаны между собой равенством  
 $Q(t+1) = Q(t) \oplus dQ(t).$  (6.28)

Предположим, что состояние некоторого входа асинхронного триггера определяется значениями входной переменной  $x$  и ее дифференциала  $dx$ . В зависимости от характера воздействия этих значений на процессы переключения триггера различают несколько видов входов.

Вход триггера называется динамическим, если на процессы переключения триггера влияет только изменение значения переменной  $x$ . Динамический вход является прямым, если воздействует положительный фронт сигнала  $x(t)$ , и инверсным, если отрицательный. Зависимость функции переходов от переменных  $x(t)$  и  $dx(t)$ , действующих на динамическом входе, можно представить как зависимость только от одной двоичной переменной, равной положительному фронту  $\bar{x}dx$  для прямого и отрицательному фронту  $x\bar{d}x$  для инверсного фронта. Возможность такого представления служит признаком, что вход динамический. Условные обозначения прямого и инверсного входов показаны на рис. 6.20, а и б.

Вход триггера называется статическим, если на процессы переключения триггера влияет значение входной переменной даже в том случае, если это значение при работе триггера остается постоянным.

Статический вход триггера называется управляющим, если изменение переменной  $x$  на этом входе само по себе не может вызвать переключения триггера, а лишь управляет характером воздействия на процессы переключения со стороны других входов. Признаком управляющего входа является то, что функция переходов триггера не зависит от дифференциала переменной  $dx$ , действующей на этом входе.

Совокупность входов триггера называется совокупностью установочных входов, если допустимые комбинации значений переменных  $x_1, x_2, \dots, x_M$  на этих входах можно отнести к одному из следующих трех видов. Комбинации первого вида (назовем их пас-

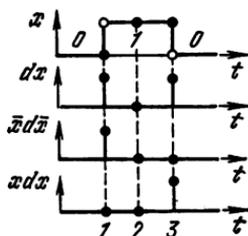


Рис. 6.19

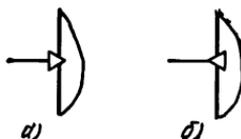


Рис. 6.20

сивными), объединяют те, при которых сохраняется бистабильный режим работы триггера. Смена состояний может происходить под действием сигналов на других неустановочных входах. К комбинациям второго вида (называемых сигналами установки 0) относятся те, при которых нарушается бистабильный режим работы триггера, и он независимо от начального состояния и сигналов на других входах переходит в состояние  $Q = 0$ . К комбинациям третьего вида (называемых сигналами установки 1) относятся те, при которых триггер независимо от начального состояния и сигналов на других входах устанавливается в состояние  $Q = 0$ . Комбинации, не относящиеся ни к одному из перечисленных видов, являются запрещенными.

Определим переключательные функции  $r(x_1, \dots, x_M)$ ,  $s(x_1, \dots, x_M)$  при следующих допущениях:

— функция  $r$  принимает значение 1, если комбинация переменных  $x_1, \dots, x_M$  является сигналом установки 0, и значение 0 в противном случае. Будем называть ее функцией установки 0;

— функция  $s$  принимает значение 1, если комбинация переменных  $x_1, \dots, x_M$  является сигналом установки 1 и значение 0 в противном случае. Будем называть ее функцией установки 1.

Из этого следует, что

$$rs = 0. \quad (6.29)$$

При постоянстве сигналов на входах триггера, не являющихся установочными, его состояние описывается уравнением

$$Q = s + Qr. \quad (6.30)$$

Справедливость (6.30) легко установить проверкой. При  $s = 1$  однозначно получаем  $Q = 1$ . При  $r = 1$  (согласно (6.29))  $s = 0$ , поэтому  $Q = 0$ . При  $s = r = 0$  (6.30) вырождается в уравнение  $Q = Q$  которое имеет два решения:  $Q = 0$  и  $Q = 1$ , т. е. в триггере сохраняется бистабильный режим работы.

Функция переходов триггера с установочными входами определяется соотношениями:

$$dQ(t) = \bar{Q}(t) \overline{s(t)} ds(t) + Q(t) \overline{r(t)} dr(t); \quad (6.31)$$

$$Q(t+1) = \overline{s(t)} ds(t) + Q(t) \overline{r(t)} dr(t). \quad (6.32)$$

От (6.31) можно перейти к (6.32) с помощью формальных преобразований в булевой алгебре, используя соотношение (6.28).

Найдем функции переходов основных типов асинхронных триггеров, соответствующих рассмотренным элементарным автоматам.

**Асинхронный Т-триггер.** Свяжем с единичным значением входного сигнала  $T$  абстрактного автомата положительный скачок входного сигнала  $T(t)$  асинхронного Т-триггера. Тогда функция переходов (6.22) перейдет в функцию переходов вида

$$Q(t+1) = Q(t) \oplus \bar{T}dT \quad (6.33a)$$

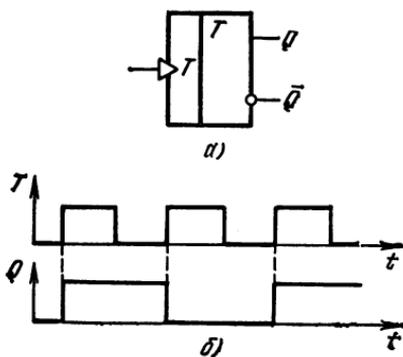


Рис. 6.21

или

$$dQ(t) = \bar{T}dT. \quad (6.336)$$

Триггер, описываемый функциями переходов (6.33), называется асинхронным Т-триггером с запуском положительным фронтом сигнала. Условное обозначение триггера и временные диаграммы, поясняющие его работу, показаны на рис. 6.21, а и б соответственно.

Аналогично определяется асинхронный Т-триггер с запуском отрицательным фронтом сигнала, показанный на рис. 6.22.

**Асинхронный RS-триггер.** Входы  $R$  и  $S$  являются установочными. Функции установки 0 и 1 определяются выражениями  $s = \bar{R}S$ ,  $r = \bar{S}R$ , которые с учетом запрещенной комбинации  $RS = 1$  можно упростить:  $s = S$ ,  $r = R$ . При этом состояние триггера удовлетворяет уравнению

$$Q = S + Q\bar{R}. \quad (6.34)$$

Условное обозначение RS-триггера показано на рис. 6.23, а.

Кроме указанного типа RS-триггера распространенным является триггер с инверсными установочными входами, условное обозначение которого показано на рис. 6.23, б. Установочные функции такого триггера определяются равенствами  $r = \bar{R}$ ,  $s = \bar{S}$ .

**Асинхронный DV-триггер с установочными входами.** Функции установки 0 и 1 определяются выражениями

$$s = VD; \quad r = V\bar{D}. \quad (6.35)$$

При этом состояние триггера удовлетворяет уравнению

$$Q = VD + Q\bar{V}\bar{D}, \quad (6.36)$$

а дифференциальная форма функции переходов

$$dQ(t) = \bar{Q}(t)\bar{V}(t)\bar{D}(t)d(V(t)D(t)) + Q(t)\bar{V}(t)\bar{D}(t)d(V(t)\bar{D}(t)). \quad (6.37)$$

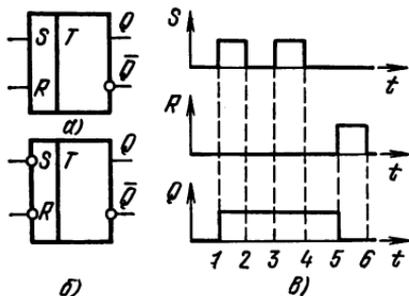


Рис. 6.23

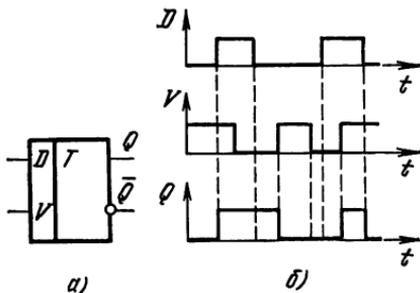


Рис. 6.24

Условное обозначение и временные диаграммы триггера показаны на рис. 6.24, а и б.

**Асинхронный DV-триггер с прямым динамическим V и управляющим D входами.** Для получения функции переходов такого триггера заменим в выражении (6.24) переменную V ее динамическим эквивалентом  $\bar{V}dV$ . При этом получаем, что

$$Q(t+1) = D(t) \bar{V}(t) dV(t) + Q \bar{V}(t) dV(t), \quad (6.38a)$$

$$dQ(t) = (D(t) \oplus Q(t)) \bar{V}(t) dV(t). \quad (6.38б)$$

Условное обозначение такого триггера и временные диаграммы его работы показаны на рис. 6.25, а и б. Аналогично можно определить триггеры с инверсными входами D или V.

**Асинхронный JK-триггер.** Это устройство обладает двумя динамическими входами. Условное обозначение триггера с прямыми динамическими входами показано на рис. 6.26, а. Функции переходов такого триггера можно получить из (6.25), заменив переменные J и K их динамическими эквивалентами  $\bar{J}dJ$  и  $\bar{K}dK$ . При этом

$$Q(t+1) = \bar{Q}(t) \bar{J}(t) dJ(t) + Q(t) \bar{K}(t) dK(t); \quad (6.39a)$$

$$dQ(t) = \bar{Q}(t) \bar{J}(t) dJ(t) + Q(t) \bar{K}(t) dK(t). \quad (6.39б)$$

На рис. 6.26, б показаны временные диаграммы, поясняющие работу асинхронного JK-триггера с прямыми входами.

Аналогично можно определить JK-триггер с инверсными динамическими входами.

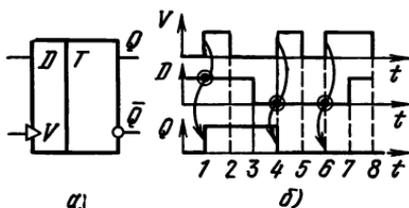


Рис. 6.25

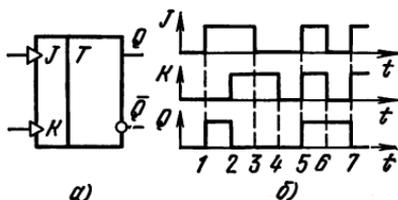


Рис. 6.26

## Синхронные триггерные устройства

В цифровых устройствах синхронного типа дискретное время задается последовательностями тактирующих импульсов, управляющих процессом перехода устройства из одного состояния в момент времени  $t$  в другое в момент  $t + 1$ . Тактирующие импульсы подаются на специальные тактовые входы устройства. В зависимости от числа тактовых входов синхронные устройства делятся на одноктактные и многотактные.

Так как состояние сложного устройства обусловлено совокупностью состояний входящих в него триггеров, процесс перехода синхронного цифрового устройства в новое состояние есть, по существу, процесс параллельного или последовательно-параллельного переключения триггеров под действием тактирующих импульсов. Триггер, имеющий входы для подачи тактирующих импульсов, называется синхронным или тактируемым. Число тактирующих входов определяет тактность триггера.

Существует два принципиально различных типа тактируемых триггеров. К первому относятся триггеры, для которых отсутствуют ограничения на связи между триггерами; допустима, в частности, связь между входом и выходом одного и того же триггера: можно использовать общие для всего цифрового устройства тактирующие сигналы, при этом тактность устройства равна тактности триггера. В дальнейшем триггеры этого типа будем называть триггером с внутренней задержкой. Ко второму типу относятся триггеры, связи между которыми допустимы только в том случае, если такты их переключения не совпадают во времени. Связь между входом и выходом одного и того же триггера запрещена. В дальнейшем такие триггеры будем называть триггерами без внутренней задержки или примитивными.

Методы организации связей между примитивными триггерами рассмотрим на примере обобщенного цифрового устройства (рис. 6.27). В нем использованы двухтактные D-триггеры, в которых процесс переключения в новое состояние состоит из двух этапов. На первом при подаче тактирующего импульса  $C1$  триггер переключается в состояние  $Q = 0$ . На втором при подаче тактирующего импульса  $C2$  триггер переключается в состояние  $Q = 1$  только в том случае, если за время действия этого импульса входная переменная  $D = 1$ . При  $D = 0$  триггер остается в состоянии  $Q = 0$ . Для правильной работы триггера требуется, чтобы на интервале действия тактирующего импульса  $C2$  входной сигнал  $D$  оставался постоянным. Данное требование не позволяет соединять триггеры, в которых переключение вызывается одним и тем же импульсом.

Цифровое устройство реализовано в виде двух сечений, представляющих две взаимодействующие части. На триггеры, входящие в сечение I, на интервале времени  $\tau_1$  (рис. 6.28) поступают тактирующие импульсы  $CY1$  и  $CY2$ , на триггеры, входящие в сечение II, на интервале времени  $\tau_2$  поступают импульсы  $CY3$  и  $CY4$ . Интервалы

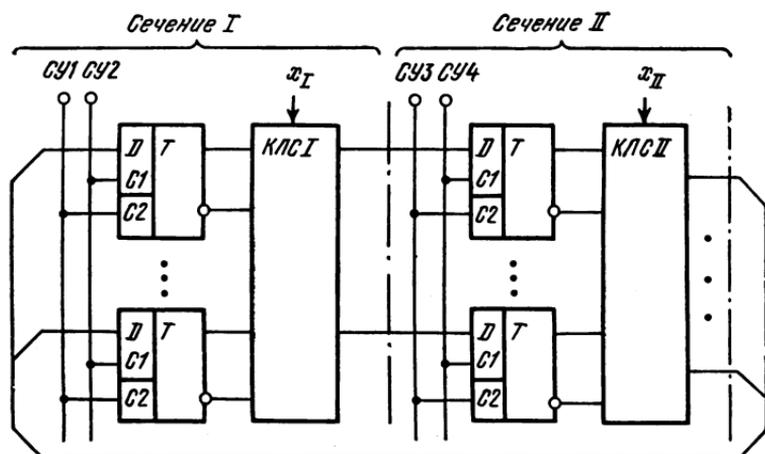


Рис. 6.27

$\tau_1$  и  $\tau_2$  не перекрывают друг друга, поэтому при переключении триггеров сечения I состояния триггеров сечения II остаются постоянными и, наоборот, при переключении триггеров сечения II фиксированы состояния триггеров сечения I. При этом возможна связь между любыми двумя триггерами, взятыми из разных сечений. В общем случае для получения заданной функции переходов входные информационные сигналы триггеров формируются как переключаемые функции выходных сигналов триггеров другого сечения. Указанные функции реализуются комбинационными схемами КЛС I и КЛС II.

Задержка передачи сигнала через логические элементы приводит к тому, что формирование логического сигнала на входе комбинационной схемы происходит с задержкой относительно момента подачи тактирующего импульса установки состояния триггеров в данном сечении. Для правильной работы достаточно, чтобы переходные процессы установления сигналов на выходе КЛС I заканчивались до момента подачи тактирующего импульса СУ4, т. е. максимальная задержка передачи сигналов через элементы сечения I не должна превышать  $\tau_{зд1}$  (рис. 6.28) между моментами подачи импульсов СУ2 и СУ4. Аналогично максимальная задержка передачи сигналов через элементы сечения II не должна превышать  $\tau_{зд2}$ . Указанные ограничения определяют мини-

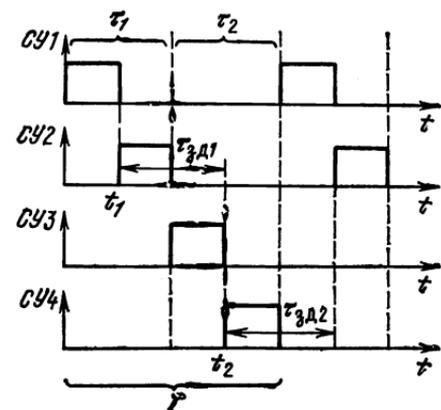


Рис. 6.28

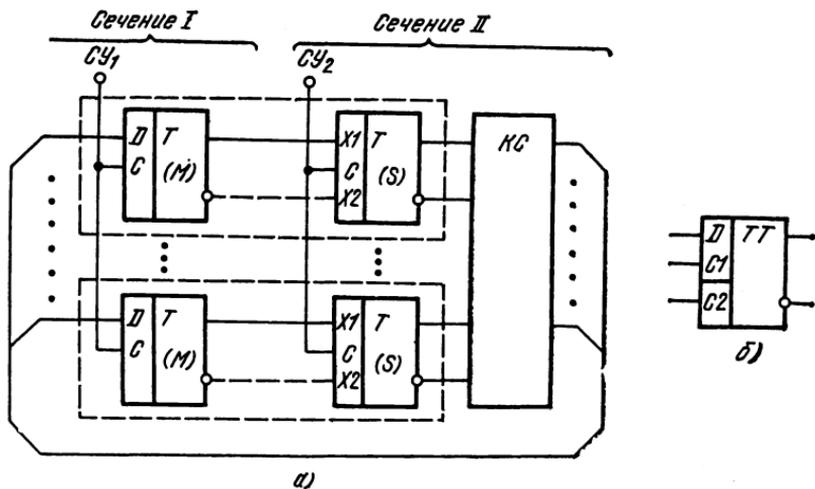


Рис. 6.29

мальный период тактирования  $T$ , равный длительности полного цикла перехода устройства в новое состояние.

Аналогичную структуру имеют цифровые устройства, реализуемые на одноклапных триггерах без внутренней задержки. Тактность устройства при этом уменьшается до двух.

Частным случаем является устройство рассматриваемого типа, в котором отсутствует КЛСИ (рис. 6.29, а). Триггеры сечения I непосредственно связаны с триггерами сечения II. При этом можно использовать как однофазную (однопроводную), так и двухфазную (двухпроводную) связь, показанную штриховой линией. Совокупность двух непосредственно связанных примитивных триггеров можно рассматривать как один триггер с внутренней задержкой. Тип этого триггера определяется типом триггера в сечении I, который называется основным или М-триггером (сокращение английского слова Master). Триггер сечения II называется вспомогательным или S-триггером (сокращение английского слова Slave). Триггер с внутренней задержкой, получаемый соединением основного и вспомогательного триггеров называется MS-триггером. На рис. 6.29, б показано условное обозначение двухтактного D-триггера типа MS. Аналогично по типу MS могут строиться трехтактные и четырехтактные триггеры.

### Моделирование синхронных триггеров асинхронными

Особенность триггерных устройств, построенных на потенциальных ЛЭ, состоит в том, что в физическом плане их тактовые входы аналогичны информационным. При этом последовательность тактирующих импульсов можно рассматривать как чередующуюся последовательность значений 0 и 1 двоичной переменной  $C$  на тактовом

входе триггера. Данная особенность позволяет рассматривать синхронный триггер, взятый изолированно, как асинхронное устройство, в котором некоторые информационные входы выполняют функцию тактовых. По существу, такое асинхронное устройство моделирует работу синхронного триггера в тактируемой схеме.

Примитивные синхронные триггеры моделируются асинхронными триггерными устройствами и установочными входами. Возможность такого моделирования основана на том, что по условиям работы примитивного триггера его входные информационные сигналы во время действия тактирующего импульса остаются постоянными. При этом состояние, в которое может переключиться примитивный триггер, однозначно определяется комбинацией значений входных переменных. В примитивном триггере с прямым тактовым входом  $C$  и информационными входами  $x_1, \dots, x_M$  функции установки 0 и 1 можно записать в виде

$$s = C\varphi_1(x_1, \dots, x_M); \quad r = C\varphi_0(x_1, \dots, x_M), \quad (6.40)$$

где функции  $\varphi_1$  и  $\varphi_0$  обусловлены конкретным типом триггера.

В табл. 6.2 приведены выражения для установочных функций и условные обозначения основных типов примитивных триггеров с прямыми входами. В случае инверсного тактового входа переменную  $C$  в выражениях (6.40) и соответствующих соотношениях табл. 6.2 следует заменить ее отрицанием.

Рассмотрим вопросы моделирования одноктактных триггеров с внутренней задержкой, предполагая, что такой триггер в общем случае реализует элементарный автомат с функцией переходов  $Q(t+1) = F_n[Q(t), X(t)]$ , где  $X(t)$  — совокупность двоичных переменных на информационных входах триггера в момент  $t$ .

Совместим моменты отсчета  $Q$  и  $X$  с моментами формирования положительного фронта тактирующего сигнала  $C$ . Тогда устройство, моделирующее данный триггер, можно представить как асинхронный триггер, изменяющий свое состояние в момент формирования положительного фронта  $C(t)$  при условии, что  $Q \neq F_n(Q, X)$ . Функция переходов такого триггера имеет вид

$$\begin{aligned} dQ(t) &= [Q(t) \oplus F_n(Q(t), X(t))] \bar{C}dC; \\ Q(t+1) &= F_n(Q(t), X(t)) \bar{C}dC + Q(\overline{\bar{C}dC}). \end{aligned} \quad (6.41)$$

Полученные выражения показывают, что моделирующий триггер обладает прямым динамическим входом  $C$  и совокупностью управляющих входов  $X$ .

Аналогично можно смоделировать синхронный триггер, в котором значения информационных сигналов  $Q$  и  $X$  определены в моменты формирования отрицательного фронта тактирующего сигнала. При этом в рассмотренной модели достаточно заменить прямой динамический вход  $C$  инверсным.

Таблица 6.2

Основные типы примитивных триггеров

Устройства	Условное обозначение	Функции переключения
D-триггер: двухтактный		$s = C_2 D$ $r = \bar{C}_1$ $Q = C_2 D + Q C_1$
однотактный		$s = CD$ $r = C\bar{D}$ $\dot{Q} = DC + Q\bar{D}\bar{C}$
Однотактный: DV-триггер		$s = CDV$ $r = C\bar{D}V$ $\bar{Q} = DVC + Q\bar{D}\bar{V}\bar{C}$
RS-триггер		$s = CS$ $r = CR$ $Q = SC + Q\bar{R}\bar{C}$

Рассмотрим в качестве примера асинхронную модель однотактного синхронного D триггера. Полагая в (6.41)  $F_{\Pi} = D$ , получаем

$$dQ = [Q(t) \oplus D(t)] \bar{C}dC, \quad (6.42a)$$

$$Q(t+1) = D(t) \bar{C}dC + Q(t) (\bar{C}dC). \quad (6.42b)$$

Сравнение этих соотношений с (6.38) показывает, что в качестве устройства, моделирующего работу синхронного D-триггера можно использовать асинхронный DV-триггер с динамическим входом V.

Достоинством синхронных триггеров с тактовым динамическим входом является отсутствие ограничений на характер изменения сигналов на его информационных входах; недостаток заключается в относительной сложности реализации некоторых типов элементарных автоматов.

В ряде случаев для упрощения схемы триггера можно воспользоваться разумными ограничениями, накладываемыми на процесс изменения входных информационных сигналов. Сущность ограничений состоит в запрещении изменения значений этих сигналов на интервале «полуволны» тактирующего сигнала, предшествующей фронту, под действием которого происходит переключение триггера. Предположим для определенности, что переключение триггера происходит под действием положительного фронта тактирующего сигнала  $C(t)$ . Потребуем, чтобы время  $\tau_1$ , в течение которого  $C = 1$ , была заведомо больше длительности задержек передачи сигнала в КЛС, через которые осуществляется связь выходов триггеров с их входами. Тогда к моменту формирования отрицательного фронта тактирующего сигнала переходные процессы в схеме будут закончены и на время  $\tau_0$ , в течение которого  $C = 0$ , значение двоичных переменных на информационных входах триггера будет фиксировано. По существу, в качестве «моментов» отсчета значений информационных переменных  $Q(t)$ ,  $X(t)$  автомата в данном случае используются временные интервалы  $\tau_1$ . Функцию переходов триггера можно записать в виде (6.42), добавляя ограничение

$$\bar{C}(t) dX(t) = 0. \quad (6.43)$$

Так как в уравнение, описывающее ограничения на входе, переменная  $C$  входит без дифференциала, вход  $C$  необходимо рассматривать как инверсный статический тактовый вход триггера с внутренней задержкой. Аналогично можно описать триггер с прямым тактовым входом, отличие которого от рассмотренного состоит в том, что в уравнения (6.41), (6.42) переменная  $C$  входит с отрицанием.

## 6.6. ТРИГГЕРЫ НА ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

При построении триггеров используют ЛЭ, реализующие базисные переключательные функции: И — НЕ, ИЛИ — НЕ, И — ИЛИ — НЕ; ИЛИ — И — НЕ. Дуальность операций логического умножения и сложения, отмеченная в гл. 5, позволяет любой триггер на элементах И — НЕ (И — ИЛИ — НЕ) выполнить на элементах ИЛИ — НЕ (ИЛИ — И — НЕ), не изменяя связи между элементами. Отличие функционирования получаемого при этом триггера сводится к простой инверсии входных и выходных переменных. Учитывая сказанное, ограничимся анализом триггеров на элементах И — НЕ, И — ИЛИ — НЕ.

Логический элемент И — НЕ в триггерах удобно представлять как вентиль, способный под действием управляющего сигнала находиться в закрытом (блокированном) или открытом (разблокированном) состоянии. Управляющим сигналом может быть любая из входных двоичных переменных. В качестве примера рассмотрим вентильный элемент И — НЕ с тремя входами (рис. 6.30).

Предположим, что управляющим сигналом является переменная  $x_1$ . Элемент блокирован при  $x_1 = 0$ , ибо в этом случае состоя-

ние входной переменной  $y = 1$  не зависит от состояния входных переменных  $x_2, \dots, x_n$ . Если  $x_1 = 1$ , то  $y = x_2, \dots, x_n$ , т. е. выходная переменная зависит от значения переменных на других входах. В качестве управляющего можно использовать сигналы одновременно двух или более входных переменных. Элемент блокирован, если хотя бы на одном из управляющих входов имеется 0, и разблокирован, если на все управляющие входы подана 1.

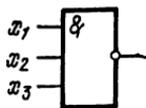


Рис. 6.30

При построении триггеров на элементах И — ИЛИ — НЕ функцию вентиля может выполнять группа входов, объединенных по И.

**Бистабильная ячейка.** Как было показано в § 6.1, двумя устойчивыми состояниями обладает устройство, состоящее из двух каскадно включенных инверторов, охваченных ПОС. Для подачи управляющих воздействий, переводящих ячейку из одного состояния в другое, вместо инверторов используются многовходовые элементы.

Простейшая управляемая бистабильная ячейка на элементах И — НЕ показана на рис. 6.31. Связь между ЛЭ в ячейке описывается соотношением

$$Q = \overline{x_1(Qx_2)} = \bar{x}_1 + Qx_2, \quad (6.44)$$

сравнивая которое с (6.34), приходим к выводу, что данная бистабильная ячейка представляет собой асинхронный RS-триггер с инверсными установочными входами. Условное обозначение такого триггера показано на рис. 6.25, б.

Для оценки динамических характеристик триггерной ячейки с установочными входами используют два параметра:  $\tau_{x \min}$  — минимальную длительность установочного сигнала  $x$ , при котором обеспечивается надежное переключение триггера, и  $\tau_{T \max}$  — максимальную задержку установки состояния на выходе триггера относительно момента подачи установочного сигнала.

В рассматриваемой простейшей ячейке оба параметра определяются процессами передачи сигнала через два последовательно включенных ЛЭ. Поэтому

$$\tau_{x1 \min} = \tau_{x2 \max} = \tau_T \max = 2\bar{\tau}_{зд \max}. \quad (6.45)$$

Заметим, что при выводе (6.45) мы, по существу, игнорируем регенеративную стадию процесса переключения триггера на ЛЭ, так как в режиме сильного сигнала транзисторы двух каскадно включенных ЛЭ практически никогда не находятся в активном режиме одновременно.

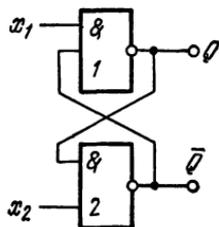


Рис. 6.31

## Триггеры с установочными входами

Триггеры с установочными входами на элементах И—НЕ. Эти триггеры реализуют, соединяя бистабильную ячейку и комбинационную логическую схему, формирующую установочные функции  $\bar{s}(x_1, \dots, x_M), \bar{r}(x_1, \dots, x_M)$  (рис. 6.32, а).

Асинхронный DV-триггер (рис. 6.32, б) строится в соответствии с уравнениями (6.35), которые после инвертирования  $s$  и  $r$  принимают вид:

$$\bar{s} = \overline{DV}; \quad \bar{r} = \overline{DV} = \overline{DV + \overline{VV}} = \overline{sV}.$$

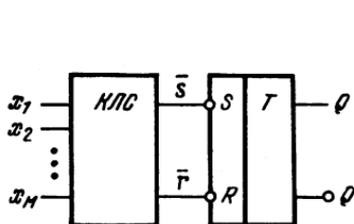
Однотактный DV-триггер имеет аналогичную структуру, отличаясь (см. табл. 6.2) заменой  $V$  на произведение  $VC$ . Подключение сигнала  $C$  показано на рис. 6.32, б штриховой линией.

Однотактный RS-триггер (рис. 6.32, в) и двухтактный D-триггеры (рис. 6.32, г) имеют структуру, соответствующую уравнениям табл. 6.2. В DV- и RS-триггерах переход из одного состояния в другое сопровождается последовательным переключением трех ЛЭ. При этом задержка переключения равна

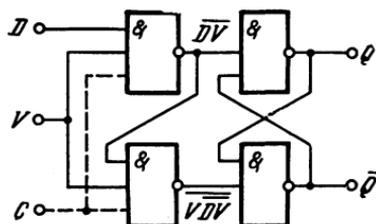
$$\tau_{т \max} = 3\bar{\tau}_{зд \max}. \quad (6.46)$$

Минимальная длительность запускающего импульса на входе  $V$  или  $C$  при равенстве  $\tau_{зд}^+ = \tau_{зд}^-$ , как и для простой бистабильной ячейки, равна  $2\bar{\tau}_{зд}$ . Ориентируясь на худший случай  $\tau_{зд}^+ = 2\bar{\tau}_{зд}$ ,  $\tau_{зд}^- = 0$ , можно приближенно оценить минимальную длительность импульсов:

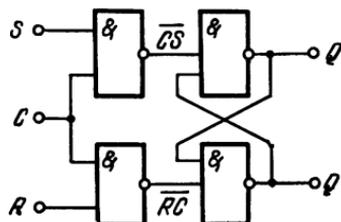
$$\tau_{V \min} = \tau_{C \min} = 4\bar{\tau}_{зд \max}. \quad (6.47)$$



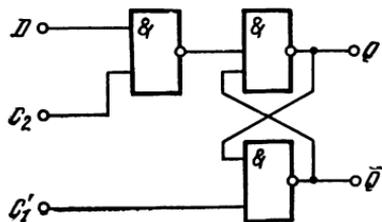
а)



б)



в)



г)

Рис. 6.32

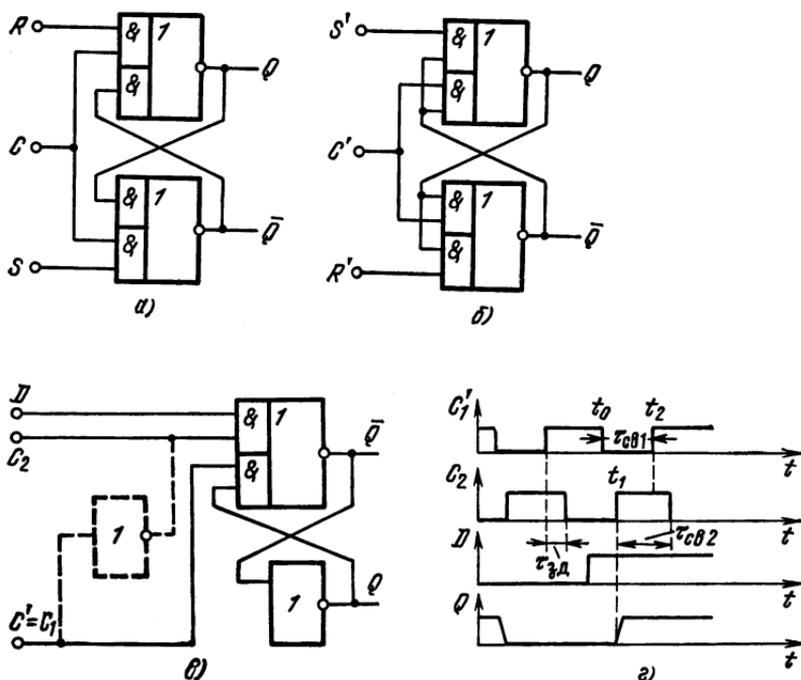


Рис. 6.33

Динамические характеристики двухтактного  $D$ -триггера по входу  $C_1'$  совпадают с соответствующими характеристиками бистабильной ячейки (6.44), по входу  $C_2$  — с характеристиками  $RS$ -триггера, определяемыми соотношениями (6.46), (6.47).

Триггеры на элементах **И** — **ИЛИ** — **НЕ**. В этих триггерах функции бистабильной ячейки и КЛС обычно совмещены. При этом синтез логической схемы триггера сводится к представлению правой части уравнения состояния суперпозицией функций **И** — **ИЛИ** — **НЕ**.

Трактруемый  $RS$ -триггер с прямыми входами (рис. 6.33, а) можно описать следующими преобразованиями уравнения состояния:

$$Q = SC + \overline{QCR} = \overline{(\overline{C} + \overline{S})(\overline{Q} + CR)} = \overline{Q}(\overline{C} + \overline{S}) + \overline{CRS} = \overline{\overline{Q} + \overline{CS} + CR}.$$

Равенство  $\overline{CRS} = CR$  вытекает из условия  $RS = 0$ .

Трактруемый  $RS$ -триггер с инверсными входами (рис. 6.33, б) соответствует уравнению состояния

$$Q = \overline{S'}\overline{C'} + \overline{Q\overline{C'}\overline{R}'} = \overline{(C' + S')(\overline{Q} + \overline{C'}\overline{R}')} = \overline{(C' + S')Q(C' + R')} = \overline{C'(\overline{QC'} + \overline{QR'})} + \overline{S'(\overline{QC'} + \overline{QR'})}.$$

Двухтактный D-триггер (рис. 6.33, в) соответствует уравнению состояния

$$Q = DC_2 + QC_1 = \overline{DC_2} + QC_1.$$

Особый интерес представляет тактируемый D-триггер типа «защелка». До сих пор предполагалось, что импульсы  $C_1$  и  $C_2$  не совпадают в времени. Однако этот режим работы двухтактного триггера не единственный. Более того, при частичном перекрытии тактирующих импульсов возрастает быстродействие, поскольку процессы сброса предыдущего состояния совмещаются с установкой нового. Этот принцип положен в основу работы двухтактного тактируемого D-триггера типа «защелка», временные диаграммы переключения которого показаны на рис. 6.33, г. Представляют интерес процессы установки триггера в состояние  $Q = D = 1$ , поскольку при  $D = 0$  цель подачи  $C_2$  заблокирована и факт совмещения импульсов не играет роли. В общем случае правильная работа триггера обеспечивается выбором достаточно большой задержки среза тактирующего импульса  $C_2$  относительно среза импульса  $C_1$ . При  $\tau_{зд} = 0$  ложное срабатывание триггера на элементах И — ИЛИ — НЕ (установка  $Q = 0$  при  $D = 1$ ) возможно лишь при условии, что задержка передачи положительного фронта сигнала  $C_1$  через элемент И — ИЛИ — НЕ превышает задержку передачи отрицательного фронта сигнала  $C_2$  на такое значение, при котором длительность ложного выброса на выходе  $\overline{Q}$  достаточна для переключения триггера. Возможность появления такого выброса практически исключается при формировании тактирующего сигнала  $C_2$  как инверсии  $C_1$ , при которой задержка  $\tau_{зд}$  определяется задержкой инвертора, показанного на рис. 6.33, в штриховой линией. Фактически рассматриваемый триггер при данном способе формирования сигнала  $C_2$  работает как однотактный.

### Триггеры с внутренней памятью

В § 6.3 был рассмотрен счетный триггер с управляемым запуском (рис. 6.12), в котором переход из одного состояния в другое происходит под действием положительного перепада входного напряжения. Внешние характеристики такого триггера полностью соответствуют характеристикам асинхронного T-триггера, имеющего один вход динамического типа. Особенностью устройства с управляемым запуском является наличие элементов внутренней памяти (конденсаторов связи  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$ ), с помощью которых осуществляется воздействие старого состояния триггера, в котором он находился до подачи импульса, на новое, в которое триггер переходит после подачи импульса.

В общем случае новое состояние триггера  $Q(t+1)$  может зависеть как от предыдущего состояния  $Q(t)$ , так и от состояния двоичных переменных на его управляющих входах. Важным моментом

здесь является именно то, что состояние, в которое перейдет триггер после подачи фронта сигнала на динамическом входе, зависит от состояния управляющих входов и состояния триггера до подачи этого фронта. В любом случае для осуществления такой зависимости в триггер необходимо ввести дополнительные (внутренние) элементы памяти.

В триггере на потенциальных ЛЭ функцию внутренней памяти выполняют дополнительные триггерные ячейки. Каждая ячейка образуется петлей обратной связи, охватывающей четное число инвертирующих ЛЭ. Учитывая возможные комбинации состояний ячеек, асинхронный триггер с динамическими входами можно интерпретировать как автомат со многими внутренними состояниями, дискретное время в котором определяется задержками формирования сигналов обратной связи. На такой интерпретации основаны известные в настоящее время методы синтеза асинхронных автоматов, позволяющие в принципе реализовать триггеры с любыми заданными функциями переходов [49].

Универсальный способ построения триггера с одним динамическим входом состоит в каскадном соединении двух триггерных ячеек с установочными входами. Процесс переключения такого триггера в новое состояние складывается из двух этапов: подготовки и установки. В триггере с прямым динамическим входом этап подготовки соответствует временному интервалу, в течение которого входная двоичная переменная  $x_{дин}$  на динамическом входе равна нулю (рис. 6.34). На этом интервале происходит запись информации в первую триггерную ячейку. Элементы связи между первой и второй триггерными ячейками блокированы, поэтому выходной сигнал триггера на этапе подготовки остается неизменным. Этап подготовки заканчивается в момент переключения переменной  $x_{дин}$  из 0 в 1. При этом запрещается запись информации в первую триггерную ячейку (функции установки  $s$  и  $r$  принимают нулевые значения) и происходит разблокирование элементов связи первой триггерной ячейки со второй. В результате вторая ячейка на этапе установки переходит в состояние, совпадающее с состоянием первой ячейки. Запись информации в первую ячейку запрещена в течение всего интервала времени, пока  $x_{дин} = 1$ , поэтому изменение состояния управляющих входов не приводит к переключению триггера. После обратного переключения  $x_{дин}$  из 1 в 0 начинается этап подготовки нового переключения триггера.

В триггере с динамическими входами при произвольном изменении состояния управляющих входов на этапе подготовки состояние первой ячейки должно быть всегда обусловлено последней комбинацией состояний управляющих входов. Данное требование выполняется, если отсутствуют комбинации, при которых ячейка переходит в режим запомина-

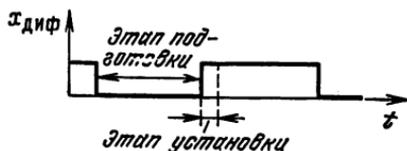


Рис. 6.34

ния, т. е. если на этапе подготовки для установочных функций первой ячейки выполняется равенство

$$r + s = 1. \quad (6.48)$$

Как уже указывалось, схему тактируемого триггера с внутренней задержкой можно упростить, запрещая изменение состояния управляющих входов на этапе подготовки. В данном случае триггеры аналогичны триггерам с динамическим входом. Отличие состоит в том, что из-за постоянства входных сигналов на этапе подготовки триггер продолжает нормально работать при нарушении условия (6.48).

Триггеры с динамическим тактовым входом описываются следующими параметрами:

$\tau_{C \min}^H$  — минимальной длительностью интервала между двумя положительными импульсами на динамическом входе  $C$ ;

$\tau_{C \min}^B$  — минимальной длительностью положительного импульса на динамическом входе  $C$ ;

$\tau_{T \max}$  — максимальной задержкой установления состояния на выходе триггера относительно коммутирующего фронта сигнала на динамическом входе;

$\tau_{T \Sigma \max}$  — максимальной задержкой передачи информационного сигнала через триггер.

Параметры  $\tau_{C \min}^H$ ,  $\tau_{C \min}^B$ ,  $\tau_{T \max}$  обусловлены соответствующими характеристиками триггерных ячеек в первом и втором каскадах триггера. Сумма  $\tau_{C \min}^H + \tau_{C \min}^B$  определяет максимальную частоту переключения триггера в режиме счетного входа. Параметр  $\tau_{T \Sigma \max}$  представляет собой сумму максимальных задержек  $\tau_{T \max}$  и установления состояния ячейки первого каскада относительно изменения состояния управляющего входа.

Триггеры с внутренней задержкой со статическим тактовым входом характеризуются аналогичными динамическими параметрами. Отличие заключается в том, что некоторые параметры оказываются связанными с быстродействием КЛС автомата и имеется связь между параметрами. В триггере с прямым тактовым входом

$$\tau_C^H = \tau_{T \max} + \tau_{\text{адл max}}; \quad \tau_{T \Sigma \max} = \tau_{T \max} + \tau_C^B.$$

В триггере с инверсным тактовым входом

$$\tau_C^B = \tau_{T \max} + \tau_{\text{адл max}}; \quad \tau_{T \Sigma \max} = \tau_{T \max} + \tau_C^H.$$

В обоих случаях за независимые параметры, характеризующие быстродействие триггера, обычно принимают  $\tau_{T \max}$  и  $\tau_C$ , полагая, что

$$\tau_C = \begin{cases} \tau_C^B & \text{в схеме с прямым тактовым входом,} \\ \tau_C^H & \text{в схеме с инверсным тактовым входом.} \end{cases}$$

Триггеры на ячейках с прямым и инверсным тактовым входом. Принцип построения таких триггеров (рис. 6.35) основан на кас-

кадном соединении двух примитивных RS-триггеров, выполненных на элементах И — ИЛИ — НЕ (рис. 6.33, а и б). Стадия подготовки соответствует интервалу времени, на котором  $C = 1$ . При этом входные вентили первого триггера разблокированы и его состояние соответствует значениям входных сигналов  $R$  и  $S$ . Связь между первым и вторым триггером на этом этапе блокирована, поскольку второй триггер имеет инверсный тактовый вход. В момент формирования отрицательного фронта тактирующего сигнала одновременно происходит блокирование входных вентилей первого триггера и разблокирование цепей связи выхода первого триггера со вторым. В результате второй триггер устанавливается в состояние, совпадающее с состоянием первого.

Динамические параметры триггера определяются равенствами

$$\tau_{C\ min}^B = \tau_{C\ min}^H = \tau_{T\ max} = 2\bar{\tau}_{зд\ max}; \quad \tau_{T\ max} = 4\bar{\tau}_{зд\ max}.$$

Выполняя первый каскад (рис. 6.35, а) на разновидностях примитивных триггерных ячеек с прямым тактовым входом, можно получать различные типы триггеров с внутренней задержкой.

Так как примитивные триггерные ячейки на элементах И — НЕ имеют прямой тактовый вход, для управления блокировкой связи между каскадами используют инверсию тактирующего сигнала. В конкретных триггерных устройствах задача инвертирования тактирующего сигнала может решаться по-разному.

**D-триггер на элементах И — НЕ с динамическим тактовым входом.** В таком триггере (рис. 6.36, а) для инверсии тактового сигнала

используется специальный инвертор 9. Работа его в общих чертах аналогична работе триггера на элементах И — ИЛИ — НЕ.

Чтобы при переходе устройства в режим подготовки не изменялось состояние триггерной

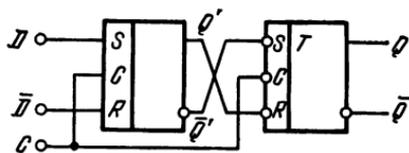
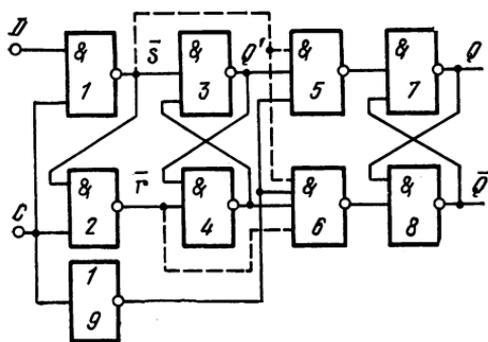
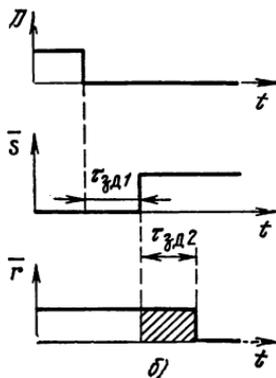


Рис. 6.35



а)



б)

Рис. 6.36

ячейки второго каскада, необходимо, чтобы блокировка вентилей 5 и 6 происходила раньше возможного изменения состояния триггерной ячейки первого каскада. Данное условие эквивалентно требованию, чтобы задержка передачи положительного фронта сигнала  $C$  через инвертор 9 была меньше задержки его передачи через цепи элементов 1 и 3 или 2 и 4. Следует учитывать, что задержка передачи сигнала через ЛЭ всегда имеет разброс, причем минимальная граница разброса часто не лимитируется. В этих условиях рассмотренный триггер является функционально ненадежным, т. е. существуют такие соотношения между параметрами работоспособных элементов, при которых триггер не работает.

Во избежание подобных явлений в триггер вводят дополнительные блокирующие цепи, показанные на рис. 6.36, *а* штриховыми линиями. Принцип их действия сводится к следующему. Если при переходе триггера в режим подготовки триггерная ячейка первого каскада переключается, то это значит, что на входе элемента 3 или 4 появился сигнал 0, предшествующий переключению этих элементов в 1. Поэтому при наличии дополнительных блокирующих цепей связи блокировка вентилей 5 и 6 всегда будет опережать появление 1 на их входе.

Возникает вопрос, недостаточно ли для обеспечения нормальной работы триггера одних этих дополнительных цепей, т. е. можно ли построить функционально надежный триггер, исключив из него инвертор 9. Анализ переходных процессов в устройстве показывает, что для реализации триггера с динамическим тактирующим входом инвертор принципиально необходим. Это связано с тем, что допустимое для такого триггера переключение входных информационных сигналов на этапе подготовки может привести к одновременному равенству  $\bar{s} = \bar{r} = 1$  в течение коротких интервалов времени. В рассматриваемом D-триггере данная ситуация возникает, например, при переключении  $D$  из 1 в 0, так как переключение элемента 2 происходит с задержкой относительно переключения элемента 1 (рис. 6.36, *б*). Триггерная ячейка первого каскада при этом находится в состоянии  $Q' = 1$ , поэтому сигнал блокировки с инвертора 9 достаточно подавать на один только вентиль 5.

В триггерах с тактовым статическим входом, в которых информационные сигналы на этапе подготовки остаются постоянными, инвертор отсутствует.

**D-триггер на элементах И—НЕ с тактовым статическим входом** (рис. 6.37, *а*). В таком триггере блокировка цепей связи между триггерными ячейками осуществляется без дополнительного инвертора сигналами  $\bar{r}$  и  $\bar{s}$ .

**DV-триггер на элементах И—НЕ с тактовым статическим входом.** Схема этого триггера аналогична схеме D-триггера. Вход  $V$  образуется цепями блокировки входных вентилей (штриховые линии на рис. 6.37, *а*). При  $V = 1$  работа DV-триггера аналогична работе исходного D-триггера. При  $V = 0$  элементы блокированы

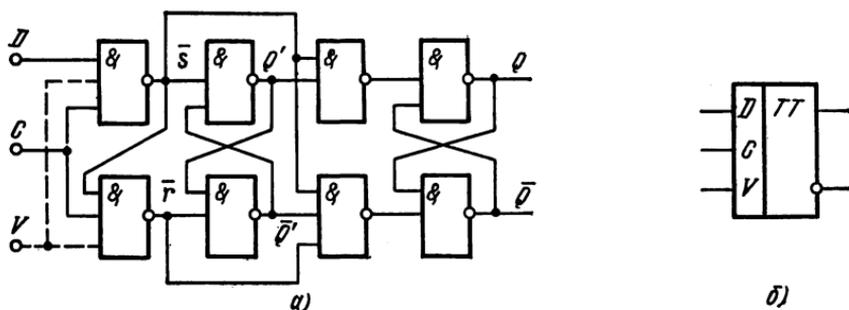


Рис. 6.37

и переключения триггера не происходит. На рис. 6.37, б показано условное обозначение DV-триггера.

**Асинхронный JK-триггер.** Этот триггер обладает двумя динамическими входами. Поскольку при каждом состоянии триггера может действовать только один вход, схема триггера аналогична схемам тактируемых триггеров. Рассмотрим процессы переключения триггера на элементах И — НЕ (рис. 6.38). Предположим, что в начальном состоянии триггера  $Q = 0$ . Под действием обратной связи вентиль 2 блокирован и триггер может переключаться только сигналом на входе  $J$ . Стадия подготовки переключения соответствует интервалу времени, на котором  $J = 1$ . В этом случае первый каскад триггера устанавливается в состояние  $Q' = 1$ . Для блокировки связи между триггерными ячейками на вентиль 5 подан установочный сигнал  $s$ . Поскольку на этапе подготовки значение  $s$  не изменяется, то данная цепь блокировки функционально надежна. В момент переключения сигнала на входе  $J$  из 1 в 0 вентиль 5 разблокируется и состояние триггера принимает значение 1. При этом вентиль 1 блокируется, а вентиль 2, наоборот, переходит в режим пропускания сигнала  $K$ . Благодаря симметрии схемы переключение триггера из 1 в 0 под действием сигнала на входе  $K$  протекает аналогично рассмотренному.

**Синхронный JK-триггер.** Этот триггер можно реализовать на основе рассмотренной схемы, добавляя цепи подачи тактирующих сигналов на вентили 1, 2, и 5, 6, причем на вентили 5, 6, тактирующий сигнал поступает через инвертор (штриховые линии на рис. 6.38). Работа триггера соответствует общим принципам, рассмотренным на примере D- и DV-триггеров,

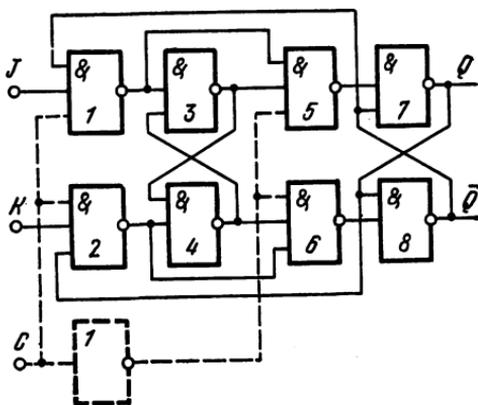


Рис. 6.38

Динамические характеристики триггерных устройств на элементах И — НЕ обусловлены соответствующими характеристиками примитивных триггеров. При этом справедливы соотношения  $\tau_{C\ min}^H = \tau_{C\ min}^B = \tau_{T\ max} = 4\tau_{зд\ max}$ ,  $\tau_{\Sigma T\ max} = 7\tau_{зд\ max}$ , которые показывают, что по быстродействию триггеры на элементах И — НЕ уступают триггерам на элементах И — ИЛИ — НЕ.

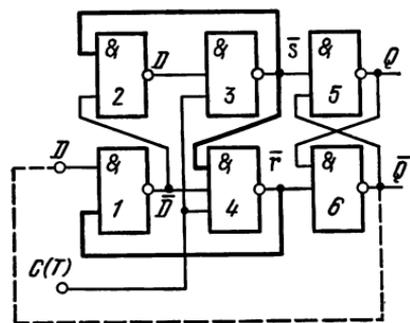
Рассмотренные способы построения одноктактных триггерных схем не являются единственно возможными.

**D-триггер с автоблокировкой.** Проанализируем работу D-триггера с автоблокировкой, построенной на шести элементах И — НЕ (рис. 6.39, а). Процесс перехода триггера в новое состояние, так же как в рассмотренных устройствах, состоит из двух этапов (рис. 6.39, б).

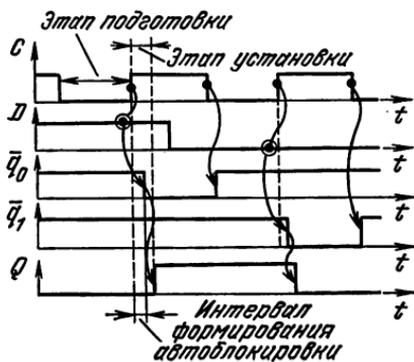
Этап подготовки соответствует временному интервалу, на котором переменная  $C$  на тактовом входе равна 0. Элементы 3, 4 блокированы и в триггерной ячейке 5, 6 сохраняется бистабильный режим, обеспечивающий фиксацию состояния  $Q$ . Так как  $\bar{r} = \bar{s} = 1$ , цепи блокировки (показанные на рис. 6.39, а полужирными линиями) не влияют на состояние вентилей 1 и 2, которое на этапе подготовки определяется значением входной управляющей переменной  $D$ .

Этап установки начинается в момент переключения переменной  $C$  из 0 в 1. Фронт тактирующего импульса проходит через вентили либо 4 (при  $D = 0$ ), либо 3 (при  $D = 1$ ), устанавливая выходную триггерную ячейку соответственно в 0 или 1.

Важным моментом в работе триггера является блокировка цепей передачи сигнала  $D$  на вход триггерной ячейки сразу после переключения вентилей 3 или 4. При установке триггера в состояние 0 блокируется вентиль 1, в состояние 1 — вентили 2 и 4. Важно подчеркнуть, что в результате блокировки автоматически фиксируются значения переменных  $r$  и  $s$ , возникающие в момент подачи положительного фронта тактирующего сигнала, т. е. фактически в данном устройстве мы имеем дело с автоблокировкой.



а)



б)

Для правильной работы триггера необходимо, чтобы входная переменная оставалась постоянной в течение коротких интервалов времени до и после подачи положительного фронта тактирующего сигнала. Первый определяется задержками в элементах 1 и 2, второй — задержкой в элементе 3 или 4. В остальное время переменная  $D$  может изменяться произвольно, т. е. рассматриваемый триггер является триггером с динамическим прямым тактовым входом.

Динамические характеристики триггера определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} \tau_{\Sigma}^B \min &= 4\bar{\tau}_{\text{зд max}}, & \tau_{\Sigma}^H \min &= 2\tau_{\text{зд max}}; \\ \tau_{\Sigma} \max &= 3\bar{\tau}_{\text{зд max}}, & \tau_{\Sigma} \max &= 5\bar{\tau}_{\text{зд max}}. \end{aligned}$$

Таким образом, по быстрдействию и элементной базе рассматриваемый триггер имеет преимущество перед триггером с двумя каскадами памяти на рис. 6.36. Недостатком триггера является уже отмеченная необходимость фиксировать сигнал  $D$  после подачи фронта тактирующего импульса на интервале задержки переключения элементов 3 или 4 (интервал формирования автоблокировки). При каскадном соединении триггеров данное условие может нарушаться, если сумма задержек переключения первого триггера и входных ЛЭ (1, 2) второго триггера окажется меньше интервала формирования автоблокировки второго триггера. В условиях разброса динамических характеристик ЛЭ данный недостаток может вызвать функциональную ненадежность цифрового устройства. Поэтому чаще данный триггер используют как асинхронный со счетным входом. Для этого вход  $D$  соединяют с выходом (штриховая линия на рис. 6.39, а).

### Триггерные схемы со сложной входной логикой и комбинированные триггеры

Функциональные возможности триггеров можно расширить, увеличив число входов.

**Расширение входов по И (ИЛИ).** Рассмотрим триггерную ячейку на двух элементах И — НЕ (на рис. 6.40, а). Она отличается от простейшей ячейки (рис. 6.31) увеличенным числом входов элементов И — НЕ. Чтобы схема находилась в бистабильном режиме, необходимо, чтобы все входные переменные  $\bar{S}_1, \bar{S}_2, \bar{S}_3, \bar{R}_1, \bar{R}_2, \bar{R}_3$  одновременно были равны 1. Для установки триггера в состояние 1 достаточно подать нулевой сигнал по крайней мере на один из входов  $\bar{S}_i$ , а для установки в состояние 0 —  $\bar{R}_i$ . При этом функции установки 1 и 0 можно записать в виде  $s = \bar{S}_1 + \bar{S}_2 + \bar{S}_3$ ,  $r = \bar{R}_1 + \bar{R}_2 + \bar{R}_3$ . Условное обозначение многовходовой триггерной ячейки (RS-триггера) показано на рис. 6.40, б.

Расширение входов по И (ИЛИ) возможно также и для других типов триггеров. Рассмотрим в качестве примера расширение входа  $D$  в синхронном D-триггере, для чего достаточно просто увеличить

число входов элемента И — НЕ, на который подается сигнал  $D$  (рис. 6.41, а). Получаемую триггерную схему можно интерпретировать двумя способами.

1. Полагаем вход  $D$  прямым, тогда установочные функции триггера имеют вид

$$s = CD_1D_2D_3; \quad r = \overline{CD_1D_2D_3}, \quad (6.49)$$

т. е. установка триггера в состояние 1 может произойти только в том случае, если на все входы  $D_i$  одновременно подан единичный сигнал. Условное обозначение триггера с расширением входа  $D$  показано на рис. 6.41, б.

2. Полагаем вход  $D$  инверсным. Для этого в триггере необходимо выход, который раньше был прямым  $Q$ , считать инверсным  $\bar{Q}$ , и наоборот. При этом установочные функции триггера получают инверсией всех информационных переменных, т. е.

$$s = \overline{CD_1D_2D_3} = C(D_1 + D_2 + D_3);$$

$$r = \overline{CD_1D_2D_3} = C(\overline{D_1 + D_2 + D_3}).$$

Условное обозначение триггера в данной интерпретации показано на рис. 6.41, в.

Использование D-триггеров с расширением входа  $D$  при реализации цифровых устройств позволяет переложить выполнение операций логического умножения и сложения с КЛС на триггер, при

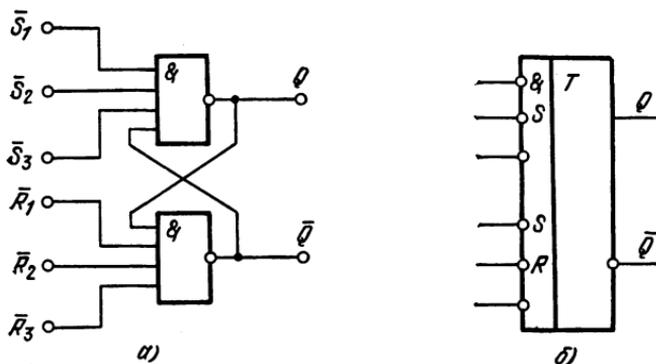


Рис. 6.40

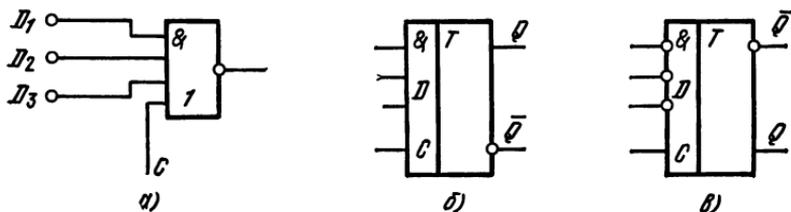


Рис. 6.41

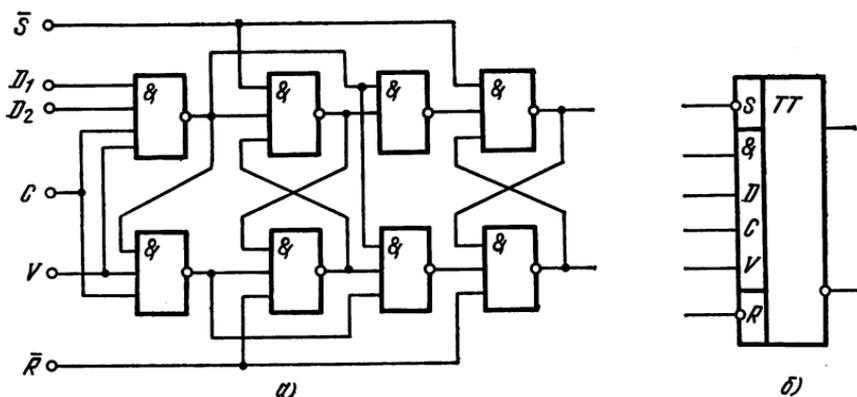


Рис. 6.42

этом упрощается схема и уменьшается задержка передачи сигнала через КЛС.

**Тактируемые триггеры с асинхронными установочными входами.** При построении регистровых схем (см. гл. 13) часто бывает необходимо дополнять основные триггерные входы входами асинхронной установки 0 и 1. Для реализации таких входов увеличивают число установочных входов триггерных ячеек. В качестве примера на рис. 6.42, а показана схема синхронного одноканального DV-триггера с внутренней задержкой, в котором дополнительно имеются инверсные установочные входы  $\bar{R}$  и  $\bar{S}$ . Условное обозначение триггера приведено на рис. 6.42, б. При подаче на установочные входы сигналов  $\bar{S} = \bar{R} = 1$  триггер работает как DV-триггер с двумя входами  $D_1$ ,  $D_2$ , объединенными по И. При подаче на вход  $\bar{S}$  (или  $\bar{R}$ ) нулевого сигнала триггер независимо от состояния входов  $D$ ,  $V$  и  $C$  устанавливается в 1 (или в 0). Аналогично можно ввести установочные входы во все рассмотренные типы триггерных схем.

Триггеры с установочными входами называются также комбинированными. Различают RST-, JKRS-, DRS-, DVRS-триггеры и др.

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ

1. Указать методы построения устройства с двумя состояниями статического равновесия.
2. Можно ли построить устройство с двумя состояниями равновесия, используя в качестве усилительного элемента транзисторный ограничитель с ОЭ; ОБ; ОК? Если нет, то почему?
3. Для несимметричного триггера (рис. 6.3) построить передаточную характеристику, если  $E_K = 12$  В,  $R_{K1} = R_{K2} = 1$  кОм,  $R_3 = 200$  Ом,  $R_6 = 1,8$  кОм,  $R_{св} = 10$  кОм,  $\beta_1 = \beta_2 = 50$ . Внутренним сопротивлением источника сигнала и входным сопротивлением транзистора можно пренебречь.
4. Спроектировать несимметричный триггер на интегральном ОУ типа ИУТ401, имеющем при  $R_H = 5$  кОм,  $U^B = 10$  В,  $-U^H = -7$  В, если заданы  $E_{шн} = -0,5$  В и  $E_{max} = 1,5$  В.

- 6.5. Выбрать номиналы сопротивлений симметричного насыщенного триггера по схеме на рис. 6.6, если  $P = 100$  мВт,  $E_R = 12$  В,  $E_B = 1$  В, параметры транзисторов  $e_{в0} = 0,3$  В,  $\beta_{\min} = 40$ ,  $I_{КЭ0\max} = 100$  мкА.
- 6.6. Определить минимальное значение  $R_N$ , подключаемой параллельно резистору  $R_K$ , при котором сохраняется работоспособность триггера, отвечающего условиям задачи 6.5.
- 6.7. Для триггера по схеме на рис. 6.7  $R_K = 1$  кОм,  $R_{\min} = 2$  кОм,  $E_{\phi} = 10$  В, найти минимальное значение  $E_K$ .
- 6.8. Перечислить стадии процесса переключения симметричного транзисторного насыщенного триггера при раздельном запуске по цепям базы.
- 6.9. Построить приблизительный график зависимости минимальной амплитуды запускающего импульса на входе триггера от его длительности.
- 6.10. Как влияет коэффициент насыщения открытого транзистора в симметричном триггере на требуемую длительность запускающего импульса?
- 6.11. Перечислить входы элементарных автоматов и указать их назначение.
- 6.12. Указать чем различаются асинхронные и синхронные триггеры.
- 6.13. Указать способы задания функции переходов асинхронного триггера. В чем их отличие?
- 6.14. Функция переходов асинхронного триггера задана соотношением  $dQ = Qx_1x_2dx_2 + \bar{Q}x_1x_3dx_3$ . Указать типы входов  $x_1, x_2, x_3$ . Словесно описать функционирование триггера и предложить его условное обозначение.
- 6.15. Записать функцию переходов, заданную в задаче 6.14, в нормальной форме.
- 6.16. Указать тип и условное обозначение триггеров, заданных уравнениями: а)  $dQ = x_1(x_2 \oplus Q)\bar{x}_3dx_3; x_3dx_1 = 0; dQ = \bar{Q}x_1dx_1 + Qx_2dx_2; \bar{x}_1\bar{x}_2 = 0; dQ = xdx; dQ = (x_1 \oplus Q)x_2dx_2, dQ = (Qx_1 + \bar{Q}x_2)x_3dx_3; x_3dx_1 = x_3dx_2 = 0$ .
- 6.17. Сравнить быстродействия цифровых устройств, построенных на тактируемых триггерах с динамическим тактовым входом и на триггерах с внутренней задержкой, имеющих статический тактовый вход.
- 6.18. Построить принципиальную схему асинхронного RS-триггера с инверсными входами, реализованного на элементах ТТЛ со сложным инвертором. Как изменится схема, если необходимо построить триггер с прямыми входами.
- 6.19. Построить для асинхронных Т-триггеров с прямым и инверсным входом логические схемы на элементах И—ИЛИ—НЕ и принципиальные схемы на элементах ТТЛ с простым инвертором.
- 6.20. Построить для D-триггера с внутренней задержкой на элементах И—ИЛИ—НЕ логическую схему и схему на МДП-транзисторах, используя инверторы с квазилинейной нагрузкой. Выяснить, является ли тактовый вход динамическим.

## Глава 7

### МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

#### 7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Если в симметричном формирующем триггере одну или обе цепи связи между каскадами заменить чисто емкостными, то соответственно одно или оба устойчивых (статических) состояния равновесия превращаются в неустойчивые, длительность которых будет определяться процессами релаксации — зарядом или разрядом конден-

саторов в цепях связи. Поскольку эти неравновесные состояния характеризуются относительно медленными (по сравнению с процессами регенерации) изменениями токов и напряжений их называют временно устойчивыми (квазистатическими). Генераторы импульсов с резистивно-емкостными межкаскадными связями, обладающие одним или двумя квазистатическими состояниями, называются мультивибраторами. Мультивибраторы могут работать в одном из следующих режимов: ждущем, автоколебаний, синхронизации.

В ждущем режиме мультивибратор обладает одним длительно устойчивым состоянием равновесия, в котором он находится до подачи запускающего импульса. Второе возможное состояние является временно устойчивым. В это состояние мультивибратор переходит под действием запускающего импульса и может находиться в нем конечное время  $\tau$ , после чего автоматически возвращается в исходное.

В режиме автоколебаний мультивибратор обладает двумя временно устойчивыми состояниями, которые периодически чередуются. Период колебаний  $T = \tau_{01} + \tau_{02}$ , где  $\tau_{01}$  и  $\tau_{02}$  — время пребывания мультивибратора в первом и втором состояниях временно устойчивого равновесия.

В режиме синхронизации момент перехода из временно устойчивого состояния в длительно устойчивое (или другое временно устойчивое) привязывается к определенной фазе периодического синхронизирующего сигнала. Работа мультивибраторов в режиме синхронизации рассмотрена в гл. 10.

Мультивибраторы можно реализовать на транзисторах, лампах [4], приборах с отрицательным сопротивлением (см. гл. 12) и интегральных схемах.

## 7.2. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ НА ДИСКРЕТНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

### Мультивибратор с кондуктивной коллекторно-базовой связью

Схема и форма колебаний ждущего мультивибратора с кондуктивной коллекторно-базовой связью изображены на рис. 7.1. В начальном устойчивом состоянии транзистор  $T_2$  насыщен, а транзистор  $T_1$  находится в режиме отсечки. Во временно устойчивом состоянии каскады мультивибратора работают в противоположных режимах. Пусковые импульсы положительной полярности обычно подаются на коллектор  $T_1$  или на базу  $T_2$ . Процессы, происходящие при запуске и первом перебросе схемы (момент  $t_0$ ), аналогичны процессам при отдельном запуске симметричного триггера.

Временно устойчивое состояние определяется напряжением, возникающим на базе  $T_2$  при разряде конденсатора  $C$ . Это напряжение, часто называемое хронизирующим или времязадающим, имеет экспоненциально убывающий характер (рис. 7.1, б). Временно устойчивое состояние оканчивается в момент  $t_1$ , когда хронизирующее напряжение достигает напряжения открывания  $T_2$  (на рис. 7.1, б это напря-

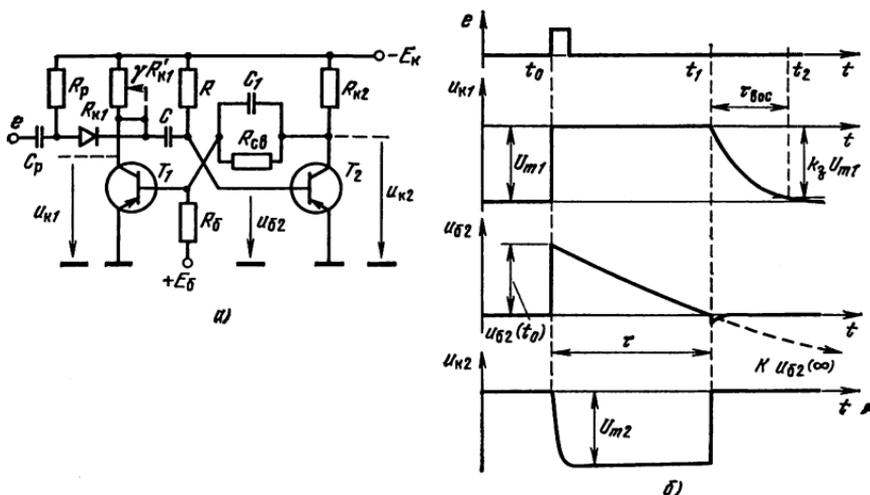


Рис. 7.1

жение принято приближенно нулевым). Коллекторный ток  $T_2$  выводит транзистор  $T_1$  из режима насыщения, и в схеме формируется лавинообразный процесс регенерации, завершающийся закрыванием транзистора  $T_1$ . При этом, как и в триггере, происходит сравнительно быстрое (практически скачкообразное) формирование положительного фронта напряжения коллектора  $T_2$ .

При  $t > t_1$  в схеме протекает процесс восстановления начального напряжения на конденсаторе  $C$ , сопровождающийся экспоненциальным изменением напряжения на коллекторе  $T_1$ . Поэтому длительность отрицательного фронта  $u_{к1}$  можно считать временем восстановления начального состояния схемы  $\tau_{\phi 1} \approx \tau_{вос}$ .

Амплитуда импульсов напряжения на коллекторах  $T_1$  и  $T_2$  определяется соотношениями:

$$U_{m1} = E_k - I_{КБ\ 01} R_{к1} - U_{КЭ\ наc}, \quad (7.1)$$

$$U_{m2} = R_{св} (E_k - I_{КБ\ 02} R_{к2}) / (R_{св} + R_{к2}). \quad (7.2)$$

**Условия работоспособности.** Элементы  $T_1$ ,  $R_{к1}$ ,  $R_{св}$ ,  $R_b$ ,  $E_b$ ,  $C_1$  образуют инвертор, условия работоспособности которого определяются соотношениями (5.19), (5.20). Следует учитывать, что в мультивибраторе коллекторные сопротивления  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$  могут отличаться и, кроме того, ток насыщения коллектора  $T_1$  превышает ток через резистор  $R_{к1}$  на емкостный ток  $i_c$ , максимальное значение которого близко к  $2E_k/R$ . Данное обстоятельство можно учесть, подставив в (5.20) значение  $\beta_{эк\ min} = \beta_{min} R_{к1}/R_{к2} (1 + 2R_{к1}/R)$ .

Режим насыщения транзистора  $T_2$  в длительно устойчивом (начальном) состоянии обеспечивается ограничением на значение базового сопротивления:

$$R \leq R_{max} = \beta_{min} R_{к2}. \quad (7.3)$$

Для закрывания  $T_2$  в начале временно устойчивого состояния необходимо, чтобы начальный скачок напряжения на базе  $T_2$  превышал напряжение закрывания этого транзистора. При достаточной большой емкости  $C$  хранирующего конденсатора этот скачок можно считать равным перепаду напряжения в коллекторе  $T_1$ :  $u_{\delta 2}(t_0) \approx \approx E_K$ . Таким образом, закрывание  $T_2$  будет заведомо иметь место при  $E_K > e_{\delta 0}$ , что всегда выполняется на практике.

**Длительность временно устойчивого состояния** (интервал  $t_0 \dots t_1$ ). Этот интервал обычно значительно превышает интервалы формирования фронта и среза и может рассматриваться как длительность  $\tau$  импульсов мультивибратора, которая обусловлена, как уже указывалось, экспоненциально убывающим хранирующим напряжением

$$u_{\delta 2}(t) = u_{\delta 2}(\infty) - [u_{\delta 2}(\infty) - u_{\delta 2}(t_0)] \exp[-(t - t_0)/\tau_1], \quad (7.4)$$

где  $\tau_1 \approx CR$ ;  $u_{\delta 2}(t_0) = U_{m1} - e_{\delta 0} = E_K - I_{KB0} R_{K1} - e_{\delta 0} - U_{KЭ \text{ нас}}$ ;  $u_{\delta 2}(\infty) = -E_K - I_{KB0} R$ ;  $U_{KЭ \text{ нас}}$ ,  $e_{\delta 0}$  — параметры упрощенной кусочно-линейной модели транзистора (см. § 3.2), определяющие соответственно напряжения на коллекторе  $T_1$  и на базе  $T_2$  в режиме насыщения.

Полагая в (7.4)  $t = t_1$  и подставляя  $u_{\delta 2}(t_1) = -e_{\delta 0}$ , получаем уравнение, решение которого относительно интервала  $\tau = t_1 - t_0$  имеет вид

$$\tau = k_{\tau} \tau_1, \quad (7.5)$$

где

$$k_{\tau} = \ln \left[ 2 + \frac{e_{\delta 0} - I_{KB0}(R + R_{K1}) - U_{KЭ \text{ нас}}}{E_K + I_{KB0}R - e_{\delta 0}} \right]. \quad (7.6)$$

Отбрасывая в (7.6) члены первого порядка малости, получаем  $\tau \approx \tau_1 \ln 2 \approx 0,7 \tau_1$ .

Из полученных соотношений видно, что на длительность  $\tau$  в основном влияют параметры разделительного конденсатора  $C$  и базового резистора  $R$ , называемых обычно хранирующими (или времязадающими) элементами мультивибратора. Поправочные члены в (7.6):  $e_{\delta 0}$ ,  $I_{KB0}$  и  $U_{KЭ \text{ нас}}$  — учитывают при оценке влияния параметров транзисторов и питающего напряжения на  $\tau$ . Соотношение (7.6) показывает, что температурная нестабильность  $\tau$  за счет изменения  $I_{KB0}$  и  $e_{\delta 0}$  уменьшается при увеличении напряжения питания  $E_K$ .

Длительность импульса можно регулировать, изменяя один из параметров экспоненциального напряжения  $u_{\delta 2}(t)$  (см. (7.4)):

$$\tau_1, u_{\delta 2}(t_0), u_{\delta 2}(\infty).$$

При постоянной емкости  $C$  можно плавно изменять  $\tau_1$ , используя в качестве  $R$  переменный резистор. Учитывая, что  $\tau \sim R$ , коэффициент перекрытия

$$k_{\tau} = \tau_{\text{max}}/\tau_{\text{min}} - 1 = R_{\text{max}}/R_{\text{min}} - 1, \quad (7.7)$$

Поскольку  $R_{\max}$  определяется формулой (7.3), то для увеличения  $k_{\text{п}}$  необходимо уменьшать минимальный предел  $R_{\text{min}}$  хронизирующего сопротивления. Однако при снижении  $R$  увеличивается ток  $T_1$  во временно устойчивом состоянии, а также задержка выключения  $T_2$  и соответственно ухудшается чувствительность устройства к пусковым импульсам. Поэтому для данного метода плавной регулировки длительности обычно  $k_{\text{п}} \leq 1$ .

Параметр  $u_{\text{б}2}(t_0)$  меняют, подключая хронизирующий конденсатор  $C$  к части коллекторной нагрузки  $R_{\text{к1}}$  (штриховая линия на рис. 7.1, а). При этом значение скачка напряжения в базе  $T_2$  будет определяться положением движка потенциометра, задающего коэффициент деления резистивного делителя  $\gamma = R'_{\text{к1}}/R_{\text{к1}}$ , где  $R'_{\text{к1}}$  — верхняя часть резистора:

$$u_{\text{б}2}(t_0) = -e_{\text{э}0} + U_{\text{м1}}\gamma. \quad (7.8)$$

Подставляя (7.8) в (7.4), получаем

$$k_{\tau} = \ln \left( 1 + \gamma \frac{E_{\text{к}} - I_{\text{кБ}0} R - U_{\text{кЭнас}}}{E_{\text{к}} - e_{\text{э}0} + I_{\text{кБ}0} R_{\text{к1}}} \right) \approx \ln(1 + \gamma). \quad (7.9)$$

Коэффициент перекрытия для данного метода ограничивается минимальным значением  $\gamma$ , при котором петлевой коэффициент передачи в цепи ПОС мультивибратора остается больше единицы. Практически  $k_{\text{п}}$  может достигать 10 и более.

Параметр  $u_{\text{б}2}(\infty)$  можно также изменять, подключая верхний конец хронизирующего резистора  $R$  к источнику управляющего напряжения —  $E_1$ . При этом  $u_{\text{б}2}(\infty) = -E_1 - I_{\text{кБ}0} R$ . Достоинством этого метода плавной регулировки  $\tau$  является возможность дистанционного управления мультивибратором с помощью электрического сигнала.

**Длительность интервала восстановления ( $t_1 \dots t_2$ ).** Этот интервал определяется экспоненциальным процессом заряда конденсатора  $C$  током, протекающим через резистор  $R_{\text{к1}}$ . При этом справедливо соотношение

$$\tau_{\text{вос}} = CR_{\text{к1}} k_{\text{вос}}, \quad (7.10)$$

где  $k_{\text{вос}}$  — коэффициент восстановления, обусловленный уровнем затухания  $k_3$  экспоненциального процесса:

$$k_{\text{вос}} = -\ln(1 - k_3), \quad k_3 = |u_{\text{к}2}(t_2)/U_{\text{м}}|. \quad (7.11)$$

Принимая для схемы на рис. 7.1, а  $k_3 = 0,95$ , получаем  $k_{\text{вос}} = 3$ .

Сумма  $\tau + \tau_{\text{вос}}$  определяет минимальный период следования пусковых импульсов  $T_{\text{min}}$ . Если пусковые импульсы поступают раньше окончания времени восстановления ( $\tau < T < T_{\text{min}}$ ), то начальное напряжение на хронизирующем конденсаторе, а следовательно, и длительность импульсов мультивибратора, будут зави-

сеть от периода следования пусковых импульсов, что обычно является недопустимым. При этом устройство переходит в один из двух режимов динамического равновесия. В одном установившаяся длительность импульсов будет меньше длительности, соответствующей нормальным условиям работы. Во втором (так называемом режиме перемежающейся длительности) устройство будет поочередно генерировать импульсы большей и меньшей длительности.

Для улучшения формы среза импульса  $u_{к1}$  (без уменьшения времени восстановления) используют цепи связи конденсатора  $C$  с нагрузкой  $R_{к1}$ , состоящие из дополнительного резистора  $R'_{к1}$  и отключающего диода  $D$  (рис. 7.2). Во временно устойчивом состоянии диод открыт и обеспечивает ток разряда хранирующего конденсатора. После второго опрокидывания мультивибратора диод закрывается и конденсатор заряжается через резистор  $R'_{к1}$ , сопротивление которого обычно выбирается равным сопротивлению  $R_{к1}$ . В результате этого длительность среза  $u_{к1}$  существенно сокращается и приближается к длительности фронта.

Улучшение быстродействия, обусловленное уменьшением времени восстановления схемы, достигается включением отсекающего диода или применением эмиттерного повторителя в цепи заряда хранирующего конденсатора.

В мультивибраторе с отсекающим диодом (рис. 7.3) конденсатор заряжается при закрытом диоде от источника —  $E_{к1}$  более низкого напряжения  $|E_{к1}| > |E_{к}|$ . Заряд заканчивается, когда при снижении  $u_{к1}$  до  $-E_{к}$  диод открывается, «отсекая» заключительную часть экспоненты заряда. Величина  $k_{воc}$  в формуле (7.10) уменьшается при этом до

$$k_{воc} = -\ln(1 - E_{к}/E_{к1}). \quad (7.12)$$

При включении эмиттерного повторителя между коллектором  $T_1$  и базой  $T_2$  после второго опрокидывания мультивибратора хранирующий конденсатор будет заряжаться через малое выходное сопротивление эмиттерного повторителя, а не через нагрузку первого каскада.

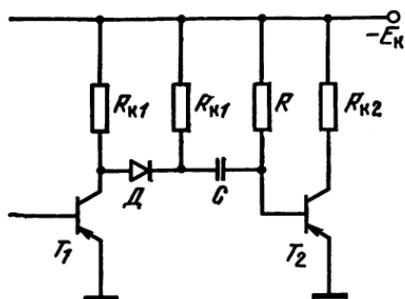


Рис. 7.2

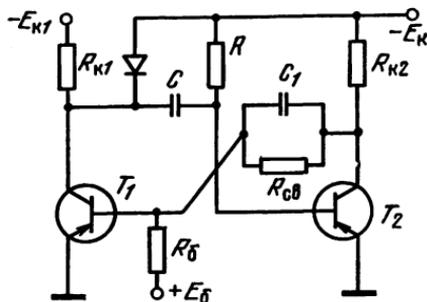


Рис. 7.3

## Самовозбуждающиеся мультивибраторы

Основная схема самовозбуждающегося мультивибратора с коллекторно-базовыми хронизирующими цепями изображена на рис. 7.4, а. Как и в ждущем мультивибраторе, здесь для стабилизации амплитуды импульсов, определяющей период колебания, открытый каскад должен работать в режиме насыщения. Однако при этом мультивибратор приобретает свойства автоколебательной системы с жестким режимом возникновения автоколебаний, поскольку возможно состояние статического равновесия, когда оба транзистора находятся в режиме насыщения. Для перевода системы из этого состояния в режим релаксационных автоколебаний необходимо внешнее возмущение (пусковой импульс).

В первом полупериоде колебаний (рис. 7.4, б) транзистор  $T_2$  находится в режиме насыщения и конденсатор  $C_2$  разряжается через резистор  $R_2$ . Транзистор  $T_1$  работает в режиме отсечки под действием положительного хронизирующего напряжения  $u_{б1}$ , снимаемого с левой обкладки конденсатора  $C_2$ . Это временно устойчивое состояние оканчивается (момент  $t_1$ ), когда хронизирующее напряжение достигает напряжения открывания  $T_1$ . Коллекторный ток  $T_1$  выводит транзистор  $T_2$  из режима насыщения, так как, пока эмиттерный переход  $T_2$  смещен в прямом направлении, основная часть его протекает через конденсатор  $C_1$  и эмиттерный переход  $T_2$ . При этом коэффициент усиления в петле обратной связи оказывается больше единицы, и в мультивибраторе имеет место лавинообразный процесс опрокидывания, завершаемый закрыванием транзистора  $T_2$ . Далее происходит быстрое (скачкообразное) формирование положительного фронта напряжения на коллекторе  $T_1$ , обусловленное нарастанием коллекторного тока этого транзистора до своего максимального значения. Скачок напряжения, передаваемый с коллектора  $T_1$  в базу  $T_2$ , определяет начальные значения хронизирующего на-

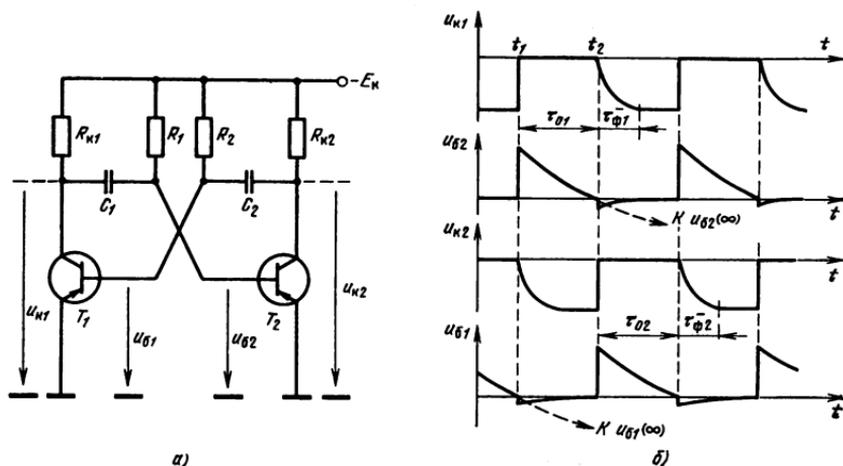


Рис. 7.4

пряжения  $u_{б2}$ , поддерживающего режим отсечки транзистора  $T_2$  в течение второго временно устойчивого состояния. Формирование отрицательного фронта напряжения на коллекторе закрывающегося транзистора  $T_2$  зависит от процесса заряда конденсатора  $C_2$  через сопротивление  $R_{к2}$  и эмиттерный переход насыщенного транзистора  $T_1$ . Второй полупериод заканчивается, когда хронизирующее напряжение снижается до напряжения открывания  $T_2$ . После этого происходит второй перебор мультивибратора, в результате которого он возвращается в первое временно устойчивое состояние, с которого было начато рассмотрение его работы.

**Условия работоспособности.** Режим насыщения открытого каскада обеспечивается неравенством

$$I_{б1(2)} \geq i_{к1(2)max} / \beta_{1(2)m \text{н}}. \quad (7.13)$$

Как и в ждущем мультивибраторе, коллекторный ток насыщенного каскада не ограничивается значением  $E_k/R_k$ , а имеет вторую составляющую, протекающую через  $CR$ -цепь, включенную в цепь базы закрытого каскада. Пренебрегая сравнительно малыми слагаемыми, содержащими начальный коллекторный ток, условие (7.13) можно представить в следующем виде:

$$R_{1(2)} \leq \beta_{m \text{н}} R'_{к1(2)},$$

где  $R'_{к(2)} = R_{к1(2)} \parallel 0,5 R_{2(1)}$ .

Условие закрывания другого каскада начальным (положительным) перепадом напряжения в коллекторе первого каскада, перешедшего в режим насыщения, практически всегда выполняется вследствие малости напряжения отсечки  $e_{э0}$ .

**Период колебаний.** Пренебрегая длительностью фронта и среза импульсов, период  $T$  колебаний можно представить как сумму двух полупериодов:  $T = \tau_{01} + \tau_{02}$ , каждый из которых определяется хронизирующим напряжением на базе закрытого транзистора. По аналогии с (7.5) период  $T$  можно представить соотношением

$$T = k_1 \tau_1 + k_2 \tau_2, \quad (7.14a)$$

где  $\tau_{1(2)} = C_{1(2)} R_{1(2)}$ ;  $k_{1(2)}$  можно вычислить по формуле (7.6), подставляя  $R = R_{1(2)}$ . В первом приближении, считая плечи мультивибратора одинаковыми, получаем

$$T \approx 1,4 CR. \quad (7.14b)$$

Формулы (7.14) справедливы, если в пределах каждого полупериода колебаний амплитуда импульсов успевает достичь установившегося значения, что соответствует выполнению условий

$$\tau_{ф1(2)} \approx 3 C_{2(1)} R_{к1(2)} \leq \tau_{01(2)}. \quad (7.15)$$

Соотношение (7.15) ограничивает максимальную скважность колебаний мультивибратора при нарушении его симметрии.

### 7.3. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ НА СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

Мультивибраторы, выполненные в виде интегральной схемы (ИС), по своему схемному решению близки к аналогичным устройствам с дискретным монтажом. Примером таких мультивибраторов могут служить схемы К1ГФ192 и К1ГФ193 серии 119, а также К2ГФ181 и К2ГФ182 серии 218. К особенностям их схемного решения можно отнести специальные меры, обеспечивающие:

— уменьшение длительностей положительных фронтов и срезов коллекторных импульсов с помощью отключающих коллекторных диодов;

— мягкий режим самовозбуждения автоколебательных мультивибраторов за счет нелинейной отрицательной обратной связи, предотвращающей насыщение транзисторов;

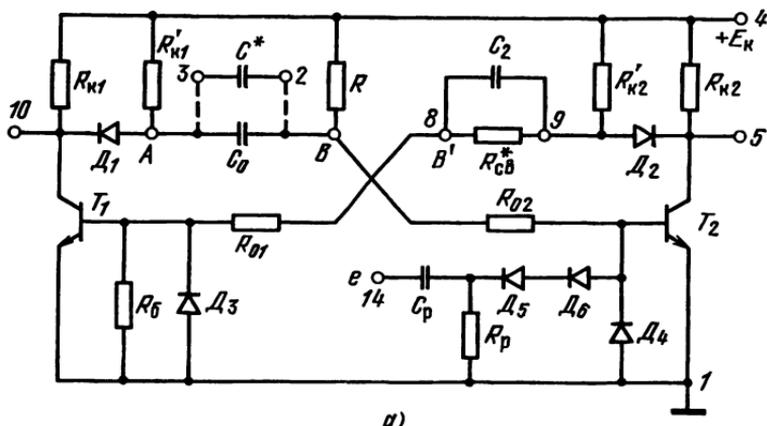
— устранение опасности пробоя эмиттерного  $p-n$ -перехода в дрейфовых интегральных транзисторах включением в базовые цепи диодных ограничителей.

#### Ждущие мультивибраторы

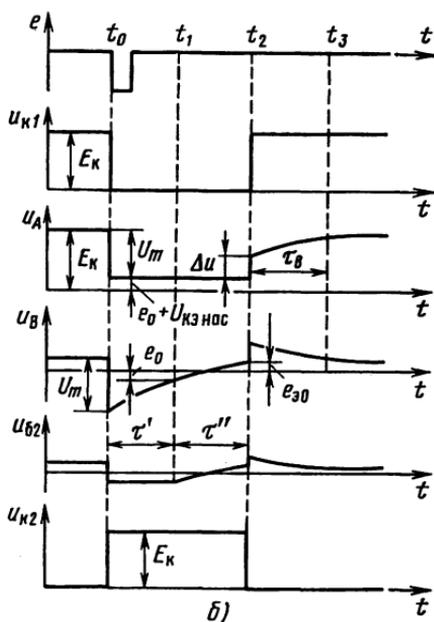
Работу ждущего мультивибратора проанализируем на примере схемы К2ГФ182 серии 218 (рис. 7.5, а). Для обеспечения ждущего режима между выводами 8 и 9 включается навесной резистор  $R_{св}^*$ , а навесной конденсатор  $C^*$  (выводы 2,3) во времязадающей цепи обеспечивает необходимую длительность временно устойчивого состояния  $\tau$ . Диоды  $D_1$  и  $D_2$  являются отключающими, а диоды  $D_3$  и  $D_4$  — параллельными ограничителями.

В устойчивом состоянии транзистор  $T_2$  насыщен, а  $T_1$  находится в режиме отсечки. Конденсаторы  $C_0$  и  $C^*$  заряжены до напряжения  $U_{C_0} = U_{AB} = (E_k - e_{30}) R / (R + R_{02})$ .

После подачи в момент времени  $t_0$  (рис. 7.5, б) запускающего импульса отрицательной полярности мультивибратор переключается во временно устойчивое состояние, транзистор  $T_1$  входит в режим насыщения,  $T_2$  закрывается. Напряжения в точках А и В скачком уменьшаются на  $U_m = E_k - e_{01} - U_{кэ\text{ пас}}$ , ограничительный диод  $D_4$  открывается и на базе транзистора  $T_2$  фиксируется отрицательное напряжение  $u_{б2}(0) = -e_{04}$ . Процесс релаксации во временно устойчивом состоянии состоит из двух этапов. На первом этапе ( $\tau' = t_1 - t_0$ ) диод  $D_4$  открыт, напряжение в точке В экспоненциально нарастает до  $u_B(t_1) = -e_{04}$ , при котором диод  $D_4$  закрывается, после чего начинается второй этап ( $\tau'' = t_2 - t_1$ ) релаксации. На этом этапе в результате уменьшения емкостного тока скорость нарастания экспоненциального напряжения в точке В уменьшается. Второй этап заканчивается в момент  $t_2$ , когда экспоненциальное напряжение в точке В достигает порогового значения открывания транзистора  $T_2$   $u_B(t_2) = u_{б2}(t_2) = e_{30}$ . В результате обратно-



а)



б)

го лавинообразного переключения мультивибратор вновь переходит в устойчивое состояние, при котором транзистор  $T_2$  оказывается в режиме насыщения, а  $T_1$  — в режиме отсечки. При  $t > t_2$  начинается процесс восстановления исходного состояния схемы — заряд хранирующего конденсатора  $C = C_0 + C^*$ .

Сопротивление навесного резистора  $R_{св}^*$  выбирают, исходя из условий правильной работы транзисторного ключа  $T_1$ . Режим отсечки  $T_1$  в устойчивом состоянии будет обеспечен при условии

$$u_{б1} = \frac{R_б (U_{кэ\text{ нас}} + e_{э02})}{R_{св}^* + R_{01} + R_б} \leq e_{э01},$$

Рис. 7.5

Во временно устойчивом состоянии насыщение транзистора  $T_1$  имеет место при условии  $i_{б1} \geq I_{к\text{ нас}} \text{ min} / \beta_1 \text{ min}$ , определяющем максимальное сопротивление резистора  $R_{св}^*$ . Оптимальное значение  $R_{св}^*$  приводится в паспортных данных на ИС.

**Длительность временно устойчивого состояния.** Этот интервал обусловлен хранирующим напряжением в точке  $B$ , закон изменения которого можно найти из эквивалентной схемы на рис. 7.6, а. Состояние ключа ( $Kл$ ) задается режимом работы ограничительного диода  $D_4$ . На первом этапе процесса релаксации  $Kл$  замкнут, на втором — разомкнут. При построении эквивалентной схемы использо-

с помощью которого можно выбрать минимальное значение  $R_{св}^*$

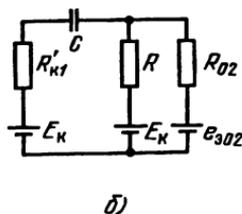
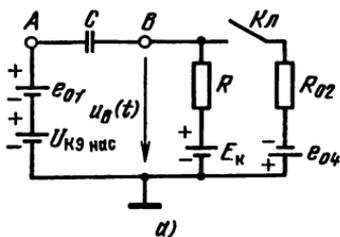


Рис. 7.6

ваны упрощенные кусочно-линейные модели диодов и транзисторов. Учитывая, что в ИС в качестве диодов используются эмиттерные переходы транзисторов, примем  $e_{01} = e_{04} = e_{302} = e_0 \approx 0,6$  В. При этом длительность временно устойчивого состояния будет равна

$$\tau = \tau' + \tau'' = \tau_1 k'_\tau + \tau_2 k''_\tau,$$

где

$$\tau_1 = (C_0 + C^*) R R_{02} / (R + R_{02}); \quad \tau_2 = (C_0 + C^*) R;$$

$$k'_\tau = \ln \frac{u_{B1}(\infty) - u_B(t_0)}{u_{B1}(\infty) - u_B(t_1)};$$

$$k''_\tau = \ln \frac{u_{B2}(\infty) - u_B(t_1)}{u_{B2}(\infty) - u_B(t_2)};$$

причем

$$u_B(t_0) = - \frac{E_K R}{R + R_{02}} \left[ 1 - \frac{e_0 + (e_0 + U_{КЭ нас})(1 + R_{02}/R)}{E_K} \right];$$

$$u_B(t_1) = -e_0; \quad u_B(t_2) = e_0; \quad u_{B2}(\infty) = E_K;$$

$$u_{B1}(\infty) = (E_K R_{02} - e_0 R) / (R + R_{02}).$$

При выполнении условий

$$\frac{e_0 + U_{КЭ нас} + 2e_0/(1 + R_{02}/R)}{E_K + e_0} \ll 1, \quad \frac{e_0}{E_K} \ll 1$$

выражения для  $k'_\tau$  и  $k''_\tau$  можно упростить:

$$k'_\tau \approx \ln \left( 1 + \frac{R}{R_{02}} \right) - \frac{e_0 + U_{КЭ нас} + 2e_0/(1 + R_{02}/R)}{E_K};$$

$$k''_\tau \approx 2e_0/E_K.$$

Для интегральной схемы К2ГФ182, имеющей параметры [53]:  $R_{02} = 1$  кОм,  $R = 15$  кОм,  $E_K = 6,3$  В,  $e_0 = 0,6$  В,  $U_{КЭ нас} = 0,2$  В, получим:  $k'_\tau = 2,56$ ,  $k''_\tau = 0,19$ . При этих значениях

$$\tau = (C_0 + C^*) R (k'_\tau / (1 + R/R_{02}) + k''_\tau) = 0,35 (C_0 + C^*) R. \quad (7.16)$$

Соотношение (7.16) можно использовать для расчета емкости навесного конденсатора  $C^*$ . Внутренняя емкость  $C_0$  оценивается, исходя из паспортных данных на величину  $\tau$  при  $C^* = 0$ :  $C_0 = \tau_{\text{пасп}}/0,35 R$ . Для микросхемы К2ГФ182  $\tau_{\text{пасп}} = 0,9 \dots 1,5$  мкс, откуда  $C_0 = 180 \dots 300$  пФ.

Длительность восстановления схемы  $\tau_{\text{вос}}$  зависит от экспоненциального процесса заряда хранирующей емкости  $C$ . Эквивалентная схема цепи заряда показана на рис. 7.6, б. Из нее следует, что эквивалентная постоянная времени экспоненты

$$\tau_{\text{восэк}} = C [R'_{к1} + RR_{02}/(R + R_{02})].$$

Выбирая коэффициент затухания экспоненты  $k_3 = 0,95$ , получаем длительность восстановления  $\tau_{\text{вос}} = 3 \tau_{\text{восэк}}$ .

### Самовозбуждающиеся мультивибраторы

В качестве примера рассмотрим работу самовозбуждающегося мультивибратора на микросхеме К1ГФ192 (рис. 7.7, а), временные диаграммы напряжений в характерных точках которого показаны на рис. 7.7, б. Микросхема К1ГФ192 представляет собой два автономных инвертора, с выходов которых напряжения через навесные конденсаторы связи  $C_1$  и  $C_2$  подаются на входы противоположных инверторов. Для улучшения формы коллекторных импульсов использованы отключающие диоды  $D_1$  и  $D_2$ . Пробой эмиттерных переходов инверторов исключается, поскольку  $E_{\kappa} = 3\text{В} < U_{\text{проб}}$ .

Мягкий режим самовозбуждения обеспечивают ненасыщенные инверторы с нелинейной ООС. Для этого сопротивления резисторов базовой и коллекторной цепей инверторов при их автономной работе выбирают такими, чтобы диоды  $D_3$  и  $D_4$  в цепях ООС при соответственно открытых транзисторах  $T_1$  и  $T_2$  были смещены в прямом направлении.

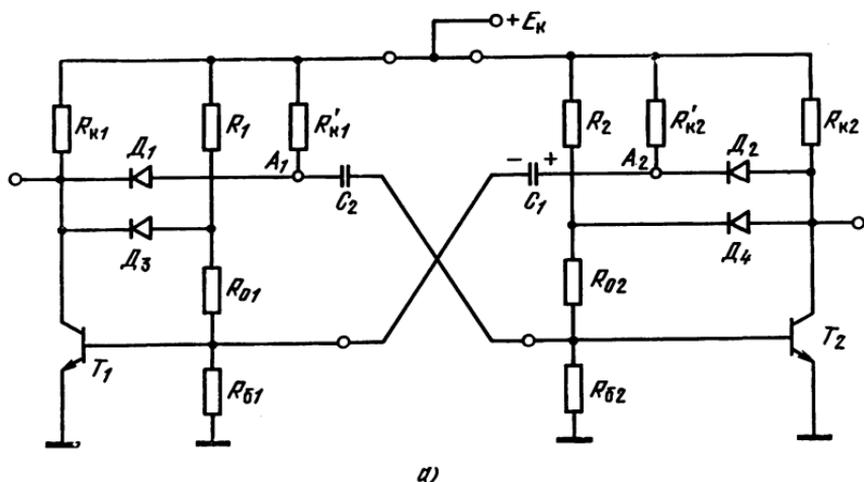
Период  $T$  колебаний мультивибратора равен сумме интервалов времени  $\tau_{01}$  и  $\tau_{02}$ , в течение которых транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  поочередно работают в режиме отсечки. Определяют длительность  $\tau_{01}$ , полагая, что при закрытом  $T_1$  хранирующее напряжение на конденсаторе  $C_1$  изменится по экспоненциальному закону от начального значения  $U_{C10} = E_{\kappa} - e_{\partial 01}$  до стационарного  $U_{C1\infty} = E_{\kappa} R_{61}/(R_1 + R_{01} + R_{61})$ . При этом искомая длительность

$$\tau_{01} = k_{\tau 1} \tau_1, \quad (7.17)$$

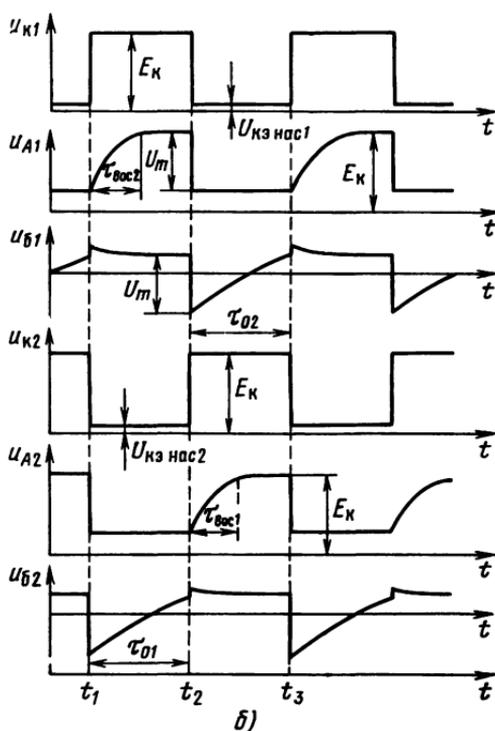
где  $\tau_1 = C_1 R_{1\partial \kappa}$ ,

$$k_{\tau 1} = \ln 2 + \ln \left( 1 + \frac{1}{2} \frac{R_1 + R_{01}}{R_{62}} \right) + \ln \left( 1 - \frac{e_{02} - e_{\partial 01} + U_{\text{КЭнас}}}{(1 + \gamma) E_{\kappa}} \right) - \ln \left( 1 - \frac{e_{\partial 01}}{\gamma E_{\kappa}} \right),$$

где  $\gamma = R_{61}/(R_1 + R_{01} + R_{61})$ ,  $R_{1\partial \kappa} = (R_1 + R_{01}) \parallel R_{61}$ .



а)



б)

Рис. 7.7

Из-за симметрии интегральной схемы можно считать, что  $R_{1\text{эк}} = R_{2\text{эк}} = R_{\text{эк}}$  и  $k_{\tau 1} = k_{\tau 2} = k_{\tau}$ .

Период колебаний мультивибратора равен

$$T = \tau_{01} + \tau_{02} = k_{\tau} (C_1 + C_2) R_{\text{эк}} \quad (7.19)$$

Учитывая, что для данной микросхемы хорошо выполняются условия

$$\frac{e_{02} - e_{01} + U_{\text{кэ нас 2}}}{(1 + \gamma) E_{\text{к}}} \ll 1,$$

$$\frac{e_{01}}{\gamma E_{\text{к}}} \ll 1,$$

выражение для  $k_{\tau 1}$  можно упростить:

$$k_{\tau 1} \approx 0,7 + \ln \left( 1 + \frac{R_1 + R_{01}}{2R_{01}} \right) - \frac{e_{02} - e_{01} + U_{\text{кэ нас}}}{(1 + \gamma) E_{\text{к}}} - \frac{e_{01}}{\gamma E_{\text{к}}} \approx 0,7 + \ln \left( 1 + \frac{R_1 + R_{01}}{2R_{01}} \right). \quad (7.18)$$

Длительность  $\tau_{02}$  определяется соотношениями (7.17) и (7.18) с заменой параметров элементов первого инвертора на параметры элементов второго.

Это выражение справедливо при полном восстановлении напряжений на конденсаторах  $C_2$  и  $C_1$  за интервал времени, соответственно  $\tau_{01}$  или  $\tau_{02}$ , что имеет место при выполнении условий

$$\tau_{\text{вос}2} \approx k_{\text{вос}} C_2 R'_{к1} \leq \tau_{01} = k_T C_1 R_{\text{эк}},$$

$$\tau_{\text{вос}1} \approx k_{\text{вос}} C_1 R'_{к2} \leq \tau_{02} = k_T C_2 R_{\text{эк}},$$

Для интегральной схемы К1ГФ191, где  $k_T = 1...1,2$ ,  $k_{\text{вос}} = 3$ ,  $R_{\text{эк}}/R'_{к1,2} \approx 3...3,5$  формула (7.19) справедлива при  $Q_c \leq 1,8...2,2$ . При неполном восстановлении напряжений на конденсаторах  $C_2$  и  $C_1$  происходит уменьшение начальных напряжений  $U_{C10}$  и  $U_{C20}$  и полупериодов колебаний  $\tau_{01}$  и  $\tau_{02}$ . Анализ длительности периода для этого случая приводится в [53].

#### 7.4. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ НА ЛОГИЧЕСКИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ

В тех случаях, когда мультивибратор должен работать в комплексе с цифровой аппаратурой на логических интегральных схемах (ЛОИС) и не предъявляют пециальных требований к стабильности временных характеристик генерируемых импульсов, в качестве ключевых устройств его целесообразно использовать те же элементы, на которых построена цифровая часть комплекса. Это позволяет унифицировать элементную базу аппаратуры и обеспечивает естественное согласование амплитудных характеристик импульсов мультивибратора и сигналов цифровой части комплекса.

Рассмотрим принципы построения и анализа основных типов мультивибраторов применительно к ТТЛ-элементам со сложным инвертором (см. гл. 5), реализующим в положительной логике функции И — НЕ. Эти принципы можно перенести на другие типы ЛОИС.

Схему ждущего мультивибратора можно получить из схемы асинхронного RS-триггера (рис. 6.31), заменив одну из двух непосредственных связей емкостной, как показано на рис. 7.8. Режим работы ЛЭ в начальном (длительно устойчивом) состоянии определяется параметрами резистора  $R_1$  и источника напряжения  $E$ . Диод  $D$  служит для ограничения отрицательной полуволны входного напряже-

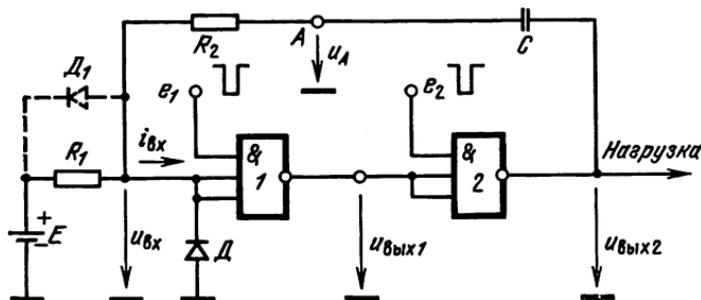


Рис. 7.8

ния, что исключает возможность пробоя эмиттерных переходов многоэмиттерного транзистора. Во многих сериях ТТЛ-элементов такой диод содержится в самой интегральной схеме. Резистор  $R_2$  является элементом параллельного диодного ограничителя  $R_2Д$ .

Соответствующим образом выбирая параметры  $R_1$  и  $E$ , можно строить мультивибраторы двух типов, отличающихся режимом работы элементов в начальном (длительно устойчивом) состоянии и, как следствие этого, полярностью хронизирующего импульса.

### Мультивибраторы с убывающим хронизирующим напряжением

Эти мультивибраторы имеют низкий уровень входного напряжения в начальном состоянии, при этом ЛЭ<sub>1</sub> находится в состоянии 1 ( $u_{вх1} = U^в$ ), а ЛЭ<sub>2</sub> — в состоянии 0 ( $u_{вх2} = U^н$ ) (рис. 7.9). Переключение во временно устойчивое состояние происходит в момент  $t_0$  под действием отрицательного импульса  $e_2$ , подаваемого на вход ЛЭ<sub>2</sub> и вызывающего скачкообразное увеличение напряжений  $u_{вх2}$ ,  $u_A$ ,  $u_{вх}$ . Затем хронизирующее напряжение  $u_A$ , а также входное напряжение  $u_{вх}$  постепенно уменьшаются вследствие перезаряда конденсатора. В момент  $t_1$  входное напряжение достигает порогового значения  $U'_п$ , при котором петлевой коэффициент усиления в цепи ПОС становится больше единицы, формируется регенеративный процесс, в результате которого ЛЭ<sub>1</sub> и ЛЭ<sub>2</sub> возвращаются в исходное состояние.

Процесс восстановления начального напряжения на конденсаторе протекает в два этапа.

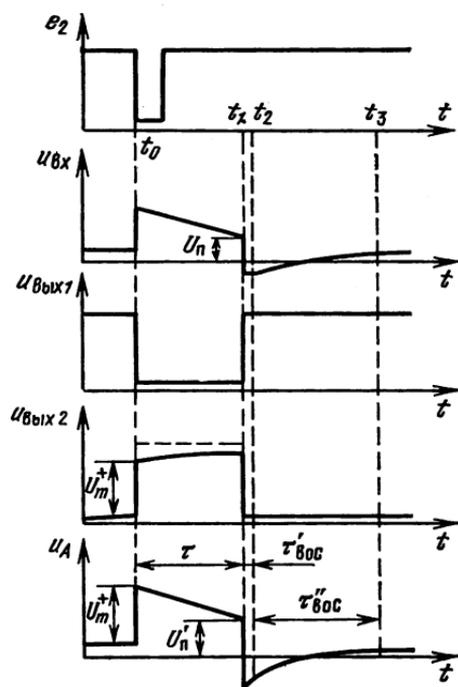


Рис. 7.9

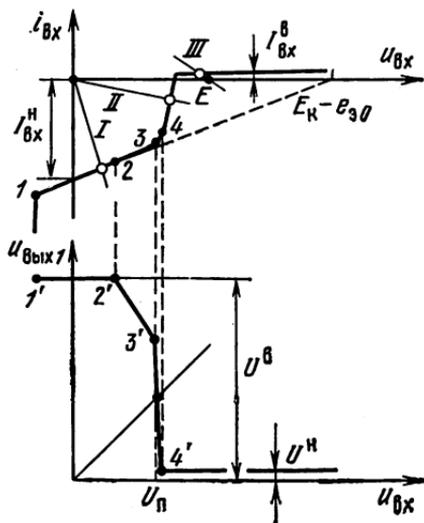


Рис. 7.10

На первом (интервал  $\tau'_{\text{вос}}$ ) ограничительный диод  $D$  открыт, поэтому процесс восстановления сопровождается изменением одного только напряжения  $u_A$  ( $u_{\text{вх}} = -e_0$ ). На втором диод  $D$  закрыт, поэтому одновременно изменяются  $u_A$  и  $u_{\text{вх}}$ .

**Статический режим в длительно устойчивом состоянии.** «Механизм» влияния параметров  $R_1$  и  $E$  на режим ЛЭ<sub>1</sub> иллюстрируется рис. 7.10, на котором показаны входная (с учетом диода  $D$ ) и передаточная характеристики ТТЛ элемента со сложным инвертором. Для того чтобы ЛЭ<sub>1</sub> находился в состоянии 1 ( $u_{\text{вых1}} = U^B$ ), рабочая точка должна располагаться на участке 1...2, соответствующем режиму отсечки инвертирующего транзистора ( $T_1$  на рис. 5.33) и диода  $D$ . При этом входное сопротивление элемента определяется последовательно включенными эмиттерным переходом многоэмиттерного транзистора и резистором  $R_A$  в его базе. Полагая, что напряжение на переходе равно  $e_{\text{э0}} = 0,6$  В, входную характеристику на участке 1...2 можно описать равенством

$$i_{\text{вх}} = -I_{\text{вх}}^H + u_{\text{вх}}/r_{\text{вх}}, \quad (7.20)$$

где  $I_{\text{вх}}^H$  — входной ток, измеряемый при  $u_{\text{вх}} = 0$ ;  $E_K$  — напряжение питания;  $r_{\text{вх}} = (E_K - e_{\text{э0}})/I_{\text{вх}}^H$  — входное сопротивление.

Независимо от состояния ЛЭ<sub>1</sub> его входной ток в стационарном состоянии (когда емкостной ток равен нулю) удовлетворяет уравнению Кирхгофа

$$i_{\text{вх}} = (E - u_{\text{вх}})/R_1, \quad (7.21)$$

представленному на рис. 7.10 для различных значений параметров  $E$ ,  $R_1$  прямыми I, II, III, причем первые две получены при  $E = 0$ . Пересечение прямых с входной характеристикой определяет положение рабочей точки. Стационарное значение входного напряжения  $U_{\text{вх ст1}}$  при единичном состоянии ЛЭ<sub>1</sub> (прямая I) можно найти, совместно решая уравнения (7.20), (7.21) при  $E = 0$ :

$$U_{\text{вх ст1}} = (E_K - e_{\text{э0}})/(1 + r_{\text{вх}}/R_1). \quad (7.22)$$

От положения точки 2, в которой происходит открывание инвертирующего транзистора, зависит максимально допустимое значение  $R_1$ :

$$R_{1\text{max}} = r_{\text{вх}} U_{\text{вх2}}/(E_K - e_{\text{э0}} - U_{\text{вх2}}),$$

где  $U_{\text{вх2}} = e_{\text{э0}} - U_{\text{КЭнас}}^* \approx 0,5$  В — значение  $U_{\text{вх ст1}}$  в точке 2. Для типовых значений  $E_K = 5$  В,  $I_{\text{вх}}^H = 0,5 \dots 1,4$  мА  $R_{1\text{max}} = 0,4 \dots 1,1$  кОм.

**Длительность временно устойчивого состояния** ( $t_0 \dots t_1$ ). Точно рассчитать этот интервал трудно из-за нелинейности входной ВАХ при  $u_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$ . Однако на практике, учитывая низкую стабильность характеристик мультивибраторов на ЛОИС, можно использовать приближенный расчет, основанный на предположении, что

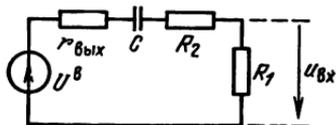


Рис. 7.11

при  $u_{вх} > U_{пор}$  эмиттерный переход многоэмиттерного транзистора закрыт, т. е.  $i_{вх} = I_{вх}^0 \approx 0$ . Данное предположение позволяет представить цепь перезаряда конденсатора эквивалентной схемой, изображенной на рис. 7.11. Учитывая экспоненциальный характер переходного процесса в схеме, соотношения для длительности временно устойчивого состояния можно записать в виде

$$\tau = \tau_1 \ln \frac{u_{вх}(\infty) - u_{вх}(t_0)}{u_{вх}(\infty) - u_{вх}(t_1)}, \quad (7.23)$$

где  $\tau_1 = C(R_1 + R_2 + r_{вых})$ ;  $u_{вх}(\infty) = 0$ ;  
 $u_{вх}(t_1) = U_{пор} \approx 1,4 \dots 1,5$  В;  $u_{вх}(t_0) = U_{вхст1} + (U^B - U^n) \times \times R_1 / (R_1 + R_2 + r_{вых})$ ;  $r_{вых}$  — выходное сопротивление ЛЭ в состоянии 1, обусловленное в основном резистором  $R_3$  (рис. 5.34) в коллекторе выходного транзистора, которое можно найти, непосредственно измеряя выходную характеристику ЛЭ в состоянии 1.

Условием работоспособности мультивибратора является неравенство  $u_{вх}(t_0) > u_{вх}(t_1)$ , решая которое можно вычислить минимальное значение  $R_1$  (вывод соотношений предоставляем читателю выполнить самостоятельно).

**Длительность интервала восстановления ( $t_1 \dots t_3$ ).** Из-за относительно малой длительности первого этапа восстановления при открытом диоде на практике значением  $\tau'_{вос}$  можно пренебречь. Учитывая, что в состоянии 0 выходное сопротивление ЛЭ<sub>2</sub> практически равно нулю, а резистор  $R_1$  шунтирован входным сопротивлением ЛЭ<sub>1</sub>, длительность  $\tau_{вос}$  по аналогии с (7.10), (7.11) можно представить соотношением

$$\tau_{вос} \approx \tau'_{вос} \approx C(R_2 + R_1 \parallel r_{вх}) k_{вос}.$$

Вследствие сравнительно низкой точности мультивибраторов на ЛОИС можно использовать заниженное значение коэффициента затухания экспоненты ( $k_3 = 0,8$ ), при котором  $k_{вос} \approx 1,6$ . Несмотря на это длительность интервала восстановления ( $t_1 \dots t_3$ ) для рассмотренной схемы сравнительно велика и обычно превышает длительность временно устойчивого состояния.

Сопротивление резистора  $R_2$  выбирают из условия насыщения выходного транзистора ЛЭ<sub>2</sub> на начальном этапе восстановления. Минимальное значение  $R_2$  оценивается соотношением

$$R_{2min} \approx (U^B - U^n - U_{пор} - e_0) / I_{вых max},$$

где  $I_{вых max}$  — максимальный выходной ток ЛЭ<sub>2</sub> в состоянии 0, равный  $NI_{вх}^n$ .

## Мультивибраторы с нарастающим хронизирующим напряжением

Эти мультивибраторы имеют большое входное напряжение в начальном состоянии ( $U_{вхст} > U_{пор}$ ), при котором ЛЭ<sub>1</sub> находится в состоянии 0 ( $u_{вых1} = U^n$ ), а ЛЭ<sub>2</sub> в состоянии 1 ( $u_{вых2} = U^n$ ) (рис. 7.12). Переключение во временно устойчивое состояние в момент  $t_0$  происходит под действием отрицательного импульса  $e_1$ , подаваемого на вход ЛЭ<sub>1</sub> и вызывающего переключение логических элементов схемы. Вслед за скачкообразным уменьшением напряжений  $u_{вых2}$ ,  $u_A$ ,  $u_{вх}$  начинается процесс перезаряда конденсатора, сопровождаемый увеличением хронизирующего напряжения  $u_A$ . На интервале  $t_0 \dots t_1$  ограничительный диод открыт, поэтому  $u_{вх} = -e_0$ . В момент  $t_1$  диод закрывается и на интервале  $t_1 \dots t_2$  одновременно изменяются  $u_{вх}$  и  $u_A$ . В момент  $t_2$  напряжение  $u_{вх}$  достигает значения  $U_{пор}$ , в результате чего ЛЭ<sub>1</sub> и ЛЭ<sub>2</sub> скачком возвращаются в исходное состояние. Процесс восстановления начального напряжения на конденсаторе протекает на интервале  $t_2 \dots t_3$  и сопровождается изменением напряжений  $u_{вх}$  и  $u_{вых2}$ .

Обращаясь к рис. 7.10, видим, что ЛЭ<sub>1</sub> может находиться в состоянии 0 в двух случаях. В первом, имеющем место при  $E = 0$ , прямая, описывающая уравнение (7.21), обозначена цифрой II. Требуемый режим обеспечивается при достаточно большом  $R_1$  ( $R_1 > R_{1min} \approx r_{вх} U_n / (E_n - e_{p0} - U_{пор})$ ). При этом  $U_{вхст2} \approx U_{пор}$ . Второй случай (прямая III) реализуется при  $E > U_{пор}$ , причем  $U_{вхст3} \approx E$ , так как  $I_{вх}^B$  мал.

**Длительность временно устойчивого состояния.** Закон изменения хронизирующего напряжения можно вывести из эквивалентной схемы на рис. 7.13. Состояние ключа ( $Kл$ ) связано с режимом работы ограничительного диода. На первом этапе процесса релаксации  $Kл$  замкнут, на втором разомкнут. Учитывая экспоненциальный характер переходных процессов на каждом этапе, длительность временно устойчивого состояния можно определить соотношением

$$\tau = \tau_1 \ln \frac{u'_A(\infty) - u_A(t_0)}{u'_A(\infty) - u_A(t_1)} + \tau_2 \ln \frac{u''_A(\infty) - u_A(t_1)}{u''_A(\infty) - u_A(t_2)}, \quad (7.24a)$$

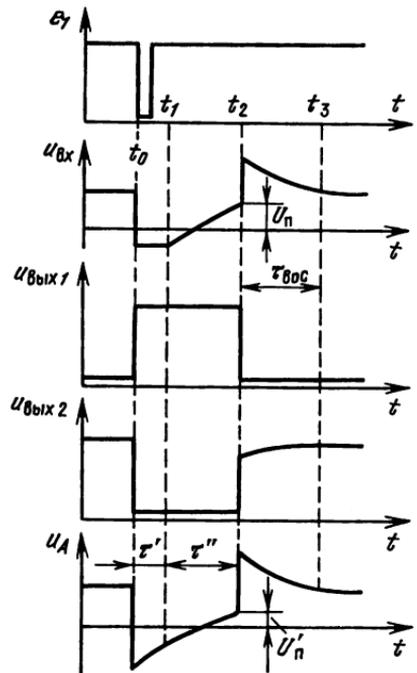


Рис. 7.12

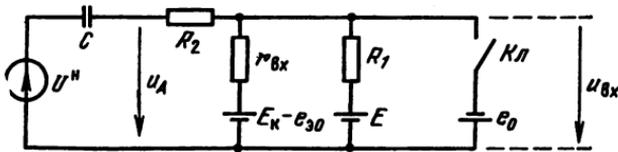


Рис. 7.13

где

$$\tau_1 = CR_2; \quad \tau_2 = C(R_2 + R_1 \parallel r_{вх});$$

$$u'_A(\infty) = -e_0; \quad u_A(t_0) = U_{вх ст 2(3)} - (U^B - U^H);$$

$$u_A(t_1) = -e_0 - R_2 \left( \frac{E + e_0}{R_1} + \frac{E_K + e_0 - e_{30}}{r_{вх}} \right);$$

$$u''_A(\infty) = \frac{E r_{вх} + (E_K + e_0) R_1}{r_{вх} + R_1};$$

$$u_A(t_2) = U_{пор} - R_2 \left( \frac{E - U_{пор}}{R_1} + \frac{E_K - e_{30} - U_{пор}}{r_{вх}} \right).$$

Первый этап отсутствует при

$$R_2 \geq (U^B - U^H - U_{вх ст 2(3)} - e_0) \left/ \left( \frac{E + e_0}{R_1} + \frac{E_K + e_0 - e_{30}}{r_{вх}} \right) \right.,$$

поскольку в данном случае  $u_A(t_0) \geq u_A(t_1)$ . При этом длительность временно устойчивого состояния

$$\tau = \tau_2 \ln \frac{u''_A(\infty) - u_A(t_0)}{u''_A(\infty) - u_A(t_2)}. \quad (7.246)$$

**Длительность интервала восстановления.** Этот интервал определяется экспоненциальным процессом заряда конденсатора через резисторы  $R_2, R_1$  и выходное сопротивление ЛЭ<sub>2</sub>  $r_{вых}$ . При  $k_3 = 0,8$   $\tau_{вос} = 1,6 C (R_1 + R_2 + r_{вых})$ . Как и в мультивибраторе с убывающим хронизирующим напряжением,  $\tau_{вос} > \tau$ . Для уменьшения  $\tau_{в}$  в схеме с  $E > U_{пор}$  резистор  $R_1$  можно шунтировать диодом (показан на рис. 7.8 штриховой линией).

### Самовозбуждающиеся мультивибраторы

Возможный путь реализации самовозбуждающегося (симметричного) мультивибратора на ЛОИС состоит в замене обеих непосредственных связей RS-триггера емкостными. Однако жесткий режим возбуждения, характерный для симметричных устройств, большое число навесных деталей, а также трудность обеспечения условий восстановления напряжения на конденсаторах в течение одного полупериода колебаний ограничивает практическое использование таких мультивибраторов.

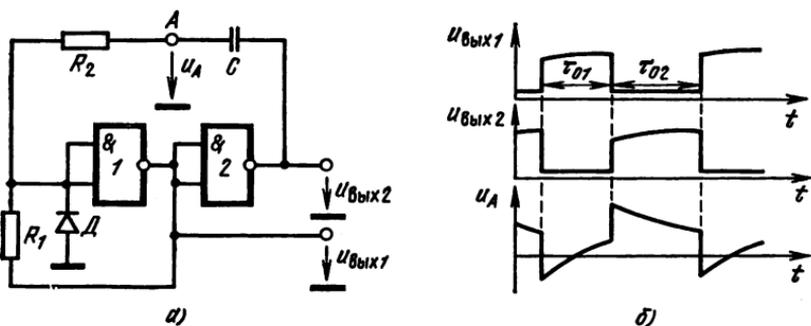


Рис. 7.14

Свободным от указанных недостатков является несимметричный самовозбуждающийся мультивибратор (рис. 7.14, а). Его отличие от ждущего мультивибратора состоит в подключении внешнего конца резистора  $R_1$  к выходу ЛЭ<sub>1</sub>, в результате чего функцию напряжения  $E$  начинает выполнять выходное напряжение ЛЭ<sub>1</sub>. При выполнении условия  $R_1 < R_{1\max}$  оба состояния мультивибратора временно устойчивые, поскольку при  $u_{\text{вых}1} = U^H \approx 0$  схема на рис. 7.14, а эквивалентна схеме с убывающим хронизирующим напряжением, а при  $u_{\text{вых}1} = U^B > U_{\text{пор}}$  — схеме с нарастающим хронизирующим напряжением. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу несимметричного мультивибратора, показаны на рис. 7.14, б. Для расчета длительностей  $\tau_{01}$  и  $\tau_{02}$  можно использовать соотношения (7.23) и (7.24), подставляя в первое из них  $u_{\text{вх}}(t_0) = U_{\text{пор}} + (U^B - U^H) \times \times R_1 / (R_1 + R_2 + r_{\text{вх}})$  и во второе  $u_A(t_0) = U_{\text{пор}}(1 + R_2/R_1) - (U^B - U^H)$ .

## 7.5. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ НА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Известны три типа мультивибраторных схем на ДУПТ: с дифференцирующей  $RC$ -цепью в цепи ПОС, с интегрирующей  $RC$ -цепью в цепи ООС и комбинированные (мостовые). Последние включают в себя как интегрирующую, так и дифференцирующую  $RC$ -цепи.

Мультивибраторы с дифференцирующей  $RC$ -цепью обладают большой амплитудой сигнала обратной связи, превышающей амплитуду выходного сигнала мультивибратора. Такой сигнал, поданный на вход дифференциального каскада на биполярных транзисторах, вызывает, как правило, пробой эмиттерных переходов. В условиях ограничения входного тока такой пробой является обратимым, но приводит к нарушению экспоненциальности процессов релаксации, уменьшению длительности генерируемых импульсов, ухудшению стабильности работы мультивибратора и затрудняет расчет его характеристик. Из-за указанных недостатков схемы с дифференцирующими  $RC$ -цепями находят ограниченное применение. С принципами их построения и расчета можно ознакомиться в [53].

Основу мультивибраторов с интегрирующей  $RC$ -цепью составляет несимметричный триггер (рис. 6.5), охваченный дополнительной обратной связью, что позволяет работать в автоколебательном и ждущем режимах.

### Самовозбуждающийся мультивибратор

В основе работы таких мультивибраторов (рис. 7.15,а) лежит периодическое чередование заряда и разряда конденсатора через резистор  $R$  (рис. 7.15, б).

Предположим, что при  $t < t_0$  выходное напряжение  $u = U^H$ . Этот режим сохраняется до тех пор, пока  $e > E_{\text{min}}$ . Напряжение на конденсаторе, изменяясь по экспоненциальному закону, стремится к  $U^H$ . Если

$$-U^H < E_{\text{min}}, \quad (7.25a)$$

то в процессе перезаряда конденсатора наступает момент  $t = t_0$ , когда напряжение  $e$  достигает уровня  $E_{\text{min}}$ , при котором вследствие переключения триггера выходное напряжение  $u = U^B$ . Этот режим сохраняется, пока  $e < E_{\text{max}}$ . Напряжение на конденсаторе стремится к  $U^B$  и при

$$U^B > E_{\text{max}} \quad (7.25б)$$

в момент  $t = t_1$  достигает уровня  $E_{\text{max}}$ , при котором триггер возвращается в первоначальное состояние. Процесс повторяется периодически. Период колебаний найдем как сумму длительностей двух полупериодов ( $T = \tau_{01} + \tau_{02}$ ), в течение которых хронизирующее напряжение  $e$  совершает полный цикл колебаний между уровнями  $E_{\text{max}}$  и  $E_{\text{min}}$ . При этом справедливо соотношение

$$T = \tau \left( \ln \frac{U^B - E_{\text{min}}}{U^B - E_{\text{max}}} + \ln \frac{U^H + E_{\text{max}}}{U^H + E_{\text{min}}} \right),$$

где  $\tau = RC$ . Используя (6.8), получаем

$$T = \tau \left\{ \ln \left[ 1 + \frac{\Delta E}{(1-\gamma)(U^B - E_{\text{cm}})} \right] + \ln \left[ 1 + \frac{\Delta E}{(1-\gamma)(U^H + E_{\text{cm}})} \right] \right\}.$$

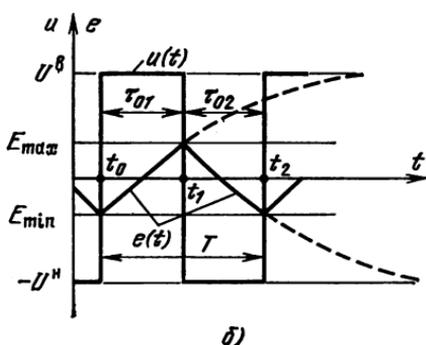
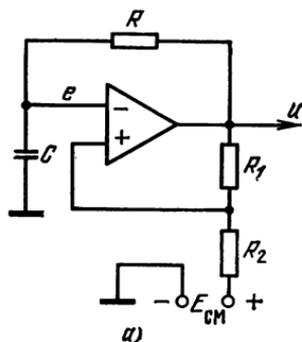


Рис. 7.15

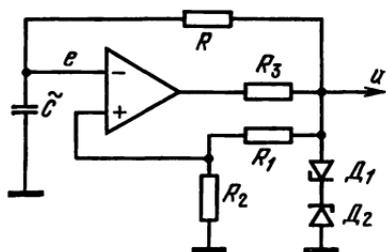


Рис. 7.16

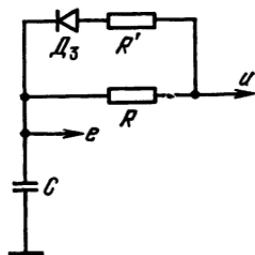


Рис. 7.17

На практике вторые члены под логарифмами обычно малы, поэтому

$$T \approx \tau \Delta E \Delta U / [(1 - \gamma) (U^B - E_{\text{см}}) (U^H + E_{\text{см}})],$$

где  $\Delta U = U^B + U^H$  — амплитуда колебаний на выходе усилителя.

Скважность колебаний мультивибратора можно рассчитать по формуле

$$Q_e = \frac{T}{\tau_1} \approx 1 + \frac{U^B - E_{\text{см}}}{U^H + E_{\text{см}}}.$$

В случае симметрии схемы, когда  $U^B = U^H$ ,  $E_{\text{см}} = 0$ ,  $\Delta U = 2U^B$ , имеем

$$T = RC [4\gamma / (1 - \gamma)], \quad Q_c = 2.$$

На практике симметрия нарушается из-за того, что в реальных усилителях  $U^B \neq U^H$ . Во избежание этого можно использовать кремниевые стабилитроны (рис. 7.16), при этом улучшается также стабильность периода повторения импульсов.

Чтобы получить импульсы с большой скважностью удобно нарушить симметрию, шунтируя резистор  $R$  диодно-резисторной  $D_3 R'$ -цепью (рис. 7.17). При этом конденсатор заряжается через параллельно включенные резисторы  $R$  и  $R'$ , а на время разряда диод  $D_3$  закрывается. Выбирая соотношения между сопротивлениями  $R$  и  $R'$ , можно получить требуемую скважность. Следует заметить, что минимальные значения сопротивлений параллельно включенных резисторов  $R$  и  $R'$ , а также суммарного сопротивления делителя  $(R_1 + R_2)$  ограничивается нагрузочной способностью усилителя.

### Ждущий мультивибратор

В рассмотренном мультивибраторе можно получить ждущий режим устанавливая такое напряжение смещения  $E_{\text{см}}$ , при котором нарушается одно из неравенств (7.25). При этом одно из временно устойчивых состояний мультивибратора становится длительно устойчивым. Такой метод применим в том случае, когда рабочий диапазон входных напряжений ДУПТ шире диапазона изменения на-

пряжения на его выходе. Для большинства существующих интегральных схем это условие не выполняется. Поэтому более распространены устройства, в которых ждущий режим реализуется при ограничении длительности перезаряда конденсатора включением диода, как показано на рис. 7.18, а. Такой мультивибратор находится в устойчивом состоянии при высоком уровне напряжения на выходе ДУПТ. При этом в установленном режиме диод  $D$  открыт и напряжение  $e$  фиксировано на уровне  $e_0$ , равном падению напряжения на открытом  $p-n$ -переходе. Состояние устойчиво при  $e_0 < E_{\max}$ , которое обеспечивается, например, при  $E_{\text{см}} = 0$  и  $\gamma > e_0 U^H$ .

Для вывода мультивибратора из устойчивого состояния необходимо подать импульс отрицательной полярности на неинвертирующий вход ДУПТ, под действием которого мультивибратор переключается во временно устойчивое состояние с низким уровнем выходного напряжения (рис. 7.18, б). Начинается процесс разряда конденсатора, который заканчивается в момент  $t_1$ , когда  $e = E_{\min}$ . Схема переключается в исходное состояние, и на конденсаторе восстанавливается первоначальное напряжение. Процесс восстановления заканчивается в момент открывания диода.

Длительность генерируемого импульса. На интервале  $t_0 \dots t_1$  хронизирующее напряжение изменяется по экспоненте

$$e(t) = (e_0 + U^H) \exp [-(t - t_0)/RC] - U^H.$$

Из уравнения  $e(t_1) = E_{\min}$  находим длительность генерируемого импульса

$$\tau = t_1 - t_0 = RC \ln (e_0 + U^H) / (E_{\min} + U^H) = RC \ln \left( 1 + \frac{e_0 - E_{\min}}{E_{\min} + U^H} \right).$$

При  $E = 0$ ,  $e_0 \ll U^H$ ,  $\gamma \ll 1$

$$\tau = RC \ln \left( 1 + \frac{\gamma}{1 + \gamma} \right) \approx RC \ln (1 + \gamma) \approx \gamma RC.$$

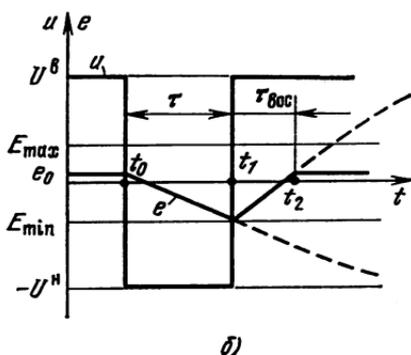
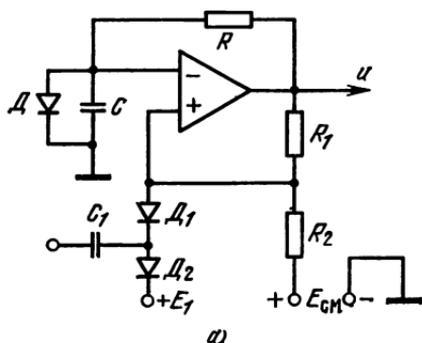


Рис. 7.18

**Время восстановления.** На интервале восстановления  $\tau_{\text{вос}} = t_2 - t_1$  уравнение экспоненты  $e(t)$  имеет вид

$$e(t) = (E_{\text{min}} - U^B) \exp(-t/RC) + U^B.$$

При подстановке  $e(t_2) = e_0$ , получаем, что

$$\tau_{\text{вос}} = RC \ln \frac{U^B - E_{\text{min}}}{U^B - e_0} = RC \ln \left( 1 + \frac{e_0 - E_{\text{min}}}{U^B - e_0} \right). \quad (7.26)$$

Для уменьшения  $\tau_{\text{вос}}$  можно применить диодную цепь, шунтирующую резистор  $R$  (рис. 7.16). В этом случае в формуле (7.26) необходимо заменить  $R$  на  $RR'/(R+R')$ .

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ

- 7.1. Указать состояния, в которых может находиться мультивибратор, работающий в ждущем режиме и в режиме автоколебаний.
- 7.2. Пояснить сущность процессов релаксации.
- 7.3. Построить временную диаграмму хронизирующего напряжения в симметричном мультивибраторе на  $p-n-p$  транзисторах и на интегральных  $p-n-p-n$  транзисторах; в несимметричном автоколебательном мультивибраторе на ЛОИС; в автоколебательном мультивибраторе на ДУПТ.
- 7.4. В ждущем мультивибраторе с кондуктивной связью по схеме на рис. 7.1, а транзистор  $T_1$  зашунтировали резистором, сопротивление которого равно  $R_{\text{н1}}$ . Рассчитать, во сколько раз уменьшилась длительность генерируемого импульса.
- 7.5. В ждущем мультивибраторе с кондуктивной связью по схеме на рис. 7.1, а движок потенциометра  $R_{\text{н1}}$  находится в среднем положении ( $\gamma = 0,5$ ). Нарисовать форму импульса в коллекторе транзистора  $T_1$ . Вывести соотношение, связывающее  $\tau_{\text{вос}}$  с  $\gamma$ .
- 7.6. В ждущем мультивибраторе с кондуктивной связью, работающем при  $E_{\text{к}} = 12$  В, амплитуда импульсов в базе транзистора  $T_2$  равна 3 В. Используя модель идеального транзистора, найти  $k_{\text{т}}$ .
- 7.7. Какие элементы необходимо ввести в симметричный мультивибратор, чтобы увеличить скважность генерируемых импульсов?
- 7.8. Объяснить назначение диодов  $D_1$  и  $D_2$  в ИС К2ГФ182 (рис. 7.5, а).
- 7.9. Как влияет диод  $D_4$  в ИС К2ГФ182 на форму хронизирующего напряжения мультивибратора?
- 7.10. При каком способе подключения навесных элементов ИС К2ГФ182 (рис. 7.5, а) обеспечивается автоколебательный режим работы мультивибратора.
- 7.11. Объяснить назначение резисторов  $R_{01}$ ,  $R_{02}$  в ИС К2ГФ192 (рис. 7.7)
- 7.12. Построить схему и рассчитать элементы ждущего мультивибратора на ЛОИС с убывающим хронизирующим напряжением, формирующего импульсы длительностью 10 мкс, используя элементы ТТЛ со сложным инвертором с параметрами:  $E_{\text{к}} = 5$  В,  $U^B = 3,8$  В,  $U^H = 0,1$  В,  $N = 8$ ,  $I_{\text{вх}}^H = 1$  мА,  $r_{\text{вых}} = 150$  Ом. Предполагается, что каждый из выходов мультивибратора может быть нагружен не более чем на два однотипных ЛЭ. Рассчитать максимальную частоту следования запускающих импульсов.
- 7.13. Решить задачу 7.12, используя схему с нарастающим хронизирующим напряжением.
- 7.14. Используя элементы ТТЛ, указанные в задаче 7.12, спроектировать самовозбуждающийся мультивибратор, генерирующий импульс с частотой 300 кГц. Предполагается, что каждый из выходов мультивибратора может быть нагружен не более чем на два аналогичных ЛЭ.

- 7.15 Рассчитать параметры навесных компонентов ждущего мультивибратора по схеме рис. 7.18, а, формирующего импульсы длительностью 1 мс при частоте следования не более 0,5 кГц, если в качестве усилителя используется ИС 1УТ401Б, имеющая при  $R_H = 5 \text{ кОм}$   $U^B = 10 \text{ В}$ , —  $U^H = -7 \text{ В}$ . Входными токами усилителя при расчете пренебречь.
- 7.16. Какие изменения необходимо ввести в схему мультивибратора, указанного в задаче 7.15, если частота следования импульсов увеличена до 0,9 кГц; требуется положительная полярность выходных импульсов.

## Глава 8

### БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ

#### 8.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Блокинг-генератором (БГ) называется релаксационный генератор прямоугольных импульсов, содержащий однокаскадный усилитель с импульсным трансформатором в цепи ПОС. По стабильности формы и периода колебаний БГ обычно уступают мультивибраторам, однако они имеют и ряд преимуществ. В БГ ток транзистора усилительного каскада протекает лишь в течение небольшой части периода колебаний, что позволяет получать мощные импульсы (с большей пиковой мощностью), с высокой скважностью ( $Q_c \gg 10$ ) при малой средней мощности. К числу других достоинств блокинг-генераторов относятся возможность одновременно получать с обмоток трансформатора рабочие импульсы различной полярности и амплитуды, которая может превышать напряжение источника питания, низкое выходное сопротивление, и высокая надежность, обусловленная малым числом деталей и элементов. Основным конструктивно-технологическим недостатком БГ является наличие импульсного трансформатора, не поддающегося микроминиатюризации.

В настоящее время на основе БГ реализуют подмодуляторы и модуляторы высокочастотных импульсных генераторов, генераторы для формирования тактовых импульсов в магнитных запоминающих устройствах, разрядные устройства накопительных счетчиков, преобразователи постоянного напряжения низкого уровня в напряжение высокого уровня. Как и другие релаксационные генераторы (мультивибраторы, фантастроны), они могут работать в ждущем режиме, в режиме автоколебаний, а также в режимах синхронизации и деления частоты.

#### 8.2. БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР С КОЛЛЕКТОРНО-БАЗОВОЙ СВЯЗЬЮ

Основная схема БГ с коллекторно-базовой трансформаторной связью приведена на рис. 8.1, а. Так как резистор  $R$  цепи базы подключен к источнику  $-E_k$ , БГ работает в автоколебательном режиме

218

ме. Для получения ждущего режима его необходимо соединять с источником  $+E_6$ .

Рассмотрим принцип действия схемы начиная с времени  $t < t_0$ , когда заканчивается разряд храниющего конденсатора  $C$ , заряженного в течение длительности предыдущего импульса. Форма колебаний напряжения на базе и коллекторе транзистора, на конденсаторе  $C$  и на нагрузочном резисторе  $R_n$ , включенном в третью обмотку трансформатора, показана на рис. 8.1, б.

Процесс разряда (точнее, перезаряда) храниющего конденсатора является сравнительно медленным (процесс релаксации). Поэтому э. д. с. на обмотках трансформатора практически отсутствует, напряжение на базе совпадает с напряжением на конденсаторе и транзистор находится в режиме отсечки. Формирование фронта импульса начинается в момент  $t = t_0$ , когда напряжение на базе достигает напряжения открывания. Коллекторный ток замыкает цепь ПОС через коллекторную и базовую обмотки трансформатора, направление включения которых является противоположным (рис. 8.1, а). Очень быстро, вслед за появлением управляемых токов транзистора, коэффициент усиления тока базы становится достаточно большим, так что петлевой коэффициент усиления  $K_p > 1$ , нарастание токов транзистора становится лавинообразным, и, следовательно, формирование фронта происходит в регенеративном режиме.

Параметры схемы выбирают такие, чтобы окончание формирования фронта происходило при переходе транзистора в режим насыщения. Из-за малого входного сопротивления, которое определяет эквивалентную нагрузку коллекторной цепи, переход в режим насыщения БГ осуществляется в области больших токов, превышающих в сотни и тысячи раз допустимые статические. Часто, когда средняя рассеиваемая мощность может превысить допустимую, для ограничения этих токов включают дополнительные резисторы  $R_k$  и  $R_6$ , показанные на рис. 8.1, а штриховой линией. Кроме того, резистор  $R_k$  иногда используют как источник им-

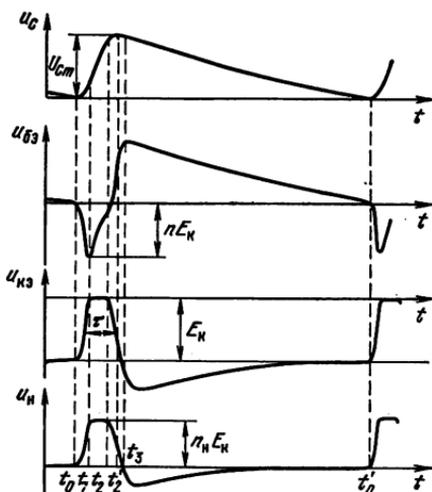
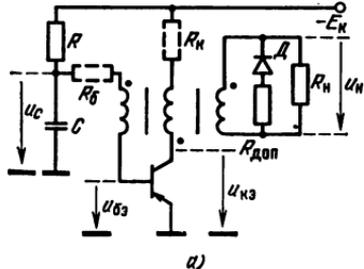


Рис. 8.1

пульсов напряжения без обратного выброса (хвоста), а резистор  $R_6$  стабилизирует длительность импульса по отношению к изменениям входного сопротивления  $r_{вх}$  в результате изменения объемного сопротивления базы при протекании тока базы (эффект модуляции сопротивления базы).

При окончании формирования фронта ( $t = t_1$ ) ток базы БГ при оптимальном коэффициенте трансформации всегда превышает ток коллектора, поэтому транзистор оказывается в режиме глубокого насыщения. Процесс рассасывания избыточного заряда, сравнительно медленный по сравнению с длительностью фронта, определяет длительность  $t_1 \dots t_2$  вершины импульса, близкую к длительности  $\tau$  импульса.

Во время формирования вершины конденсатор заряжается убывающим током базы, определяющим изменение полного заряда неосновных носителей. В отличие от ключей с резистивной нагрузкой, используемых в триггерах и мультивибраторах, коллекторный ток БГ в режиме насыщения не остается постоянным. Он складывается из приведенного тока нагрузки (постоянная составляющая), намагничивающего тока трансформатора (нарастающего) и приведенного тока базы (уменьшающегося). В зависимости от скорости изменения двух последних составляющих результирующий коллекторный ток, а следовательно, и связанный с ним граничный заряд неосновных носителей могут убывать или возрастать.

После формирования вершины ( $t = t_2$ ) транзистор выходит из режима насыщения, при этом убывающий заряд неосновных носителей становится равным граничному. В результате перехода транзистора в активный режим цепь эффективной ПОС оказывается замкнутой так, как это было при формировании фронта, и начинается формирование активной части среза импульса при лавинообразном уменьшении токов транзистора. В момент  $t'_2$  эмиттерный переход транзистора смещается в обратном направлении, и транзистор начинает работать в режиме отсечки. При этом формируется пассивная часть среза  $t'_2 \dots t_3$  и обратный выброс (хвост) импульса ( $t_3 \dots t'_0$ ) коллекторного напряжения, обусловленный рассеянием магнитной энергии, запасенной в сердечнике трансформатора при формировании вершины импульса.

Пауза  $T - \tau$  между импульсами БГ длится до тех пор, пока убывает напряжение  $u_c \approx u_{63}$  на хранирующем конденсаторе при его перезаряде через резистор  $R$  от источника  $-E_K$ , с которого было начато рассмотрение цикла колебаний.

**Условие работоспособности БГ.** Основным условием правильной работы БГ следует считать регенеративный характер переключения. Для этого при формировании фронта и активной части среза импульса необходимо, чтобы выполнялось неравенство

$$K_p \approx nK_3 > 1, \quad (8.1a)$$

где  $n = \omega_6/\omega_K$ ;  $K_3 = \beta (R'_H \parallel r'_{вх})/r_{вх}$ ;

$R'_H = R_H/n^2$ ;  $r'_{вх} = r_{вх}/n^2$ ;  $n_H = \omega_H/\omega_K$ ;  $\omega_K, \omega_B, \omega_H$  — число витков соответственно коллекторной, базовой и нагрузочной обмоток трансформатора.

При получении соотношений (8.1а) емкость  $C$  хранирующего конденсатора для быстрых изменений напряжения в течение фронта и управляемой части среза моделировалась коротким замыканием. Из (8.1а) следует, что БГ работоспособен при нагрузке

$$R'_H > R'_{H\min}, \quad (8.16)$$

где  $R'_{H\min} = r_{вх}/[n(\beta - 1)]$ .

Если сопротивление нагрузки велико так, что  $R'_H \gg r'_{вх}$ , то вместо условия (8.1а) необходимо выполнить условие

$$\beta/n > 1. \quad (8.1в)$$

Если в цепь базы включено сопротивление  $R_B$ , то в формуле (8.1а) сопротивление  $r'_{вх}$  следует заменить  $R_{вх} = (R_B + r_{вх})/n^2$ . Из соотношений (8.1) следует, что, как уже указывалось, нагрузочная способность БГ весьма велика.

**Основные уравнения БГ.** Представим схему на рис. 8.1, а так, как это изображено на рис. 8.2. Из этой схемы следуют следующие уравнения

$$\begin{aligned} E_K &= u_{кэ} + (u_{бэ} + u_C)/n; \quad i_{L_H} = i_H + i_{C_B}; \\ i_{L_B} &= i_B + i_{C_{KB}} + i_{C_B}; \quad i_{L_K} = i_K - i_{C_K} - i_{C_{KB}}. \end{aligned} \quad (8.2а)$$

При пересчете элементов схемы на рис. 8.2 в коллекторную цепь необходимо использовать уравнение баланса ампер-витков трансформатора:

$$\omega_K i_{L_K} = \omega_K i_{L_K} - \omega_B i_{L_B} - \omega_H i_{L_H}. \quad (8.2б)$$

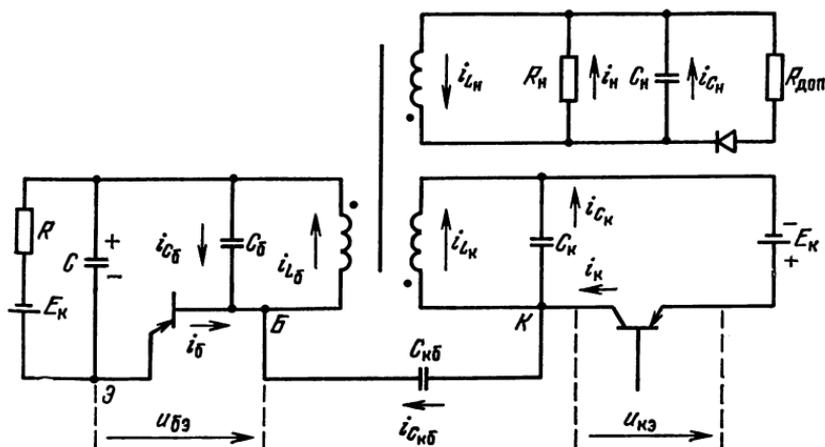


Рис. 8.2

Учитывая (8.2б), преобразуем уравнения токов (8.2а):

$$i_c = i_k + i'_c + i'_n + i'_c, \quad (8.2в)$$

где  $i'_c = ni_c$ ;  $i'_n = n_n i_n$ ;  
 $i'_c = i_{c_k} + i_{c_{кб}}(1 + n) + ni_{c_б} + n_n i_{c_n}$ . Первое уравнение (8.2а) — уравнение напряжений и уравнение (8.2в) — уравнение токов — называют основными уравнениями БГ при пересчете параметров в коллекторную цепь.

На основе уравнений (8.2а) и (8.2в) можно построить эквивалентные схемы, позволяющие анализировать сравнительно быстрые процессы формирования фронта и среза импульса, а также сравнительно медленные процессы — формирование вершины импульса и восстановление начального состояния.

**Формирование фронта импульса.** При формировании фронта импульса транзистор находится в активном режиме. В первом приближении можно считать, что в течение длительности фронта намагничивающий ток трансформатора и напряжение на хранирующем конденсаторе не успевают измениться от начальных нулевых значений. Кроме того, необходимо принять во внимание существенное влияние емкостного тока на процессы формирования фронта. Учитывая эти замечания, можно составить эквивалентную схему для анализа переменных составляющих напряжения в течение длительности фронта импульса (рис. 8.3). В этой схеме транзистор представлен упрощенной моделью, рассмотренной в гл. 3. Генератор управляющего тока  $I_{г/р}$  моделирует возмущающие воздействия флуктуаций (в режиме автоколебаний) или пусковых импульсов (в ждущем режиме). Индуктивность рассеяния  $L_s$  принята пренебрежимо малой, как это бывает обычно в импульсных трансформаторах.

Емкость  $C_{п}$  связана с емкостным током  $i'_c$  обычным соотношением

$$C_{п} = \frac{i'_c}{de_k/dt}$$

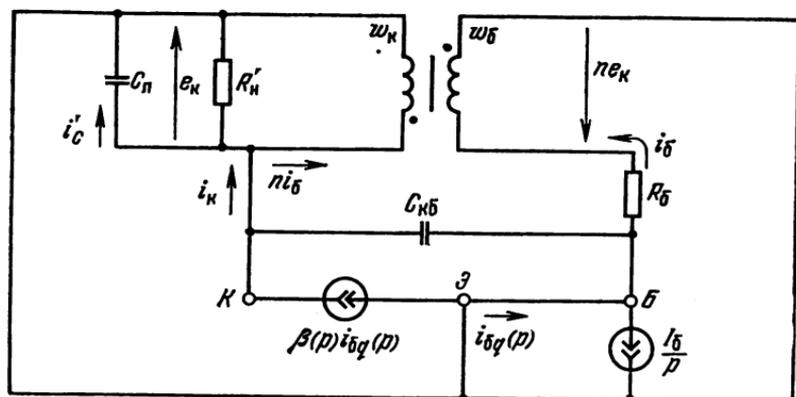


Рис. 8.3

Считая трансформатор в схеме рис. 8.3 идеальным, можно получить изображение приращения напряжения на коллекторе транзистора

$$u_{кэ\sim}(p) = \frac{I_0}{\rho} \frac{\beta R'_n}{\tau_\beta \tau_n^*} \frac{1}{(p - \rho_1)(p - \rho_2)}, \quad (8.3a)$$

где  $\tau_n^* = R'_n(C_n + C_{к\sigma})$ , а корни знаменателя определяются из характеристического уравнения

$$p^2 + p \frac{R_0(\tau_\beta + \tau_n^*) + n^2 R'_n \tau_\beta}{R_0 \tau_\beta \tau_n^*} + \frac{R_0 + n R'_n(n - \beta)}{R_0 \tau_\beta \tau_n^*} = 0, \quad (8.3б)$$

откуда

$$p_{1,2} = - \frac{R_0(\tau_\beta + \tau_n^*) + n^2 R'_n \tau_\beta}{2R_0 \tau_\beta \tau_n^*} \left[ 1 \mp \sqrt{1 - \frac{4R_0 \tau_\beta \tau_n^* (R_0 + n R'_n(n - \beta))}{[R_0(\tau_\beta + \tau_n^*) + n^2 R'_n \tau_\beta]^2}} \right].$$

Так как на практике второй член подкоренного выражения значительно меньше единицы, получаем

$$p_1 \approx - \frac{1 + R'_n(1 - \beta/n)/R'_0}{\tau_n^* + \tau_\beta(1 + R'_n/R'_0)}, \quad (8.3в)$$

$$p_2 \approx - \left[ \frac{1}{C_n^*(R'_n \parallel R'_0)} + \frac{1}{\tau_\beta} \right], \quad (8.3г)$$

где  $C_n^* = C_n + C_{к\sigma}$ .

Из соотношения (8.3в) следует, что лавинообразное нарастание напряжения (запуск БГ) возможно лишь в том случае, если корень  $p_1$  будет положительным, что соответствует условию

$$\beta/n > 1 + R'_0/R'_n. \quad (8.4)$$

Это условие совпадает с условием (8.1) правильной работы БГ с тем отличием, что для принятой модели входной цепи транзистора роль сопротивления  $r_{вх}$  играет сопротивление  $R_0$ . При хорошем выполнении неравенства (8.4) функция (8.3a) упрощается:

$$u_{кэ\sim}(p) \approx - \frac{I_0 R_0}{\rho n} \frac{1}{(1 + p\tau_2)(1 - p\tau_1)}, \quad (8.5a)$$

где

$$\tau_1 \approx \frac{n}{\beta} \left[ C_n^* R'_0 + \frac{\tau_\beta(1 + R'_0)}{R'_n} \right]; \quad (8.5б)$$

$$\tau_2 = \tau_\beta \parallel [C_n^*(R'_n \parallel R'_0)]. \quad (8.5в)$$

Оригинал изображения (8.5a)

$$u_{кэ\sim}(t) = \frac{I_0 R_0}{n} \left[ \frac{\exp(t/\tau_1)}{1 + \tau_2/\tau_1} + \frac{\exp(-t/\tau_2)}{1 + \tau_1/\tau_2} - 1 \right]. \quad (8.5г)$$

Характер этой функции для малого начального возмущения  $I_0 R_0/n \ll 0,1 E_k$  иллюстрируется рис. 8.4. В этом случае активной

длительностью фронта  $\tau_\phi$  целесообразно считать интервал  $t_0 \dots t_1$ , где  $u_{кэ\sim}(t_0) = 0,1 E_K$  и  $u_{кэ\sim}(t_1) = E_K$ . Интервал  $0 \dots t_0$  можно трактовать как задержку формирования фронта. Поскольку при принятой малости начального возмущения  $\exp(t_0/\tau_1) \gg 1$ , то

$$u_{кэ\sim}(t) \approx \frac{I_0 R_0}{n} \frac{\exp(t/\tau_1)}{1 + \tau_2/\tau_1}. \quad (8.6)$$

Таким образом, при принятых допущениях начальное возмущение будет влиять лишь на задержку в формировании фронта.

Подставляя  $u_{кэ\sim}(t_0) = 0,1 E_K$  и  $u_{кэ\sim}(t_1) = E_K$  в (8.6), определяем длительность фронта:

$$\tau_\phi = t_1 - t_0 \approx 2,3\tau_1. \quad (8.7)$$

Из (8.7) и (8.5б) следует, что имеется оптимальное значение коэффициента трансформации  $n_{opt}$ , при котором длительность фронта минимальна:

$$n_{opt} = \sqrt{R_0 \left( \frac{C_n + C_{к0}}{\tau_\beta} + \frac{1}{R_H'} \right)}. \quad (8.8)$$

Для типовых значений параметров  $n_{opt} \leq 0,5$ .

Следует учитывать, что экстремум (минимум) коэффициента трансформации является достаточно пологим, поэтому, учитывая конструкцию ИТ, рассмотренную в гл. 2, часто выбирают  $n$  близким к единице, включая дополнительное сопротивление  $R_K$ .

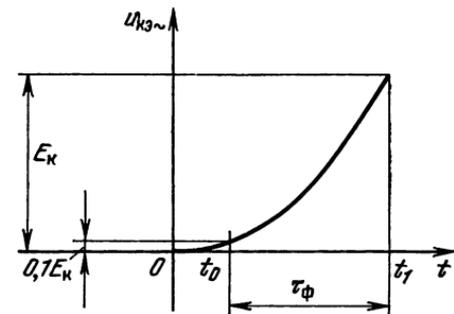


Рис. 8.4

**Вершина импульса.** При формировании вершины импульса (интервал  $t_1 \dots t_2$  на рис. 8.1, б) эквивалентную схему на рис. 8.2 можно преобразовать так, как показано на рис. 8.5. В этой схеме выходная и входная цепи транзистора представлены соот-

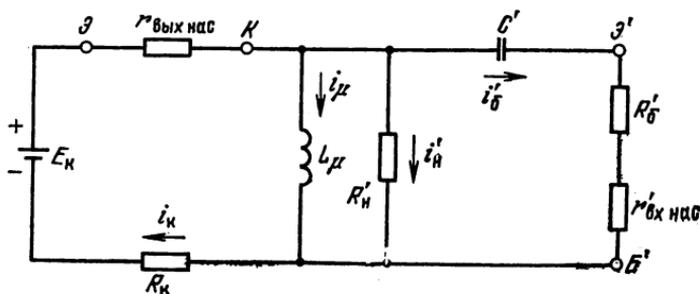


Рис. 8.5

ветственно выходным и входным сопротивлениями в режиме насыщения, емкостный ток, ответвляющийся в паразитную емкость  $C_p$ , принят пренебрежимо малым в связи с малой скоростью изменения напряжения на обмотках. Кроме того, учтено дополнительное сопротивление  $R_b$  в цепи базы, которое, как уже указывалось, устраняет влияние параметров входной цепи транзистора на длительность импульса и позволяет регулировать длительность импульса, а также исключено сравнительно большое сопротивление хранирующего резистора  $R$ .

Для упрощения анализа сопротивления  $R_k$  и  $r_{вх\ нас}$  будем считать короткозамкнутыми, так как в практических схемах БГ обычно хорошо выполняется неравенство  $L_\mu / (R_k + r_{вх\ нас}) \gg \tau$ . Полный заряд  $Q$  неосновных носителей и граничный заряд  $Q_{гр}$  определяются из следующих соотношений:

$$\tau_{нас} (dQ/dt) + Q = \tau_{нас} i_b(t); \quad (8.9a)$$

$$Q_{гр}(t) = \tau_b i_k(t) = \tau_b [i_\mu(t) + i_n'(t) + i_b'(t)], \quad (8.9b)$$

где

$$\tau_b = \tau_\beta / \beta.$$

При указанном допущении короткозамкнутых сопротивлений  $R_k$  и  $r_{вх\ нас}$  можно найти токи

$$i_\mu = E_k t / L_\mu; \quad i_n' = E_k / R_n'; \\ i_b'(t) = I'_{бm} \exp(-t/\tau_0); \quad i_b(t) = i_b'(t) / n, \quad (8.10)$$

где  $I'_{бm} = E_k / (R_b' + r'_{вх\ нас})$ ;  $\tau_0 = C(R_b + r_{вх\ нас})$ .

В соотношениях (8.9) и (8.10), как обычно, отсчет времени ведется от начала  $t_1$  интервала  $t_1 \dots t_2$ . Подставляя соотношения (8.10) в (8.9), получаем

$$Q(t) = I_{бm} \frac{\tau_0 \tau_{нас}}{\tau_0 - \tau_{нас}} \left[ \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right) - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{нас}}\right) \right] + \\ + Q(0) \exp\left(-\frac{t}{\tau_{нас}}\right), \quad (8.11a)$$

$$Q_{гр}(t) = \tau_b \left[ \frac{E_k t}{L_\mu} + \frac{E_k}{R_n'} + I'_{бm} \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right) \right], \quad (8.11b)$$

где  $Q(0) \equiv Q(t_1) = \tau_b i_k(t_1) \approx \tau_b E_k / (R_n' \parallel (r'_{вх\ нас} + R_b'))$ .

Зависимости (8.11) иллюстрируются рис. 8.6. Окончание вершины импульса ( $t = t_2$ ) определяем из (8.11), подставляя

$$Q(\tau) = Q_{гр}(\tau). \quad (8.12)$$

Трансцендентное уравнение (8.12) можно решить численными методами, используя ЭВМ. Аналитически целесообразно рассмотреть

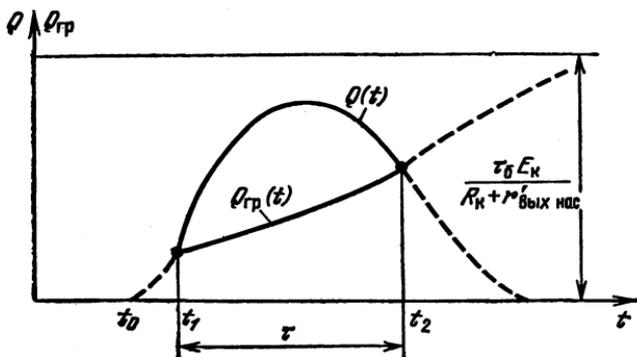


Рис. 8.6

крайние случаи, характерные для БГ соответственно с малой и большой длительностью импульсов.

Для БГ с малой длительностью импульса ( $\tau = 1...0,01$  мкс) обычно хранирующая емкость достаточно мала, так что

$$(3...4) \tau_0 < \tau \ll \tau_{нас}. \quad (8.13)$$

В этом случае к моменту окончания вершины импульса экспоненциальные члены в (8.11), связанные с затуханием тока базы, можно считать пренебрежимо малыми. Кроме того, экспоненциальные члены с постоянной времени  $\tau_{нас}$ , определяющие изменение полного заряда, можно аппроксимировать линейными членами степенного разложения. В результате получаем

$$Q(\tau) \approx [\tau_0 I_{Бм} + Q(0)] (1 - \tau/\tau_{нас}), \quad (8.14a)$$

$$Q_{гр}(\tau) \approx \tau_b [E_k \tau / L_\mu + E_k / R'_н]. \quad (8.14б)$$

Зависимости (8.14) показаны на рис. 8.7, а сплошными линиями. Штриховые линии характеризуют начальные участки функций  $Q(t)$  и  $Q_{гр}(t)$  на этапе затухания зарядов рекомбинации и граничного заряда, связанного с приведенным током базы.

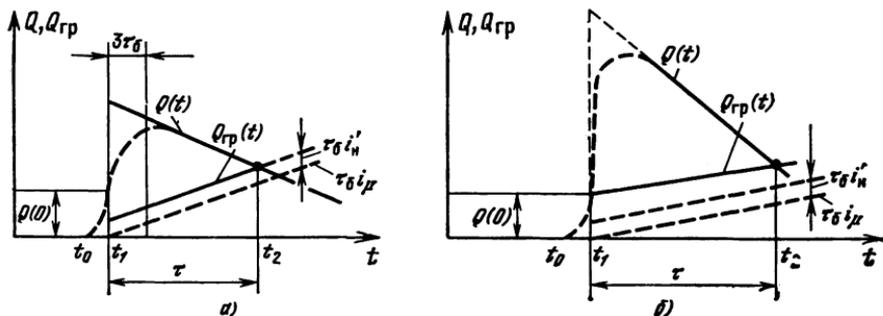


Рис. 8.7

Из соотношений (8.12) и (8.14) находим длительность вершины

$$\tau = \frac{\frac{L_{\mu} (1 + \tau_0 / (n\tau_0))}{R'_6 + r'_{вх\ нас}}}{1 + \frac{L_{\mu} [1 + \tau_0 / (n\tau_0) + (R'_6 + r'_{вх\ нас} / R'_n)]}{\tau_{нас} (R'_6 + r'_{вх\ нас})}}. \quad (8.15)$$

Из формулы (8.15) следует, что в рассматриваемом случае длительность вершины импульса БГ существенно зависит от постоянных времени  $\tau_0$  и  $\tau_{нас}$ , характеризующих инерционность транзистора, причем для высокочастотных транзисторов эта зависимость усиливается.

В БГ с большой длительностью импульса ( $\tau \geq 10$  мкс) хронизирующая емкость велика, так что

$$(3...4) \tau_{нас} < \tau \ll \tau_0. \quad (8.16)$$

При этом к моменту  $t = \tau$  в соотношениях (8.11) можно пренебречь экспоненциальными членами, связанными с накоплением избыточного заряда, а экспоненты с постоянной времени  $\tau_0$  аппроксимировать линейными членами степенного разложения:

$$Q(\tau) \approx I_{Bm} \tau_{нас} (1 - \tau/\tau_0); \quad (8.17a)$$

$$Q_{гд}(\tau) \approx \tau_0 \left[ \frac{E_K \tau}{L_{\mu}} + \frac{E_K}{R'_n} + I'_{Bm} \left(1 - \frac{\tau}{\tau_0}\right) \right]. \quad (8.17b)$$

Зависимости (8.17) показаны на рис. 8.7, б сплошными линиями. Используя (8.12) и (8.17a), получаем, что

$$\tau = \frac{L_{\mu}}{R'_6 + r'_{вх\ нас}} \frac{a\beta/n - 1 - (R'_6 + r'_{вх\ нас})/R'_n}{1 + \frac{L_{\mu} (a\beta/n - 1)}{\tau_0 (R'_6 + r'_{вх\ нас})}}, \quad a = \frac{\tau_{нас}}{\tau_0}. \quad (8.18)$$

Из формулы (8.18) следует, что зависимость длительности импульса от параметров транзистора для БГ с большой длительностью импульса, главным образом, обусловлена влиянием коэффициента передачи тока базы  $\beta$ .

Предельным случаем рассматриваемого БГ является так называемый  $L$ -генератор — БГ без хронизирующей  $RC$ -цепи (рис. 8.8), который является основным элементом преобразователей низкого напряжения в высокое [14]. Полагая в (8.18)  $\tau_0 = \infty$ ,

$$\tau = \frac{nL_{\mu} a\beta}{R_6 + r_{вх\ нас}} \left[ 1 - \frac{n}{a\beta} \left( 1 + \frac{R'_6 + r'_{вх\ нас}}{R'_n} \right) \right]. \quad (8.19)$$

**Формирование среза импульса.** Участок  $t_2...t_3$  среза импульса  $\tau_0$  состоит из двух интервалов  $t_2...t'_2 = \tau_{01}$  и  $t'_2...t_3 = \tau_{02}$  (рис. 8.9). На первом интервале, который можно назвать активной частью среза, транзистор находится в активном режиме, поэтому токи и напряжения изменяются лавинообразно с нарастающей скоростью,

как и при формировании фронта. Длительность активной части среза пропорциональна постоянной времени  $\tau_1$  и минимизируется при выборе оптимального коэффициента трансформации  $n_{opt}$ . Вторая (пассивная) часть среза формируется в основном при закрытом транзисторе (если не учитывать в первом приближении динамической отсечки токов транзистора, рассмотренной в гл 3). На этом этапе начинает убывать намагничивающий ток трансформатора, который в течение активной части среза оставался приблизительно постоянным и равным значению в конце формирования вершины  $i_{\mu}(t_2) \approx i_{\mu}(t_2) = E_R \tau / L_{\mu}$ .

Эквивалентная схема, определяющая процесс убывания намагничивающего тока, приведена на рис. 8.10. Поскольку на интервале  $t_2 \dots t_3$  диод закрыт, то процесс затухания колебаний в эквивалентном контуре  $L_{\mu}, R'_n, C_n$  обычно является колебательным, так как  $R'_n > R_{кр} = 0,5 \sqrt{L_{\mu}/C_n}$ . В этом случае приближенно можно считать, что длительность  $\tau_{с2}$  неуправляемой части среза

$$\tau_{с2} \approx 0,25T_K \approx 0,5\pi \sqrt{L_{\mu} C_n}. \quad (8.20)$$

В зависимости от соотношения между параметрами схемы в общей длительности среза  $\tau_c = \tau_{с1} + \tau_{с2}$  может превалировать активная или пассивная часть.

Восстановление начального состояния БГ. Восстановление начального состояния БГ, реализованного по схеме на рис. 8.1, обусловлено двумя основными процессами: рассеянием магнитной энергии трансформатора (убыванием намагничивающего тока) и разрядом (точнее, перезарядом) храниющего конденсатора. Первому из них соответствует эквивалентный контур на рис. 8.10, в котором при  $t \geq t_3$  диод открывается, и результирующее шунтирующее сопротивление контура  $R_{ш} = R'_n + R'_{доп}$ , где  $R'_{доп} = R_{доп}/n^2$ , уменьшается. Для сокращения времени зату-

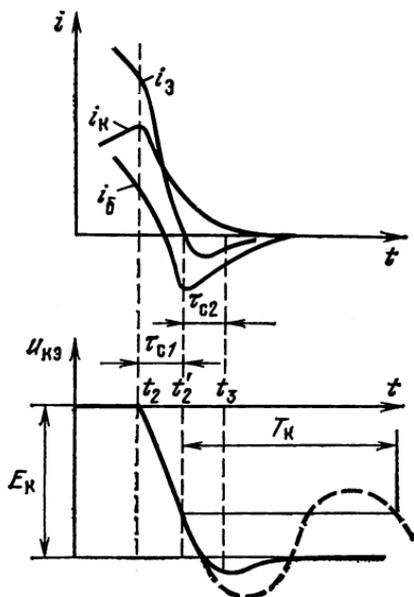
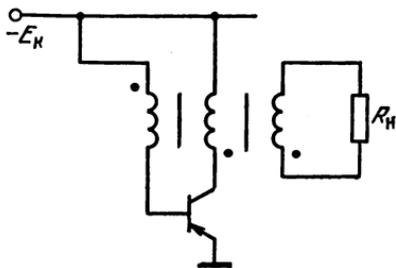


Рис. 8.8

Рис. 8.9

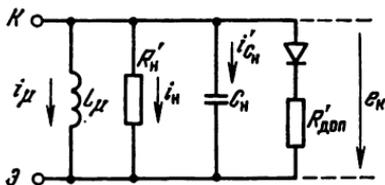


Рис. 8.10

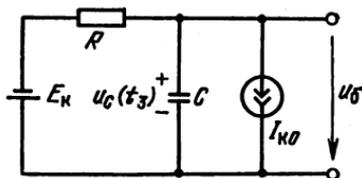


Рис. 8.11

хания сопротивление  $R'_{доп}$  обычно выбирают таким, чтобы в контуре был обеспечен критический или слабоколебательный режим колебаний в соответствии с соотношением  $R_{ш} \approx R_{кр} = 0,5\sqrt{L_{\mu}C_{ш}}$ . В этом случае длительность  $\tau_{обр}$  и амплитуда  $U_{m\ обр}$  обратного выброса

$$\tau_{обр} \approx 2,4 \sqrt{L_{\mu} C_{ш}}; \quad U_{m\ обр} \approx i_{\mu}(t_3) \cdot 0,37 \sqrt{L_{\mu} C_{ш}}. \quad (8.21)$$

В течение второго процесса конденсатор, который заряжен током базы во время формирования вершины, разряжается через хронизирующее сопротивление (процесс релаксации) в соответствии со схемой на рис. 8.11. Считая, что очередной цикл колебаний (открытие транзистора) начинается при  $u_{б}(\tau_{вос}) \approx 0$ , из рис. 8.11 получаем, что

$$\tau_{рел} \approx \tau_{вос} \ln [1 + u_C(t_3)/(E_K + I_{K0}R)], \quad (8.22)$$

где  $\tau_{вос} = RC$ .

Начальное напряжение на конденсаторе

$$u_C(t_3) \approx u_C(t_2) - \Delta U_C$$

где  $u_C(t_2) = nu_C(t_2) = nE_K[1 - \exp(-\tau/\tau_0)]$ ;  $\Delta U_C \approx Q(t_2)/C$  — разряд конденсатора в течение длительности среза импульса.

Для уменьшения температурной нестабильности за счет тока  $I_{K0}$  сопротивление  $R$  необходимо выбирать не слишком большим, чтобы  $I_{K0\max}R \ll E_K$ .

В БГ с хронизирующей  $RC$ -цепью процесс разряда конденсатора обычно является превалирующим так, что время восстановления  $\tau_{вос} = \tau_{рел}$ . Таким образом, период  $T$  автоколебаний для схемы рис. 8.1

$$T = \tau + \tau_{рел} \approx \tau_{рел}, \quad (8.23)$$

где учтено, что  $\tau_{рел} \gg \tau$ .

### 8.3. РАЗНОВИДНОСТИ СХЕМ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРОВ

Модификации рассмотренной основной схемы БГ отличаются улучшенной температурной и технологической стабильностью длительности импульса и периода колебаний.

**L-генератор с эмиттерным резистором.** Это устройство (рис. 8.12, а) позволяет существенно ослабить зависимость длительности

импульса от коэффициента передачи  $\beta$ . Для определения длительности  $\tau$  вершины импульса используем эквивалентную схему на рис. 8.12, б, где штриховой линией обведен идеальный трансформатор, изменяющий в  $n = \omega_6/\omega_K$  раз напряжения и токи в коллекторной и базовой обмотках. Сопротивление резистора  $R_6$  выбирают достаточно большим ( $R_6 \gg r_{\text{выхнас}}$  и  $r_{\text{вхнас}}$ ), так что в дальнейшем сопротивления  $r_{\text{выхнас}}$  и  $r_{\text{вхнас}}$  можно считать короткозамкнутыми.

Из схемы на рис. 8.12, б находим токи коллектора и базы

$$i_K(t) = (1-n)^{-2} E_K \left( \frac{t}{L_\mu} + \frac{1}{R_H'} + \frac{n^2}{R_6} \right), \quad (8.24)$$

$$i_6(t) = nE_K / (1+n)R_6 - i_K(t).$$

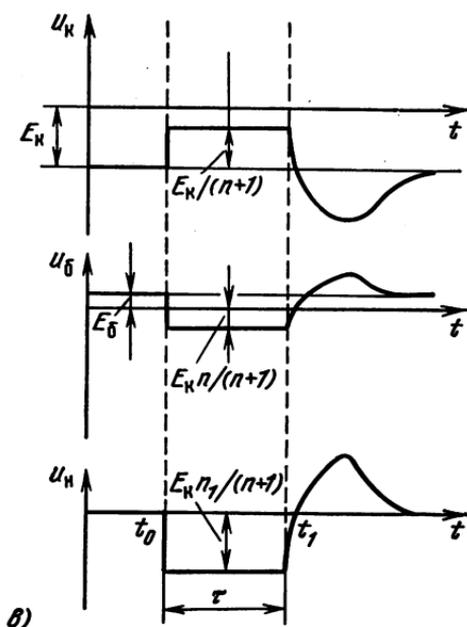
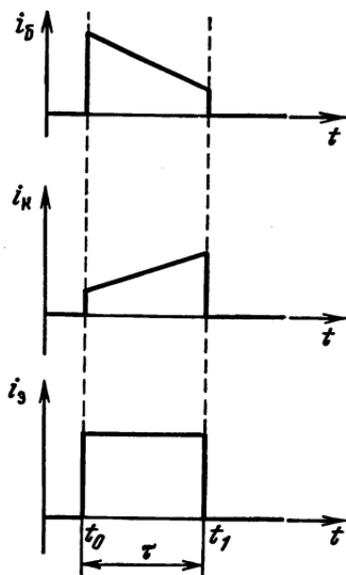
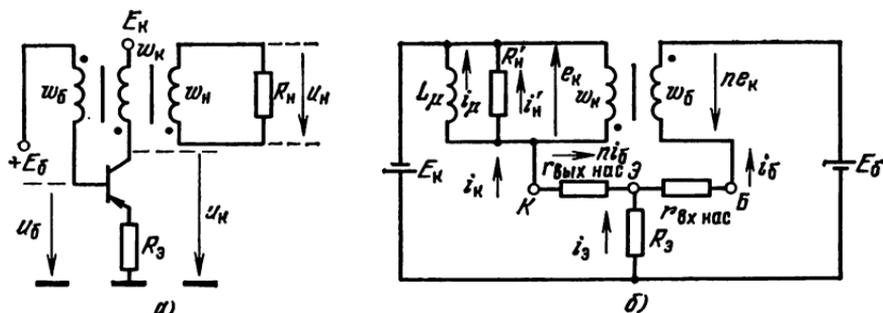


Рис. 8.12

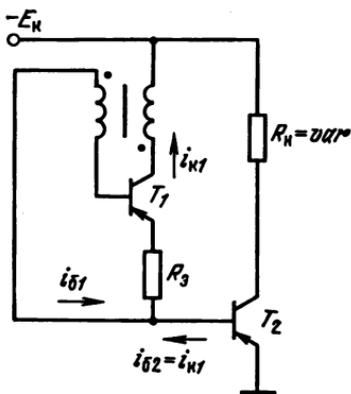


Рис. 8.13

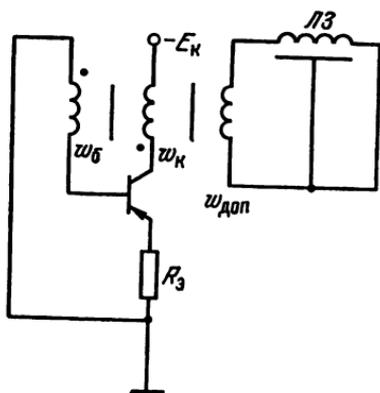


Рис. 8.14

В этом случае соотношение (8.12) принимает иной вид:

$$\tau_H \left[ \frac{nE_K}{(1+n)R_3} - i_K(\tau) \right] \approx \tau_0 E_K (1+n)^{-2} \left( \frac{\tau}{L_\mu} + \frac{1}{R'_H} + \frac{n^2}{R_3} \right), \quad (8.25)$$

так как пренебрегаем накоплением заряда неравновесных носителей. Из (8.25) следует, что

$$\tau = L_\mu \left\{ \frac{n^2}{R_3} \left[ \frac{a\beta(1+n)}{n} - 1 \right] - \frac{1}{R'_H} \right\} \approx \frac{L_\mu n}{R_3} \left( 1 - \frac{R_3}{nR'_H} \right), \quad (8.26)$$

где учтено  $a\beta \gg 1$ . Форма токов и напряжений на интервале  $\tau$  показана на рис. 8.12, в.

Для уменьшения зависимости  $\tau$  от нагрузки включают дополнительный буферный каскад (рис. 8.13). Транзистор  $T_2$ , в коллекторную цепь которого включена переменная нагрузка (например, разное количество ферротранзисторных ячеек), во время формирования вершины импульса на транзисторе  $T_1$  начальным скачком коллекторного тока  $n^2 E_K / (1+n)^2 R_3$  переводится из режима отсечки в режим насыщения, обеспечивая протекание тока через нагрузку.

Чтобы исключить зависимость  $\tau$  от индуктивности  $L_\mu$  трансформатора и сопротивления  $R_3$ , используют линии задержки (ЛЗ) и трансформаторы с насыщающимся сердечником. В первом случае (рис. 8.14) короткозамкнутая ЛЗ с достаточно большим волновым сопротивлением  $W$  включена в дополнительную (третью) обмотку трансформатора. При возбуждении генератора на время  $2\tau_{зд}$  распространения прямой и обратной волн напряжения линия действует подобно нагрузочному сопротивлению  $R_H = W$ . После разряда емкостей ЛЗ через время  $2\tau_{зд}$  действующее сопротивление ЛЗ скачком уменьшается до омического сопротивления индуктивностей, в результате чего увеличивается коллекторный ток генератора и соответствующий ему граничный заряд, и формирование вершины прекращается.



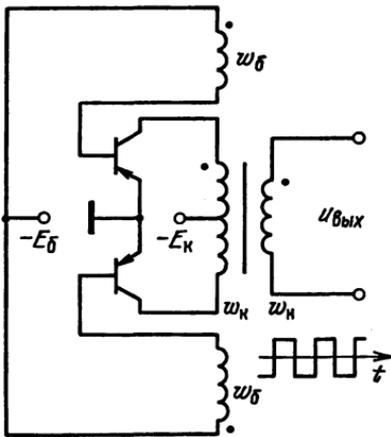


Рис. 8.16

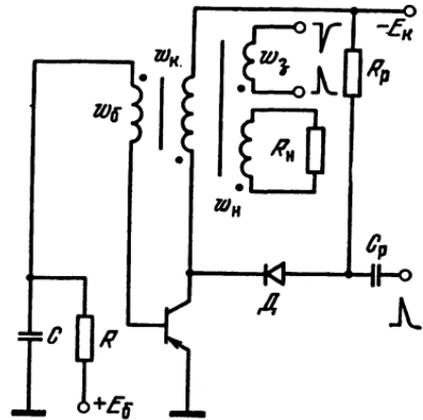


Рис. 8.17

фронта, как и в обычном БГ, и после перехода транзистора в режим насыщения формируется вершина импульса таким образом, что изображающая точка с ростом намагничивающего тока перемещается по линии  $A_1D$  петли гистерезиса. При достижении точки  $D$  сердечник насыщается и коллекторный ток резко увеличивается, транзистор выходит из режима насыщения и формирование вершины импульса оканчивается. Под действием постоянного магнитного смещения изображающая точка перемещается по вершине  $DD_1$  петли, а затем на участке  $D_1A$  формируется спуск импульса и после запираания транзистора происходит восстановление начального состояния.

Для приближенного определения длительности  $\tau$  вершины импульса в этом случае можно использовать формулу (8.28), в которой приращение магнитной индукции  $\Delta B_{max}$  необходимо заменить  $2B_s$ :

$$\tau \approx (1 + n) 2B_s S_{ж} w_K / E_K. \quad (8.29)$$

Схему на рис. 8.15 можно использовать в ферриттранзисторных элементах (см., например, [3]). В [3] указывается также, что поскольку приращение коллекторного тока при формировании вершины импульса невелико, то такой БГ можно рассматривать как генератор импульсов тока, формирующий управляющие (тактовые) импульсы в магнитных коммутационных устройствах.

$L$ -генераторы часто используют в качестве генераторов напряжения прямоугольной формы или преобразователей постоянного низкого напряжения в более высокое. На рис. 8.16 приведена одна из схем генератора напряжения прямоугольной формы, где два  $L$ -генератора работают в двухтактном включении, причем запуск одного из них осуществляется обратным выбросом напряжения на коллекторной обмотке другого. Для преобразования низкого напряжения  $E_K$  в более высокое нагрузочная обмотка трансформатора делается повышающей, а напряжение на ее выходе выпрямляется [4,14].

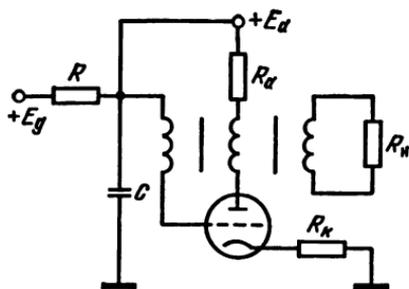


Рис 8.18

Кроме рассмотренного БГ применяют БГ с коллекторно-эмиттерной и эмиттерно-базовой трансформаторными связями. Длительности фронта и среза импульсов таких устройств больше, однако по некоторым другим характеристикам (температурная стабильность периода колебаний и длительности импульса, скважность импульсов и др.) они могут оказаться предпочтительными (подробнее см. [3,14]).

**Запуск блокинг-генераторов.** При запуске ждущих блокинг-генераторов и при подаче синхронизирующих импульсов в режиме автоколебаний стремятся обеспечить минимальное взаимное влияние между генератором пусковых импульсов и блокинг-генератором. Для этого можно, например, подать пусковые импульсы через диод (рис. 8.17), который за счет повышения потенциала его катода закрывается при формировании фронта импульса блокинг-генератора. Пусковые импульсы часто подают также через дополнительную обмотку  $\omega_3$  импульсного трансформатора (рис. 8.17).

**Блокинг-генераторы на электронных лампах.** Схема БГ на триоде, аналогичная схеме на рис. 8.1, а, изображена на рис. 8.18. Для получения ждущего режима полярность источника  $E_g$  изменяется на обратную так, чтобы в отсутствие пускового импульса лампа была заперта. Процессы в ламповом БГ в общем сходны с процессами в транзисторном, но с учетом специфики ламповых схем. Лампа БГ работает в режиме импульсной электронной эмиссии, когда при сохранении номинальной средней мощности при большой скважности импульсные токи достигают десятых долей и единиц ампера. При этом вершина импульса формируется обычно в критическом режиме лампы, когда сеточное напряжение превышает анодное и достигает десятков и сотен вольт.

В микросекундном диапазоне длительностей импульсов лампу можно считать безынерционным прибором, учитывая, что межэлектродные емкости суммируются с паразитными емкостями обмоток трансформатора, определяющими длительности фронта и среза генерируемых импульсов.

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ

- 8.1. Построить схему и рассмотреть принцип действия БГ с коллекторно-базовой связью; записать условие правильной работы БГ.
- 8.2. Составить основные уравнения БГ с коллекторно-базовой связью; построить соответствующую этим уравнениям эквивалентную схему.
- 8.3. Построить эквивалентную схему БГ с коллекторно-базовой связью при формировании фронта импульса; определить с помощью этой схемы длительность фронта импульса БГ и оптимальное значение  $n_{opt}$  коэффициента трансформации, соответствующее минимальной длительности фронта.

- 8.4. Построить эквивалентную схему БГ с коллекторно-базовой связью при формировании вершины импульса; с помощью этой схемы вывести формулы для  $Q(t)$  и  $Q_{гр}(t)$ ; определить из этих формул длительность вершины импульса для БГ с малой и большой длительностью импульсов, а также для  $L$ -генератора.
- 8.5. Как формируется срез импульса БГ с коллекторно-базовой связью?
- 8.6. Перечислить процессы, происходящие в паузе между импульсами БГ с коллекторно-базовой связью; определить период колебаний БГ.
- 8.7. Построить схему  $L$ -генератора с эмиттерным резистором и указать его достоинства; вывести формулу длительности импульса и пояснить преимущества этого генератора.
- 8.8. Построить схему и пояснить принцип действия БГ с улучшенной стабильностью длительности импульса.
- 8.9. Построить схему и пояснить принцип действия  $L$ -генератора прямоугольного напряжения.
- 8.10. Указать способы запуска БГ.

## Глава 9

### ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ

#### 9.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Линейно изменяющимся напряжением (ЛИН) называют импульсы, фронт которых содержит линейно изменяющийся во времени участок (рис. 9.1). Генераторы ЛИН (ГЛИН) могут работать в ждущем или в автоколебательном режимах. Ждущие ГЛИН имеют начальное устойчивое состояние, которое устанавливается после окончания цикла колебаний. В них период повторения циклов зависит от периода следования управляющих импульсов и может быть как постоянным (рис. 9.1, *а*), так и переменным (рис. 9.1, *б*). При работе в режиме автоколебаний ГЛИН не имеет статических состояний и период генерируемого непрерывного ЛИН (рис. 9.1, *в* и *г*) определяется параметрами генератора, а управляющее напряжение используется для синхронизации его периода.

Иногда имеет значение знак производной линейно изменяющегося (рабочего) участка напряжения: если производная положительная, то ЛИН называется нарастающим (рис. 9.1, *а* и *в*), а если производная отрицательная, то убывающим (см. рис. 9.1, *б* и *г*). Линейно изменяющееся напряжение часто называют также пилообразным или напряжением развертки, поскольку одним из главных

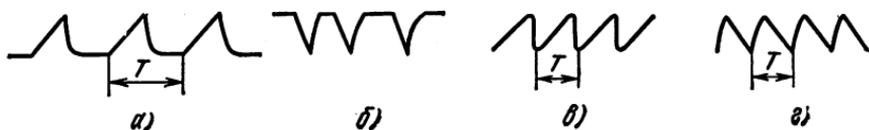


Рис. 9.1

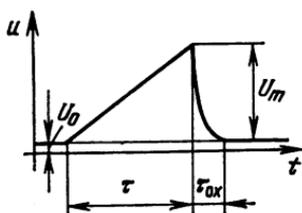


Рис. 9.2

его применений является линейная временная развертка луча в электронно-лучевых трубках.

Форма одного импульса ЛИН (рис. 9.2) характеризуется длительностью  $\tau$  стадии линейного изменения напряжения (называемой рабочим или прямым ходом ЛИН), начальным уровнем  $U_0$ , амплитудой  $U_m$  и скоростью изменения (наклоном)  $du/dt = \dot{u}(t)$  напряжения

на этом участке, длительностью  $\tau_{ox}$  нерабочей стадии, называемой обратным ходом ЛИН, в течение которой напряжение принимает исходное значение перед началом последующего рабочего хода. Используемые на практике ЛИН имеют следующие параметры:  $\tau$  — от десятых долей и единиц микросекунд до единиц и десятков секунд,  $U_m$  — от единиц до сотен и тысяч вольт, скорость изменения — от  $10^{12}$  до  $10^{-2}$  В/с,  $\tau_{ox}$  — от 1...2 до 50% и более от длительности прямого хода  $\tau$ .

### Основные характеристики генераторов ЛИН

**Эффективность.** Линейно изменяющееся напряжение, которое можно получить на выходе генератора, должно иметь максимально возможную амплитуду, чтобы исключить необходимость последующего усиления, неизбежно связанного с искажениями его формы. В связи с этим эффективность ГЛИН характеризуется коэффициентом использования напряжения питания

$$K_E = U_m/E. \quad (9.1)$$

Наиболее эффективными в этом отношении являются транзисторные ГЛИН, у которых  $K_E$  может превышать 0,99.

**Точность.** Для подавляющего большинства применений, связанных с измерением времени, постоянство скорости изменения (наклона) ЛИН является главным условием, определяющим точность работы устройства. Поэтому точность ГЛИН характеризуется линейностью напряжения в течение прямого хода ЛИН и стабильностью формы этого напряжения во времени и при изменении условий работы.

Степень линейности или линейность напряжения  $u(t)$  определяется постоянством скорости его изменения в течение прямого хода ЛИН. Отклонение от линейного закона выражается коэффициентом нелинейности (изменения скорости)

$$\xi = \frac{|\dot{u}(0) - \dot{u}(t)|}{\dot{u}(0)} = 1 - \frac{|\dot{u}(t)|}{|\dot{u}(0)|}, \quad (9.2)$$

где  $\dot{u}(0)$  и  $\dot{u}(t)$  — соответственно начальная скорость и скорость в некоторый момент времени  $t$  в пределах прямого хода.

Типовые значения максимального коэффициента нелинейности  $\xi_{\max}$  лежат в пределах 0,1...10% в зависимости от назначения устройства. Учитывая, что  $\xi_{\max} \ll 1$ , с достаточной для практики точностью закон изменения напряжения на выходе ГЛИН во время прямого хода можно описать тремя первыми членами степенного ряда

$$u_{\sim} \equiv A_1 t + A_2 t^2 + A_3 t^3. \quad (9.3)$$

В этом случае в соответствии с формулой (9.2)

$$\xi \approx t (2 A_2 + 3 A_3 t) / A_1. \quad (9.4)$$

Изменение скорости является абсолютным критерием линейности. При измерениях интервалов времени нелинейность прямого хода ЛИН обычно приводит к ошибкам отсчета из-за линейной градуировки шкалы прибора и необходимости линейной интерполяции между соседними временными калибрационными метками. Поэтому отклонения от линейного закона можно также характеризовать ошибками по положению (ошибками смещения)  $\delta$ , показывающими степень совпадения формы прямого хода ЛИН с прямой линией, определяющей линейный закон градуировки шкалы прибора или интерполяции при отсчете.

В отличие от коэффициента нелинейности ошибки смещения зависят не только от изменения скорости напряжения, но и от взаимного расположения реальной кривой, определяющей форму ЛИН, и опорной прямой линии. Обычно прямую линию (шкалу) наносят таким образом, чтобы она совпадала с реальной кривой изменения напряжения в начале и в конце прямого хода ЛИН (рис. 9.3, а) или чтобы совпадали начальные скорости реального и идеального напряжения (рис. 9.3, б), т. е.

$$\delta = \frac{|u(t) - u'(t)|}{U_m} 100\% \quad \text{для рис. 9.3, а}, \quad (9.5а)$$

$$\delta = \frac{|U'_m - U_m|}{U_m} 100\% \quad \text{для рис. 9.3, б}. \quad (9.5б)$$

где штрихами обозначены напряжения идеальной развертки.

Рассчитаем максимальные ошибки смещения для случая, когда прямой ход ЛИН определяется кривой (9.3), а идеальное линейно

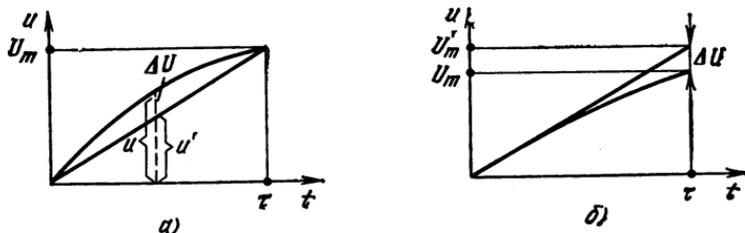


Рис. 9.3

изменяющееся напряжение  $u'$  — соотношением

$$u' = At. \quad (9.6)$$

При согласовании идеальной и реальной кривых в двух точках (рис. 9.3, а) необходимо положить, что

$$\Delta U(\tau) = u(\tau) - u'(\tau) = 0.$$

Определяя из этого равенства скорость  $A$  идеально изменяющегося напряжения, получаем следующую зависимость абсолютного смещения от времени  $t$ :

$$\Delta U(t) = -(A_2 + A_3\tau)\tau t + A_2 t^2 + A_3 t^3. \quad (9.7)$$

Дифференцируя (9.7) и приравнявая нулю производную, находим момент, при котором ошибка максимальна,

$$t_0 = -\frac{1}{3} \frac{A_2}{A_3} + \sqrt{\left(\frac{1}{3} \frac{A_2}{A_3}\right)^2 + \frac{\tau}{3} \left(\frac{A_2}{A_3} + \tau\right)}. \quad (9.8)$$

Если второе слагаемое под корнем этой формулы меньше первого, то

$$t_0 \approx 0,5\tau (1 + A_3 \tau/A_2). \quad (9.9)$$

Когда члены полинома (9.3) монотонно убывают, обычно с достаточной для практики точностью коэффициент нелинейности можно определить, полагая, что  $A_3 = 0$ . В этом случае для момента времени  $t_0 \approx 0,5 \tau$  максимальная ошибка смещения

$$\delta_{\max} \approx A_2 \tau/4A_1. \quad (9.10)$$

Так как при  $A_3 = 0$  максимальный коэффициент нелинейности имеет место в конце прямого хода, получим соотношение между максимальными значениями коэффициента нелинейности и ошибки смещения:

$$\xi_{\max} \approx 8 \delta_{\max}. \quad (9.11)$$

Для второго случая согласования в одной точке (рис. 9.3, б), когда  $A = A_1$ , максимальная ошибка смещения

$$\delta_{\max} = \tau |A_2 + A_3\tau|/A_1 \quad (9.12)$$

и

$$\xi_{\max} \approx 2 \delta_{\max}. \quad (9.13)$$

Таким образом, в обоих случаях коэффициент нелинейности является более строгим критерием, чем ошибки смещения. В дальнейшем будем оперировать максимальными значениями коэффициента нелинейности и ошибок смещения, опуская для краткости индекс  $\max$ .

**Стабильность формы ЛИН.** Изменение формы ЛИН с учетом высокой степени линейности обычно характеризуется относительными

изменениями начальной скорости ЛИН  $\delta\xi$  и начального напряжения  $\delta U_0$ :

$$\delta\xi = \frac{|\dot{u}(0) - \dot{u}'(0)|}{\dot{u}(0)}; \quad \delta U_0 = \frac{|U_0 - U'_0|}{U_0}, \quad (9.14)$$

где  $\dot{u}'(0)$  и  $U'_0$  — соответственно измененные значения скорости и начального напряжения, которые обусловлены нестабильностью параметров схемы.

Таким образом, величины  $\delta\xi$  и  $\delta U_0$  характеризуют нестабильность прямого хода ЛИН.

**Другие характеристики генераторов ЛИН.** К ним относятся быстродействие, нагрузочная способность, гибкость, экономичность устройства. Поскольку длительность  $\tau$  рабочего хода всегда является заданной, то быстродействие ждущего ГЛИН характеризуется коэффициентом заполнения  $\eta = \tau/T_{\text{min}}$ , где  $T_{\text{min}}$  — минимально допустимый период следования управляющих импульсов. В сложных ГЛИН нерабочим временем, препятствующим увеличению  $\eta$ , кроме длительности обратного хода обычно является также время восстановления исходного режима  $\tau_{\text{вос}}$ , в течение которого в генераторе завершаются нестационарные процессы и устанавливаются постоянные значения напряжений и токов. В ЛИН, работающих в автоколебательном режиме, быстродействие характеризуется обычно частотой циклов автоколебаний.

Нагрузочная способность определяется влиянием нагрузки на точность ГЛИН. Под гибкостью (или универсальностью) обычно понимают возможность и удобство регулировки в широких пределах скорости ЛИН. Экономичность генератора, как обычно, характеризуется количеством деталей и элементов, а также мощностью, потребляемой генератором.

## Способы генерирования ЛИН

Практически все способы получения ЛИН основаны в настоящее время на заряде или разряде конденсатора постоянным (или приблизительно постоянным) током. Изменение напряжения  $u_{\sim}$  на клеммах конденсатора  $C$  по сравнению с его начальным значением  $U_0$  пропорционально накопленному заряду:

$$u_{\sim} = \frac{1}{C} \int_0^t i dt.$$

Если ток, заряжающий конденсатор, постоянен, т. е.  $i = I_0$ , то изменение напряжения будет линейным  $u_{\sim} = At$ , где

$$A = I_0/C. \quad (9.15)$$

Для получения последовательности импульсов ЛИН необходимо переключать цепи заряда и разряда конденсатора в начале ( $t = 0$ )

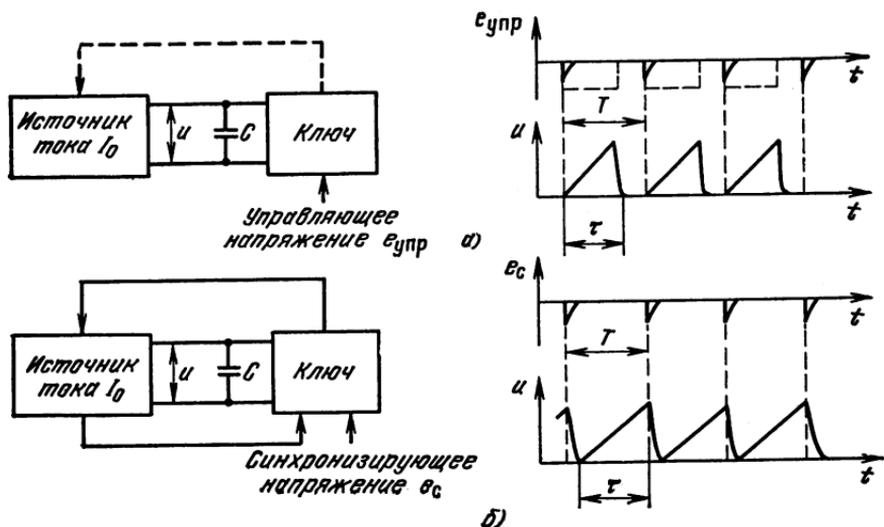


Рис. 9.4

и конце ( $t = \tau$ ) прямого хода. Таким образом, функциональная схема любого ГЛИН (рис. 9.4) должна включать два основных элемента: источник постоянного зарядного (разрядного) тока и коммутирующее (ключевое) устройство.

Ждущий ГЛИН (рис. 9.4, а) работает только при наличии управляющего напряжения, имеющего форму либо прямоугольных импульсов длительностью  $\tau$ , запирающих на время прямого хода коммутирующее устройство, либо коротких пусковых импульсов. В последнем случае генератор должен быть охвачен цепью ПОС (штриховая линия на рис. 9.4, а), размыкающей ключ на время прямого хода. В обоих случаях управляющее напряжение жестко фиксирует начало прямого хода ( $t = 0$ ), что необходимо при точном отсчете времени.

Самовозбуждающийся генератор непрерывного пилообразного напряжения также охвачен цепью ПОС (рис. 9.4, б). Синхронизация генератора может осуществляться на основной частоте или на субгармониках синхронизирующего напряжения, которое может иметь самую различную форму. Как правило, в подобных генераторах синхронизирующее напряжение фиксирует начало обратного хода  $t = \tau$ , поэтому они непригодны для точного отсчета времени и в основном предназначены для развертки луча электронно-лучевых трубок в телевидении и осциллографии для наблюдения формы различных сигналов.

**Методы стабилизации зарядного тока.** Многочисленные генераторы ЛИН целесообразно разделить на три основные группы по способам стабилизации тока заряда (или разряда) конденсатора или, как иногда говорят, по способам линеаризации рабочего напряжения. К первой относятся устройства с простой интегрирующей цепью, в которых заряд (или разряд) конденсатора осуществляется

через сравнительно высокоомный резистор от источника постоянного напряжения. Эти генераторы являются наиболее простыми и в то же время наименее точными. Вторая группа объединяет устройства с токостабилизирующим двухполюсником, в которых конденсатор заряжается через нелинейный элемент, обладающий высоким дифференциальным сопротивлением. Эти генераторы относятся к устройствам средней точности. И наконец, третья группа включает в себя компенсационные генераторы ЛИН высокой точности, в которых для стабилизации зарядного тока используется компенсирующая э. д. с., созданная при помощи усилителей с цепями положительной и отрицательной обратной связи.

## 9.2. ГЕНЕРАТОРЫ ЛИН С ПРОСТОЙ ИНТЕГРИРУЮЩЕЙ ЦЕПЬЮ

Рассмотрим простейший ГЛИН (рис. 9.5), в котором при размыкании ключа ( $Kл$ ) конденсатор  $C$  заряжается через резистор  $R$  от источника постоянного напряжения  $E$ . Будем считать, что при замкнутом ключе начальное напряжение на конденсаторе  $u = U_0$ .

**Прямой ход ЛИН.** При размыкании ключа ( $t = 0$ ) конденсатор начинает заряжаться по экспоненциальному закону

$$u = (E - U_0) [1 - \exp(-t/\tau_0)] + U_0, \quad (9.16)$$

где  $\tau_0 = RC$ . Очевидно, что линейному закону изменения напряжения в этой схеме соответствует относительно небольшой начальный участок экспоненты, определяемой формулой (9.16), на котором выполняется неравенство

$$t/\tau_0 \ll 1. \quad (9.17)$$

Ограничиваясь квадратичным членом разложения экспоненты в соотношении (9.16) в сходящийся степенной ряд, получаем

$$A_1 = \frac{E - U_0}{\tau_0}, \quad A_2 = \frac{E - U_0}{2\tau_0^2}. \quad (9.18)$$

Таким образом, при выполнении неравенства (9.17) в схеме на рис. 9.5 при разомкнутом ключе будет нарастать напряжение, начальная скорость изменения, коэффициент нелинейности и коэффициент использования напряжения питания которого будут определяться соотношениями:

$$u(0) = A_1 = \frac{E - U_0}{\tau_0}; \quad \xi \approx \frac{\tau}{\tau_0};$$

$$K_E \approx (1 - U_0/E) \xi \approx \xi \quad (\text{для } U_0 \ll E). \quad (9.19)$$

**Влияние нагрузки.** На практике в ГЛИН параллельно зарядному конденсатору оказываются включенными сопротивления ключа (в разомкнутом состоянии) и нагрузки. Сум-

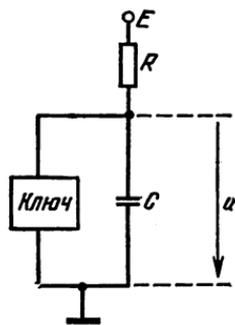


Рис. 9.5

марное полное сопротивление, шунтирующее зарядный конденсатор, можно представить двумя параллельными ветвями, включающими соответственно результирующие паразитную емкость  $C_{\text{пар}}$  и сопротивление  $R_{\text{н}}$  (рис. 9.6, а). Паразитная емкость  $C_{\text{пар}}$ , складываясь с емкостью зарядного конденсатора  $C$ , влияет на начальную скорость ЛИН:

$$\dot{i}(0) = \frac{E}{R(C + C_{\text{пар}})} \approx \frac{I_0}{C} \left(1 - \frac{C_{\text{пар}}}{C}\right), \quad (9.20)$$

где  $C_{\text{пар}}/C \ll 1$ .

Поскольку составляющими паразитной емкости являются такие переменные компоненты, как межэлектродные емкости электронных и полупроводниковых приборов, то для повышения стабильности скорости ЛИН желательно выбирать  $C$  в несколько раз больше  $C_{\text{пар}}$ .

Для оценки воздействия омической составляющей нагрузки схему на рис. 9.6, а с помощью теоремы Тевенина преобразуем в схему на рис. 9.6, б, где

$$R_{\text{вк}} = R \parallel R_{\text{н}} \text{ и } E_{\text{вк}} = ER_{\text{вк}}/R, \quad (9.21)$$

и получим, что

$$\dot{i}(0) = \frac{E}{R} - \frac{U_0}{R_{\text{вк}}} = I_0 \left(1 - \frac{U_0}{E} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R}\right). \quad (9.22)$$

Из соотношения (9.22) следует, что омическая составляющая нагрузки влияет на начальную скорость ЛИН лишь при наличии начального напряжения  $U_0$ , которое и с учетом этого обстоятельства должно быть минимально возможным. Основным результатом влияния  $R_{\text{н}}$  является увеличение коэффициента нелинейности до значения  $\xi_{\text{вк}} = \tau/\tau_{\text{вк}}$ , где  $\tau_{\text{вк}} = R_{\text{вк}}C$ , или в сравнительной оценке

$$\xi_{\text{вк}}/\xi = 1 + R/R_{\text{н}}. \quad (9.23)$$

Из всего сказанного следует, что основными недостатками простого ГЛИН является малый коэффициент использования напряжения питания при удовлетворительной линейности ( $K_E \approx \xi \ll 1$ ), а также низкая нагрузочная способность, т. е. такой генератор формирует ЛИН с удовлетворительной линейностью лишь при  $R_{\text{н}} \gg R$ .

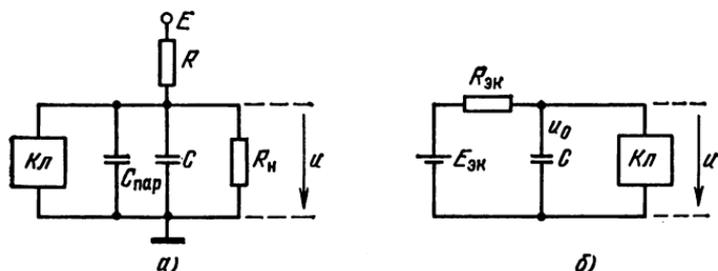


Рис. 9.6

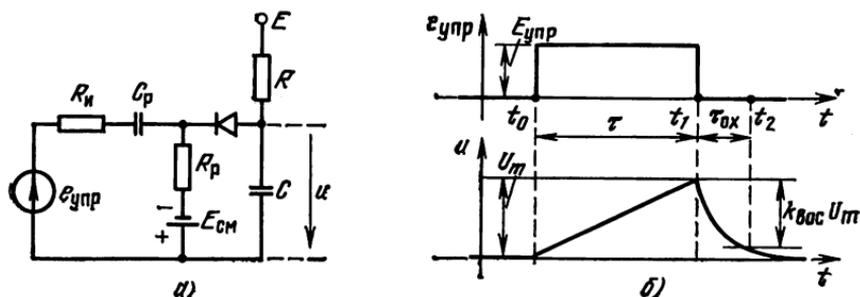


Рис. 9.7

**Формирование обратного хода ЛИН.** Важнейшей характеристикой обратного хода ЛИН является его длительность  $\tau_{\text{ох}}$ , определяющая быстродействие генератора. В обычных низковольтных генераторах функции ключей выполняют, как правило, диоды и транзисторы, включенные по схеме ОЭ (см. гл. 3). В генераторе с диодным ключом (рис. 9.7, а) во время  $t < t_0$  начальное напряжение на конденсаторе можно считать пренебрежимо малым, если напряжение смещения  $E_{\text{см}}$  выбрано в соответствии с условием  $E_{\text{см}} = ER_p/R$ . Прямой ход ЛИН формируется на интервале  $t_0 \dots t_1$ , когда диод закрывается поступающим на его базу управляющим импульсом напряжения с амплитудой  $E_{\text{упр}} \geq U_m$ . Обратный ход начинается в момент  $t_1$  при открывании диода после окончания управляющего импульса. Если емкость разделительного конденсатора  $C_p$  достаточно велика [ $C_p (R_n + R_p) \gg \tau$  и  $\tau_{\text{ох}}$ ], то приближенно можно считать, что разряд конденсатора происходит по экспоненте с постоянной времени  $\tau_{\text{вос}} = CR_{\text{вос}}$ , где  $R_{\text{вос}} = R \parallel R_p \parallel R_n$ , а длительность обратного хода будет

$$\tau_{\text{ох}} = k_{\text{вос}} \tau_{\text{вос}}, \quad (9.24)$$

где  $k_{\text{вос}} = -\ln(1 - k_3)$ ;

$$k_3 = \frac{U_m - u(t_2)}{U_m} = \frac{u_{\sim}(t_2)}{U_m}.$$

Как уже указывалось в гл. 2, если требуемая степень разряда  $k_3 = 0,95$ , то обычно принимают  $k_{\text{вос}} = 3$ .

Целесообразно установить связь между длительностями рабочего и обратного ходов ЛИН. Из соотношений (9.19) и (9.24) получаем, что

$$\tau_{\text{ох}} = \tau k_{\text{вос}} R_{\text{вос}} / RK_E. \quad (9.25)$$

Из формулы (9.25) следует, что для уменьшения  $\tau_{\text{ох}}$  при заданной  $\tau_0$  сопротивление  $R$  необходимо увеличивать, а емкость  $C$  уменьшать.

В генераторе с транзисторным ключом (рис. 9.8) вначале транзистор насыщен и  $u = U_{\text{кэнас}} \approx 0$ . Положительный перепад  $E_{\text{упр}}$  управляющей э. д. с., поданный в момент  $t_0$  закрывает тран-

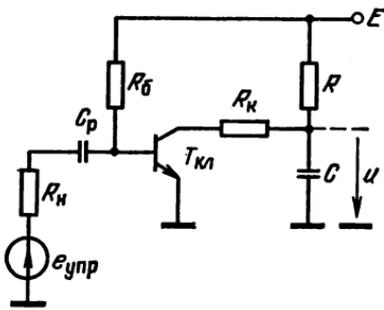


Рис. 9.8

зистор с задержкой  $\tau_{зд}$ , обусловленной инерционностью коллекторного тока, причем  $\tau_{зд} = \tau_{рас} + \tau_{выкл}$ , где  $\tau_{рас}$  — время рассасывания неосновных носителей;  $\tau_{выкл}$  — время выключения транзистора. После окончания коллекторного тока транзистора напряжение будет нарастать по экспоненте с начальной скоростью  $u(0) \approx E/\tau_0$ .

Во время обратного хода, когда происходит разряд конденсатора, транзистор  $T_{кЛ}$  в зависимости от сопротивления дополнительного резистора  $R_K$  может находиться в одном из двух режимов: насыщения или активном (рис. 9.9). В начальном состоянии при  $t < t_0$  ключ является насыщенным, и для нагрузки  $R + R_K$  рабочая точка совпадает с точкой  $O$  пересечения нагрузочной прямой с линией режима насыщения. В первом случае, если  $R_K \geq R_{к\ min}$ , положение рабочей точки непосредственно после момента  $(t_1 + 0)$  окончания прямого хода определяется пересечением прямой  $U_m/R_K$  с вольт-амперной (ВАХ) характеристикой транзистора для  $I_B = E/R_B$  (точка 1) и не выходит за пределы участка насыщения. По мере разряда конденсатора рабочая точка перемещается вниз по линии насыщения, приближаясь к начальной точке  $O$ . В этом случае, который иногда называют случаем насыщенного ключа, длительность обратного хода будет определяться соотношениями (9.24) и (9.25) для диодного ключа, где  $R_{вос} = (R_K + r_{вых\ нас}) \parallel R \approx R_K$ . Учитывая  $r_{вых\ нас} \ll R_K$ , можно найти минимальное сопротивление  $R_{к\ min}$  насыщенного ключа из условия  $U_m/R_{к\ min} = \beta I_B$ , вытекающего из рис. 9.9:

$$R_{к\ min} = U_m/(\beta I_B) = K E R_B / \beta. \quad (9.26)$$

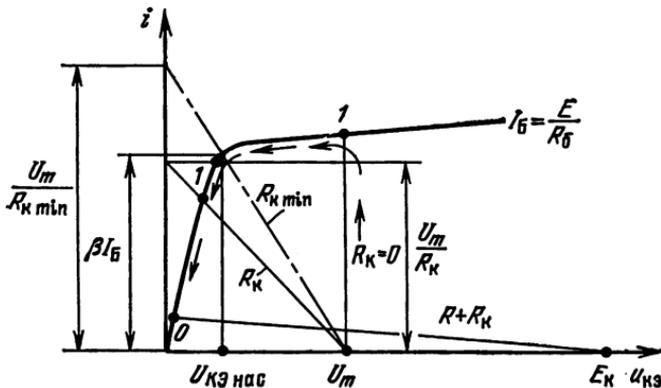


Рис. 9.9

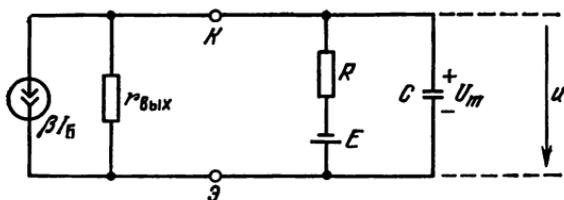


Рис. 9.10

Во втором случае ( $R_K = 0$ ), рабочая точка в начале обратного хода попадает в точку 1 на активном участке вольт-амперной (ВАХ) характеристики транзистора, перемещается влево по этой характеристике до точки перегиба, а затем возвращается к начальному положению. Учитывая, что  $U_{\text{нас}} \ll U_m$ , можно считать, что в этом случае (который можно назвать случаем ненасыщенного ключа) практически вся длительность обратного хода формируется при активном режиме работы транзистора. Эквивалентная схема, позволяющая определить  $\tau_{\text{ох}}$  ненасыщенного ключа, показана на рис. 9.10. Из этой схемы можно получить следующее экспоненциальное соотношение для перезаряда конденсатора:

$$u = -(\beta I_B - I_0) R_{\text{ш}} + [(\beta I_B - I_0) R_{\text{ш}} + U_m] \exp\left(-\frac{t - t_1}{\tau_{\text{вос}}}\right), \quad (9.27)$$

где  $I_0 = E/R$ ;  $R_{\text{ш}} = r_{\text{вых}} \parallel R$ ;  $\tau_{\text{вос}} = CR_{\text{ш}}$ . Подставляя в (9.27)  $u(t_2) = u(\tau_{\text{ох}}) \approx 0$ , находим

$$\tau_{\text{ох}} = \tau_{\text{вос}} \ln [1 - U_m/R_{\text{ш}}(\beta I_B - I_0)]. \quad (9.28a)$$

Так как второй член в скобках подлогарифмического выражения мал по сравнению с единицей, то

$$\tau_{\text{ох}} \approx \tau / (K_{\text{нас}} - 1), \quad (9.28b)$$

где, как и для диодного ключа, можно принять  $\tau \approx CU_m/I_0$ .

### 9.3. ГЛИН С ТРАНЗИСТОРОМ В КАЧЕСТВЕ ТОКОСТАБИЛИЗИРУЮЩЕГО ДВУХПОЛЮСНИКА

В качестве токостабилизирующего двухполюсника используется участок коллектор — база транзистора в активном режиме, выходное сопротивление которого весьма велико ( $r_{\text{вых}} = 1 \dots 2 \text{ МОм}$ ). В этом случае начальная скорость изменения заряда конденсатора будет обусловлена током  $I_0$  коллектора, который необходимо изолировать от влияния параметров транзистора, подверженных технологическому разбросу и климатическим факторам.

Рассмотрим ГЛИН (рис. 9.11, а), работа которого основана на указанном принципе. Для стабилизации начального тока коллектора  $I_0$  в цепь эмиттера включены элементы  $E \gg e_0$  и  $R \gg r_{\text{вх}}$ . Транзистор  $T_2$  является ключевым и в отсутствие управляющих им-

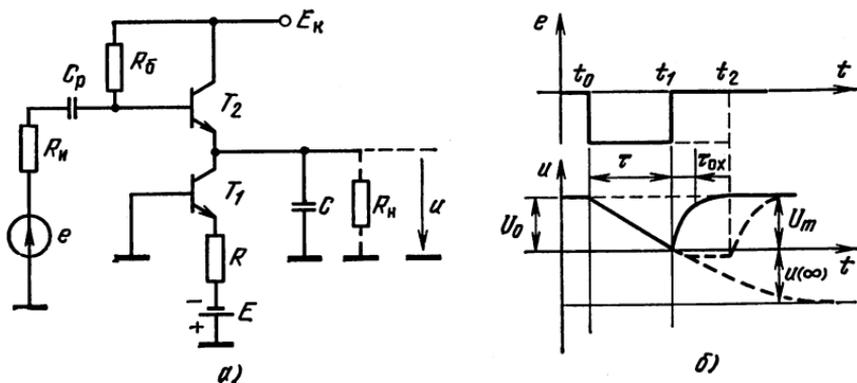


Рис. 9.11

пульсов работает в активном режиме, представляя собой эмиттерный повторитель с большой емкостной нагрузкой.

В начальном состоянии при  $t < t_0$  (рис. 9.11, б) ток, протекающий через коллекторные цепи открытых транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ ,  $I_0 \approx E/R$ , поэтому начальное напряжение на конденсаторе близко к  $E_K$  ( $U_0 \approx E_K - \alpha_1 E R_0 / R (1 + \beta_2)$ ). В момент  $t_0$  транзистор  $T_2$  закрывается напряжением, соответствующим фронту управляющего импульса, и начинается разряд конденсатора через цепь коллектор—база  $T_1$  и дополнительные шунтирующие сопротивления:  $r_{\text{вых}0}$  транзистора  $T_2$  и активное сопротивление нагрузки  $R_H$ . Если длительность  $\tau$  управляющего импульса не превышает максимальной длительности  $\tau_{\text{max}}$  прямого хода ЛИН ( $\tau_{\text{max}} \approx CE_K/I_0$ ), то амплитуда ЛИН будет меньше максимальной ( $U_m < U_{m\text{max}}$ ) и в момент  $t_1$  (окончание управляющего импульса) непосредственно после окончания прямого хода ЛИН начинается обратный ход — заряд конденсатора через эмиттерную цепь  $T_2$ . Если  $\tau > \tau_{\text{max}}$ , то между окончанием прямого хода ЛИН и началом обратного образуется некоторый интервал, в течение которого выходное напряжение  $u = -U_{\text{КБ нас}}$ , где  $-U_{\text{КБ нас}}$  — напряжение насыщения  $T_1$  при отсутствии источника напряжения между коллектором и базой.

**Параметры прямого хода.** Для определения параметров прямого хода ЛИН используем рис. 9.12, где входная и выходная цепи  $T_1$

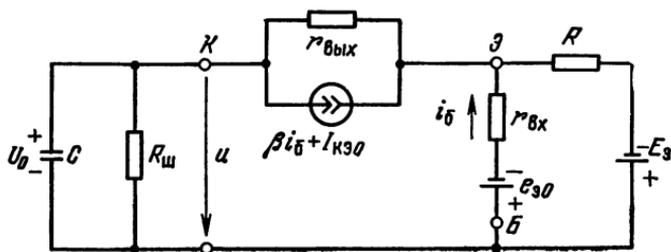


Рис. 9.12

представлены квазистатическими эквивалентными схемами, а шунтирующий резистор  $R_{ш} = r_{вых0} \parallel R_n$ . Из анализа схемы рис. 9.12 следует, что перезаряд конденсатора будет происходить по линеаризованной экспоненте с весьма большими значениями предельного напряжения и постоянной времени

$$u(t) = u(\infty) - [u(\infty) - u(0)] \exp\left(-\frac{t-t_0}{\tau_{ЭК}}\right), \quad (9.29)$$

где  $\tau_{ЭК} \approx CR_{ЭК}$ ,

$$u(0) = U_0;$$

$$u(\infty) \approx -\frac{(1+\beta)R_{ш}r_{вых}[I_{K0}R + \alpha(E - e_{Э0})]}{R[R_{ш} + (1+\beta)r_{вых}]};$$

$r_{вых} \ll R$ ,  $R_{ш}$  и  $\beta r_{вых}$ ;  $R \ll r_{вых}$ ;

$$R_{ЭК} = R_{ш} \parallel [(1+\beta)r_{вых}].$$

Из (9.29) следует, что начальная скорость прямого хода ЛИН

$$u(0) = I_0/C, \quad (9.30)$$

где

$$I_0 = -\frac{1}{C} \left( \frac{U_{Э0}}{R_{ш}} + I_{K0} + \alpha \frac{E - e_{Э0}}{R} \right).$$

Для удовлетворительной стабильности начальной скорости необходимо, чтобы третий член в скобках (9.30) был превалирующим:

$$\alpha \frac{E - e_{Э0}}{R} \gg I_{K0} + \frac{U_0}{R_{ш}}. \quad (9.31)$$

В этом случае, учитывая, что  $\alpha \approx 1$  и  $E \gg e_{Э0}$ , ток  $I_0$ , определяющий начальную скорость ЛИН, в первом приближении не будет зависеть от параметров транзистора и нагрузки:  $I_0 \approx E/R$ .

**Коэффициент нелинейности.** С учетом соотношений (9.4) и (9.29) коэффициент нелинейности  $\xi$  будет следующим:

$$\xi = \tau/(CR_{ЭК}). \quad (9.32a)$$

Заменяя длительность прямого хода приближенным соотношением  $\tau \approx U_m \tau_0/E$ , а также вводя коэффициент  $K_E$ , который для схемы рис. 9.11 целесообразно определить как  $K_E = U_m/E(1+\lambda)$ , где  $\lambda = E_K/E$ , получаем, что

$$\xi = K_E(1+\lambda)R/R_{ЭК}. \quad (9.32b)$$

Из соотношений (9.19) и (9.32b) следует, что эффективность устройства, на рис. 9.11 будет высокой лишь в том случае, если ГЛИН нагружен на достаточно большое сопротивление  $R_{ЭК} \approx R_n > (1+\beta)r_{вых}$ . Низкая нагрузочная способность является главным недостатком рассматриваемых генераторов, реализованных по схеме на рис. 9.11.

**Оптимизация параметров.** Из формулы (9.32а) следует, что для уменьшения  $\xi$  емкость  $C$  зарядного конденсатора следует увеличивать, соответственно уменьшая сопротивление  $R$  так, чтобы их произведение  $\tau_0 = CR$ , от которого зависит начальная скорость изменения ЛИН, оставалось постоянной. Но при увеличении  $C$  растет длительность обратного хода. Для диодного и насыщенного ключей, а также для ключа на эмиттерном повторителе можно в общем случае получить, что

$$\tau_{ох} = k_{вос} R_{кл} C, \quad (9.33)$$

где  $R_{кл}$  определяется типом ключа, для рис. 9.11  $R_{кл} \approx R_6 / (1 + \beta)$ . Таким образом, если считать, что максимально допустимое время обратного хода  $\tau_{ох\max} = T - \tau_{\max}$ , где  $T$  — период коммутации ГЛИН, то максимальная емкость зарядного конденсатора, при которой длительность обратного хода не превышает  $\tau_{ох\max}$ ,

$$C_{\max} = (T - \tau) / (k_{вос} R_{кл}). \quad (9.34)$$

Подставляя  $C = C_{\max}$  в формулу (9.32а), находим зависимость между минимально возможным коэффициентом нелинейности и быстродействием ГЛИН (рис. 9.13, табл. 9.1):

$$\xi_{\min} = \frac{\eta}{1 - \eta} k_{вос} \frac{R_{кл}}{R_{эК}}. \quad (9.35)$$

Другим ограничением увеличения  $C$  и соответственного уменьшения  $R$  является предельно допустимое значение коллекторного тока  $I_{К доп} \approx I_0$  токостабилизирующего транзистора. Подставляя

$$C'_{\max} = I_{К доп} / \dot{u}(0) \quad (9.36)$$

в (9.32а), находим

$$\xi'_{\min} = K_E (1 + \lambda) E / (R_{эК} I_{К доп}).$$

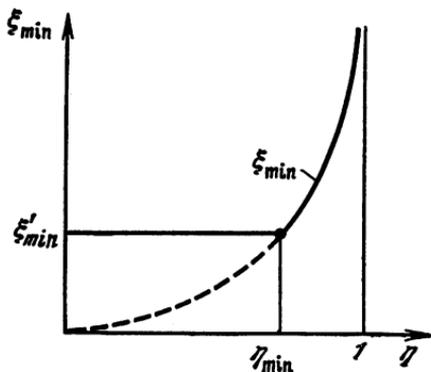


Таблица 9.1

Зависимость коэффициента линейности от быстродействия ГЛИН при  $k_{вос} = 3$ ,  $R_{кл} / R_{эК} = 0,02$

$\eta$	$\frac{\eta}{1 - \eta} = \frac{\tau}{\tau_{ох}}$	$\xi_{\min}, \%$
0,09	0,1	0,6
0,5	1	6
0,6	1,3	8
0,7	2,3	14
0,8	4	24
0,9	9	54

Рис. 9.13

Значению  $\xi'_{\min}$  на рис. 9.13 соответствует минимально возможный коэффициент заполнения  $\eta_{\min}$ , при котором можно реализовать наивысшую линейность в соответствии с формулой (9.35) при выборе  $C_{\max}$  по формуле (9.34). Для типовых значений  $K_E = 1$ ,  $\lambda = 2$ ,  $R_{\text{эк}} = 10^4$  Ом,  $E = 20$  В,  $I_{\text{к доп}} = 50$  мА, получаем  $\xi'_{\min} = 8\%$  и  $\eta_{\min} = 0,7\%$ .

#### 9.4. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ЛИН

Для стабилизации начального зарядного тока конденсатора последовательно (рис. 9.14, а) или параллельно (рис. 9.14, б) в цепи заряда (или разряда) конденсатора можно включить источник компенсирующей э. д. с.  $u_{\text{к}}$ . При реализации схемы на рис. 9.14, а функции источника этой Э.Д.С. выполняет усилитель, напряжение на выходе которого должно изменяться так же, как и напряжение на зарядном конденсаторе  $u_{\text{к}} = u_{\text{с}}$ . Входным следует считать напряжение  $u_{\text{вх1}}$  между точками  $a_1$  и  $a_2$ . В этом случае потенциал обоих полюсов источника зарядного напряжения  $E$  при формировании ЛИН изменяется относительно «земли», что создает определенные неудобства. Зарядный ток  $i_{\text{с}} = i$  в таком устройстве будет постоянным:  $i_{\text{с}} = I_{\text{с0}} = E/R$  в том случае, если коэффициент усиления  $K_{\text{у}} = 1$ . Очевидно, что при этом влияние изменения потенциала в точке  $a_1$  на значения  $I_{\text{с}}$  будет компенсироваться соответствующим изменением потенциала в точке  $a_3$  благодаря цепи ПОС, включающей источник  $E$ . Поэтому устройство, работа которого основана на этом принципе, называют компенсационными ГЛИН с последовательной ПОС (или ГЛИН с неинвертирующим усилителем).

При реализации схемы на рис. 9.14, б также используется неинвертирующий усилитель, для которого  $u_{\text{вх}} = u_{\text{с}}$  и  $u_{\text{вых}} = K_{\text{у}} u_{\text{вх}} = u_{\text{к}}$ . Нетрудно видеть, что в этом случае для постоянства зарядного тока  $i_{\text{с}} = I_{\text{с0}}$  необходимо, чтобы коэффициент усиления усилителя  $K_{\text{у}} = 1 + R_{\text{н}}/R$ . Такие устройства называются ГЛИН с параллельной ПОС.

На практике необходимое значение коэффициента усиления  $K_{\text{у}}$  отличается от указанных значений, полученных для идеальных устройств, за счет влияния дополнительных или паразитных компонентов.

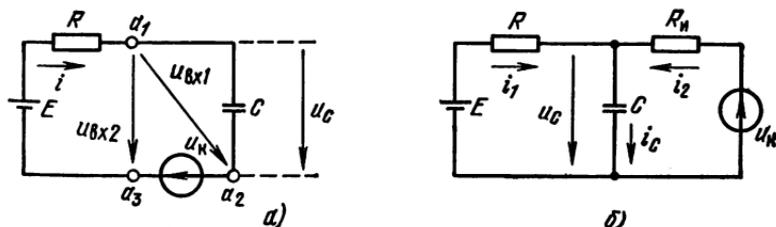


Рис. 9.14

Если в схеме на рис. 9.14, *a* заземлить один из полюсов источника  $E$  (точка  $a_3$ ), то для усилителя входным следует считать напряжение  $u_{вх}$  между точками  $a_1$  и  $a_3$ . Нетрудно видеть, что в этой схеме зарядный ток конденсатора остается постоянным лишь в том случае, если при формировании ЛИН потенциал точки  $a_1$  не будет меняться, что возможно лишь при бесконечно большом коэффициенте усиления  $K_y$ . В течение формирования прямого хода ЛИН такой генератор представляет собой интегрирующий операционный усилитель с конденсатором в цепи ООС. Поэтому ГЛИН, где реализуется этот принцип, называют компенсационным с емкостной ООС (или просто ООС) или генератором с инвертирующим усилителем. На практике генераторы ЛИН с ООС часто оказываются более точными и эффективными, чем генераторы ЛИН с ПОС.

### ГЛИН с последовательной ПОС

Общая схема практических генераторов ЛИН с последовательной ПОС показана на рис. 9.15. Поскольку, как уже указывалось, изолировать оба полюса источника питающего напряжения от «земли» весьма трудно, функции этого источника выполняет начальное напряжение  $U_{C10}$  на разделительном конденсаторе  $C_1$ . Начальный заряд этого конденсатора восстанавливается после окончания обратного хода ЛИН током от источника  $E$  через ключ  $K_{л2}$  и выходное сопротивление  $R_{вых}$  усилителя. Ключ  $K_{л1}$  коммутирует напряжение на зарядном конденсаторе  $C$ .

В начальном состоянии при  $t < t_0$  ключи замкнуты и в цепи, состоящей из этих ключей и зарядного резистора  $R$ , от источника  $E$  протекает постоянный ток  $I_0$ . При этом напряжение  $U_{C10}$  на разделительном конденсаторе  $C_1$  близко к  $E$ , а на зарядном конденсаторе  $C$  поддерживается сравнительно низкий начальный потенциал  $U_0$ . В момент  $t = t_0$  ключи размыкаются и за счет напряжения в контуре, состоящем из зарядной  $RC$ -цепи и выходной цепи усилителя, возникает начальный ток, в первом приближении равный  $I_0$ .

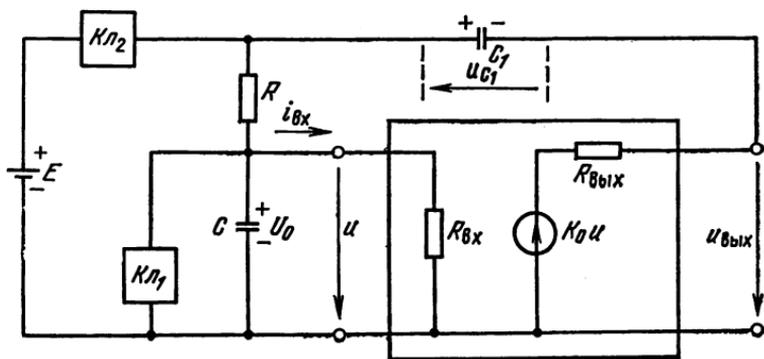


Рис. 9.15

Рост напряжения  $u$  на зарядном конденсаторе  $C$  вызывает увеличение потенциала  $u_{\text{вых}}$  выходной клеммы усилителя, которое передается через разделительный конденсатор  $C_1$  на верхнюю клемму зарядного резистора  $R$ . Если потенциал верхней клеммы  $R$  будет расти с той же скоростью, что и напряжение на конденсаторе  $C$ , то зарядный ток, протекающий в указанном контуре, будет оставаться постоянным и скорость нарастания напряжения  $u$  также будет постоянной. При отсутствии ограничений в усилителе рабочий ход заканчивается при замыкании ключа  $K_{\text{Л}1}$ , через который происходит разряд конденсатора в течение обратного хода.

Ключ  $K_{\text{Л}2}$  обычно замыкается после окончания обратного хода. Таким образом, в течение обратного хода ЛИН, как и в течение прямого, заряд конденсатора  $C_1$  под влиянием приблизительно постоянного тока  $I_0$  уменьшается на значение  $\Delta Q \approx I_0 (\tau + \tau_{0\text{x}})$ . При замыкании ключа  $K_{\text{Л}2}$  этот заряд восстанавливается, после чего схема возвращается в исходное состояние.

Выясним, каковы должны быть параметры схемы для получения линейно изменяющегося напряжения  $u$ . Отсчитывая время от начала прямого хода, из схемы на рис. 9.15 при разомкнутых ключах можно получить следующее изображение напряжения:

$$u(p) = U_{C_{10}}/C (R + R_{\text{вых}}) (p - p_1) (p - p_2), \quad (9.37)$$

где корни  $p_1$  и  $p_2$  определяются характеристическим уравнением

$$p^2 + p \frac{K}{C(R + R_{\text{вых}})} + \frac{1}{C_1 R_{\text{вых}} C (R + R_{\text{вых}})} = 0, \quad (9.38)$$

где  $K = 1 - K_{\text{У}} + C/C_1 + (R + R_{\text{вых}})/R_{\text{вых}}$  — параметр линеаризации.

Исходя из принципа действия схемы на рис. 9.14,  $a$ , параметр линеаризации  $K$  необходимо уменьшать, а параметры  $C_1$ ,  $R_{\text{вых}}$  увеличивать. При этом  $p_1 \approx -(KC_1 R_{\text{вых}})^{-1}$ ,  $p_2 \approx -K/C (R + R_{\text{вых}})$ , причем  $|p_1|^{-1} \ll |p_2|^{-1}$ .

Длительность  $\tau$  прямого хода ЛИН будет соответствовать условию

$$\tau \ll KC_1 R_{\text{вых}}. \quad (9.39)$$

Пренебрегая малым корнем  $p_1$ , можно приближенно определить оригинал (9.37):

$$u(t) \approx E_{\text{эР}} [1 - \exp(-t/\tau_{\text{эР}})], \quad (9.40)$$

где  $\tau_{\text{эР}} = C (R + R_{\text{вых}})/K$ ;  $E_{\text{эР}} = U_{C_{10}}/K$ .

Из соотношения (9.40) следует, что за счет напряжения положительной обратной связи в  $1/K$  раз возрастают эквивалентное зарядное сопротивление и напряжение источника зарядного тока.

Из формулы (9.40) можно найти начальную скорость ЛИН и коэффициент нелинейности:

$$\dot{i}(0) = \frac{I_0}{C} = \frac{U_{C10}}{\tau_0(1 + R_{\text{ВЫХ}}/R)}; \quad (9.41a)$$

$$\xi = \tau/\tau_{\text{ВК}} = K_E K, \quad (9.41b)$$

$$I_0 = \frac{U_{C10}}{\tau_0(1 + R_{\text{ВЫХ}}/R)}, \quad \tau_0 = RC; \quad K_E = \frac{U_m}{U_{C10}}.$$

Таким образом, из формулы (9.41) следует, что ГЛИН, реализованный по схеме на рис. 9.15, дает выигрыш в линейности в  $1/K$  раз по сравнению с простым ГЛИН. Из формул (9.40) и (9.41) также видно, что в этой схеме можно получить точно линейный прямой ход ЛИН, выбрав коэффициент усиления  $K_y$  в соответствии с равенством

$$K = 1 - K_y + C/C_1 + (R + R_{\text{ВЫХ}})/R_{\text{ВХ}} = 0. \quad (9.42)$$

Условие (9.42) можно выполнить, включив, например, двухкаскадный усилитель, имеющий соответствующий коэффициент усиления. Однако на практике нелинейность и нестабильность характеристик транзисторов и параметров элементов схемы неизбежно приведет к нарушению равенства (9.42), причем незначительные изменения параметров (например  $K_y$ ) вызывают изменения линейности ЛИН в несколько раз. Для уменьшения этого недостатка необходимо стабилизировать значение  $K_y$ , вводя глубокую отрицательную обратную связь.

На практике функции усилителя с коэффициентом передачи, близким к единице, выполняют эмиттерный повторитель (ЭП) или операционный усилитель (ОУ).

Схема ГЛИН с операционным усилителем изображена на рис. 9.16, а. В качестве второго ключа используется диод  $D$ , закрывающийся на время прямого хода и большей части обратного хода (интервал  $t_0 \dots t_2$  на рис. 9.16, б) за счет того, что потенциал его катода становится выше потенциала анода при передаче ЛИН операционным усилителем. В качестве основного управляемого ключа используется ненасыщенный транзисторный ключ  $T$  (см. § 9.2).

В момент  $t_0$  фронт управляющего импульса закрывает транзистор ключа и потенциал на неинвертирующем входе ОУ начинает нарастать с начальной скоростью, обусловленной зарядным током, протекавшим ранее через замкнутый ключ. Поскольку выход ОУ соединен с катодом диода через конденсатор  $C_1$  большой емкости, то вначале, пока диод не закроется, коэффициент усиления ОУ невелик и напряжение  $U$  изменяется значительно медленнее напряжения  $u_{\text{ВХ}}$ . В это время цепь обратной связи практически выключена и, следовательно, зарядный ток конденсатора  $C$  несколько уменьшается. Запирание диода и включение цепи обратной связи происходит при повышении потенциала катода диода до значения  $E_k - e_0$ .

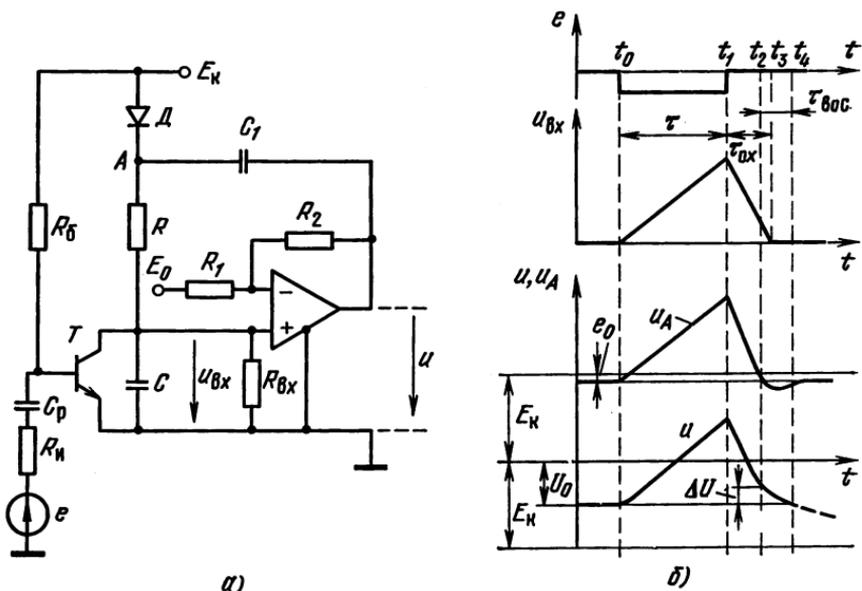


Рис. 9.16

После этого формирование прямого хода ЛИН происходит в соответствии с процессами, рассмотренными для обобщенной схемы, при коэффициенте усиления ОУ по неинвертирующему входу, несколько превышающем единицу.

При открывании ключа в момент  $t_1$  начинается формирование обратного хода ЛИН, в течение которого конденсатор  $C$  разряжается по линеаризованной экспоненте через ключевой транзистор  $T$ . Соответственно убывают и потенциалы выходного напряжения и катода диода. Поскольку на интервале  $t_0 \dots t_2$  начальный заряд конденсатора  $C_1$  несколько уменьшился из-за протекания зарядного тока, то напряжение  $u_A$  в конце обратного хода уменьшается до значения  $E_K - e_0$  (момент  $t_2$ ) несколько раньше, чем установится начальное стационарное напряжение на зарядном конденсаторе  $C$ .

Незадолго до момента  $t_2$  происходит запирающее окончание каскада ОУ в результате того, что при открывании диода выходное напряжение отстает от напряжения на входе окончательного каскада ОУ, определяемого разрядом конденсатора  $C$ . В момент  $t_2$  диод открывается и начинается процесс восстановления начального напряжения  $U_{C10}$  на разделительном конденсаторе  $C_1$ , который, таким образом, проходит при закрытом окончательном каскаде ОУ. Интервал восстановления заканчивается в момент  $t_4$ , когда вновь открывается окончательный каскад ОУ.

Требуемый для получения наивысшей линейности коэффициент усиления ОУ обуславливается резисторами  $R_1, R_2$ ; дополнительный источник  $E_0$  позволяет изменять начальный уровень выходного напряжения и увеличивать максимальную амплитуду ЛИН на выходе генератора.

**Параметры прямого хода ЛИН.** В соответствии с обобщенной схемой на рис. 9.15 и характеристиками ОУ, рассмотренными в гл. 2, можно считать, что  $R_{вых} \approx 0$ ;  $R_{вх}$  — сравнительно большое сопротивление утечек неинвертирующего входа ОУ, а коэффициент усиления ОУ

$$K_y \approx 1 + R_2/R_1. \quad (9.43)$$

В этом случае наивысшая линейность, соответствующая условию  $K = 0$ , будет иметь место при выполнении соотношения

$$\frac{R_2}{R_1} \approx \frac{C}{C_1} + \frac{R}{R_{вх}}. \quad (9.44)$$

Количественно нелинейность можно оценить степенью выполнения равенства (9.44) с учетом разброса номинальных значений элементов схемы и сопротивления  $R_{вх}$  ОУ.

Начальная скорость нарастания ЛИН  $\dot{u}(0)$  зависит от зарядного тока, равного

$$I_0 \approx U_{C10}/R \approx E_K/R. \quad (9.45)$$

Так как выходное сопротивление ОУ мало, рассматриваемая схема практически нечувствительна к влиянию нагрузки. Начальный уровень выходного напряжения

$$U_0 \approx -ER_2/R_1. \quad (9.46)$$

**Длительность обратного хода и время восстановления.** Длительность обратного хода  $\tau_{ох} = t_3 \dots t_1$  определяется формулой (9.286), где  $K_{нас} = I_B/I_{в нас} = E_K\beta/I_0R_6$ . Время восстановления  $\tau_{вос}$  начального напряжения можно оценить приближенно, считая начальный участок экспоненциального напряжения  $U$  на интервале  $t_3 \dots t_4$  линейным (рис. 9.16, б):

$$\tau_{вос} \approx \tau'_{эк} \Delta u / [\Delta u + (E_K - U_0)], \quad (9.47)$$

где  $\tau'_{эк} = C_1R_n$ ,  $R_n$  — сопротивление нагрузки закрытого оконечного каскада ОУ;  $\Delta u \approx \tau E_K (1 + 1/(K_{нас} - 1)) / (C_1R)$ .

### ГЛИН с параллельной ПОС

В этом устройстве (рис. 9.17, а), соответствующем схеме рис. 9.14, б, для стабилизации коэффициента усиления, необходимого для создания тока  $i_2$ , компенсирующего убывание тока  $i_1$  по мере заряда конденсатора, к инвертирующему входу также подключены резисторы  $R_1, R_2$ . Таким образом, при надлежащем выборе сопротивлений  $R_1 \dots R_4$  рабочий ход ЛИН на входе и выходе ОУ будет обладать высокой степенью линейности (рис. 9.17, б). Начальная скорость нарастания напряжения  $u_{вх}$  на конденсаторе будет обусловлена током  $I_{C0}$ :

$$I_{C0} = \frac{E_K}{R_4} - \frac{E_0 R_2}{R_1 R_3}. \quad (9.48)$$

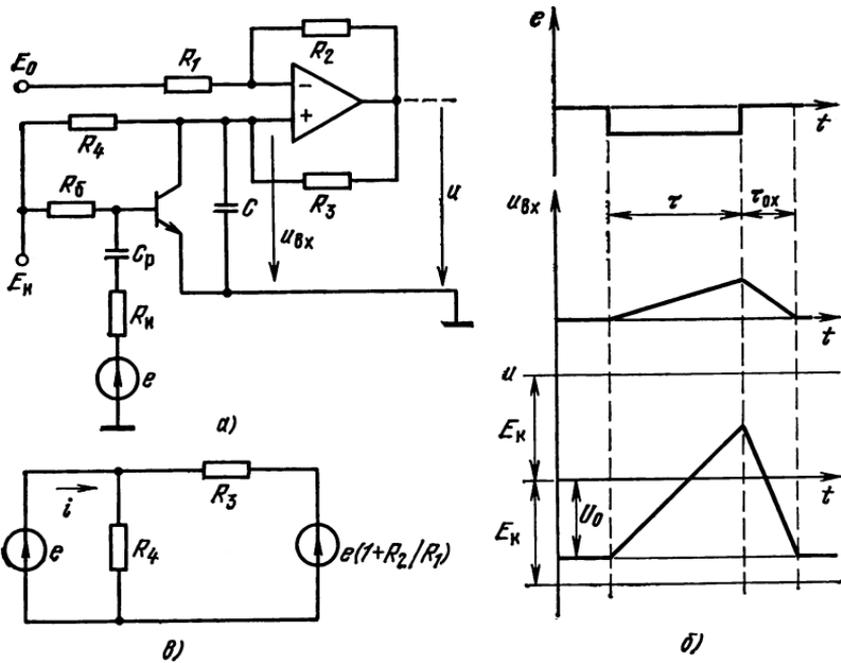


Рис. 9.17

Таким образом, в отличие от схемы рис. 9.16, а, регулировка начального уровня  $U_0 \approx -E_0 R_2 / R_1$  ЛИН оказывается связанной с регулировкой его скорости, что является недостатком данной схемы.

Рассмотрим условия выбора сопротивлений  $R_1 \dots R_4$ . Представим постоянную времени  $\tau_{вк}$  экспоненты заряда конденсатора  $C$  в виде произведения

$$\tau_{вк} = CR_{вк}, \tag{9.49}$$

где  $R_{вк}$  — эквивалентное дифференциальное сопротивление со стороны неинвертирующего входа схемы рис. 9.17 при формировании прямого хода ЛИН. Проводимость  $G_{вк} = 1/R_{вк}$  можно найти из эквивалентной схемы на рис. 9.17, в (где пренебрегается входными сопротивлениями ОУ) как

$$G_{вк} = \frac{i}{e} = G_4 - \frac{R_2 G_3}{R_1}. \tag{9.50}$$

Для получения совершенной линейности необходимо положить  $G_{вк} = 0$ , что соответствует выполнению условия

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_2}{R_1}. \tag{9.51}$$

Если учесть воздействие сопротивлений  $R_{вх}$  на входах ОУ, то нелинейность будет полностью скомпенсирована при

$$R_2 = R_3 = R_{оо} \text{ и } R_1 = R_4 = R. \tag{9.52}$$

В [27] показано, что при выполнении (9.52) отношение  $R_{oc}/R$  следует выбирать из условия получения максимальной амплитуды ЛИН на выходе ОУ, а сами сопротивления зависят от ожидаемого разброса входных сопротивлений ОУ.

Преимуществом схемы на рис. 9.17, а перед схемой на рис. 9.16, а является отсутствие конденсатора  $C_1$  большой емкости и связанного с ним процесса восстановления.

### Компенсационные ГЛИН с ООС

Из-за наличия цепи эффективной ООС и отсутствия источника напряжения с изолированными от «земли» полюсами рассматриваемые генераторы являются наиболее эффективными и используются наиболее широко в устройствах на интегральных схемах.

Основная схема ГЛИН с ООС, позволяющая выявить требования к параметрам для формирования прямого хода ГЛИН, приведена на рис. 9.18, а. В этой схеме обычный транзисторный усилитель представлен эквивалентной схемой усилителя тока. При замкнутом ключе ( $Kл$ ), как диодном, так и транзисторном, входной каскад усилителя закрыт и выходное напряжение  $u = U_0 \leq E_k$ , где  $E_k$  — напряжение питания усилителя. При размыкании ключа при  $t = t_0$  начинается перезаряд конденсатора  $C$  током  $i_c$ , стабилизированным за счет того, что входное напряжение усилителя изменяется значительно медленнее, чем напряжения на конденсаторе и на выходе усилителя, разностью которых оно является.

Экспоненциальный закон изменения выходного напряжения на интервале прямого хода ЛИН (принимая, как обычно, за начало отсчета времени точку  $t = t_0$ ) можно описать следующим выражением:

$$u = u(\infty) - [u(\infty) - U_0] \exp\left(-\frac{t}{\tau_{вк}}\right), \quad (9.53a)$$

где  $u(\infty) = K_i R_{вых} i_{вх}(\infty) = k_i R_{вых} E / (R + R_{вх})$ ;  $\tau_{вк} = CR_{вк}$ . Эквивалентное сопротивление  $R_{вк}$  цепи перезаряда конденса-

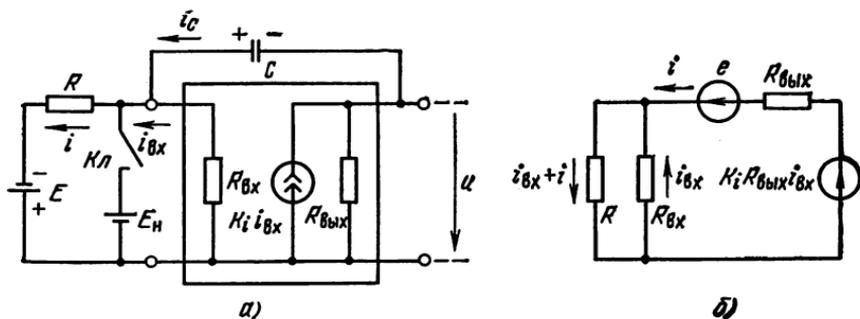
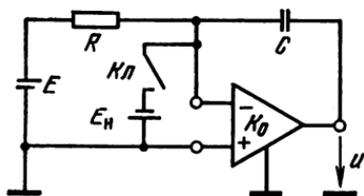
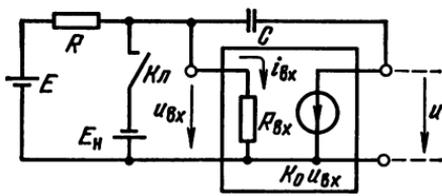


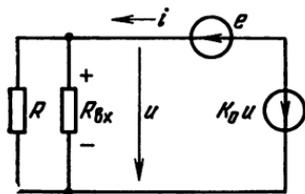
Рис. 9.18



а)



б)



в)

тора можно определить, включив между полюсами 1 и 2 источник произвольного напряжения  $e$  вместо конденсатора  $C$  (рис. 9.18, б):

$$R_{\text{ЭН}} = \frac{e}{i} = \frac{(1+K_i) R R_{\text{ВЫХ}}}{R + R_{\text{ВХ}}} \left[ 1 + \frac{R_{\text{ВХ}}}{(1+K_i) R} + \frac{R_{\text{ВХ}}}{(1+K_i) R_{\text{ВЫХ}}} \right]. \quad (9.536)$$

Рис. 9.19

Учитывая соотношения (9.53), можно найти начальную скорость и коэффициент нелинейности:

$$\dot{u}(0) = \frac{1}{C} \left[ \frac{u(\infty) - U_0}{R_{\text{ЭН}}} \right] = \left[ 1 + \frac{R_{\text{ВХ}}}{(1+K_i) R} + \frac{R_{\text{ВХ}}}{(1+K_i) R_{\text{ВЫХ}}} \right]^{-1} \times \left[ \frac{K_i}{1+K_i} \frac{E}{R} - \frac{U_0}{(1+K_i) R_{\text{ВЫХ}}} \left( 1 + \frac{R_{\text{ВХ}}}{R} \right) \right] \frac{1}{C}; \quad (9.54a)$$

$$\xi = \frac{\tau}{\tau_{\text{ЭН}}} = \frac{\tau(1+R_{\text{ВХ}}/R)}{C(1+K_i) R_{\text{ВЫХ}}} \left[ 1 + \frac{R_{\text{ВХ}}}{(1+K_i) R} + \frac{R_{\text{ВХ}}}{(1+K_i) R_{\text{ВЫХ}}} \right]^{-1}. \quad (9.546)$$

Устройство, реализованное по схеме на рис. 9.18, а, будет работать эффективно, т. е. иметь малый коэффициент нелинейности и слабую зависимость начальной скорости от параметров усилителя при следующих условиях:

$$K_i \gg 1; \quad \frac{R_{\text{ВХ}}}{(1+K_i) R} \ll 1; \quad \frac{R_{\text{ВХ}}}{(1+K_i) R_{\text{ВЫХ}}} \ll 1. \quad (9.55)$$

которые можно назвать условиями правильной работы ГЛИН. Учитывая соотношения (9.55), приближенно получаем, что

$$\dot{u}(0) \approx I_0/C; \quad \xi \approx \lambda K_E R (1 + R_{\text{ВХ}}/R) / (K_i R_{\text{ВЫХ}}), \quad (9.56)$$

где  $I_0 = E/R$ ;  $\lambda = E_K/E$ ;  $K_E = U_m/E_K$ .

Операционный усилитель, рассмотренный в гл. 2, может служить эффективным стабилизатором разрядного тока, когда требуемая максимальная амплитуда не превышает линейного участка выходной характеристики —  $U^H \dots U^B$ . Основная схема ГЛИН на ОУ приведена на рис. 9.19, а. При формировании прямого хода выходное сопротивление ОУ предполагается пренебрежимо малым

( $R_{\text{вх}} \approx 0$ ), а входное — конечным ( $R_{\text{вх}} \neq 0$ ) (рис. 9.19, б). После размыкания ключа выходное напряжение будет описываться экспонентой (9.53а) с параметрами

$$u(\infty) = -K_0 \quad u_{\text{вх}}(\infty) = -K_0 ER_{\text{вх}}/(R + R_{\text{вх}}); \quad (9.57a)$$

$$\tau_{\text{эК}} = CR_{\text{эК}}. \quad (9.57б)$$

Для определения  $R_{\text{эК}}$  используем эквивалентную схему на рис. 9.19, в, из которой видно, что

$$R_{\text{эК}} = u/i = (1 + K_0) (R \parallel R_{\text{вх}}). \quad (9.57в)$$

Из (9.57а) можно найти начальную скорость и коэффициент нелинейности ЛИН:

$$\dot{u}(0) = -\frac{1}{C} \left[ \frac{K_0}{1+K_0} \frac{E}{R} - \frac{U_0}{1+K_0} \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{\text{вх}}} \right) \right]; \quad (9.58)$$

$$\xi = \frac{\tau}{CR_{\text{эК}}} = \frac{\tau}{(1+K_0)C} \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{\text{вх}}} \right).$$

Из соотношений (9.58) следует, что устройство, реализованное по схеме на рис. 9.19, а, будет работать правильно при

$$K_0 \gg 1; \quad R_{\text{вх}} \gg R. \quad (9.59)$$

Как известно, первое условие выполняется с высокой эффективностью на линейном участке характеристик усилителя, второе — ограничивает верхний предел разрядного сопротивления  $R$ .

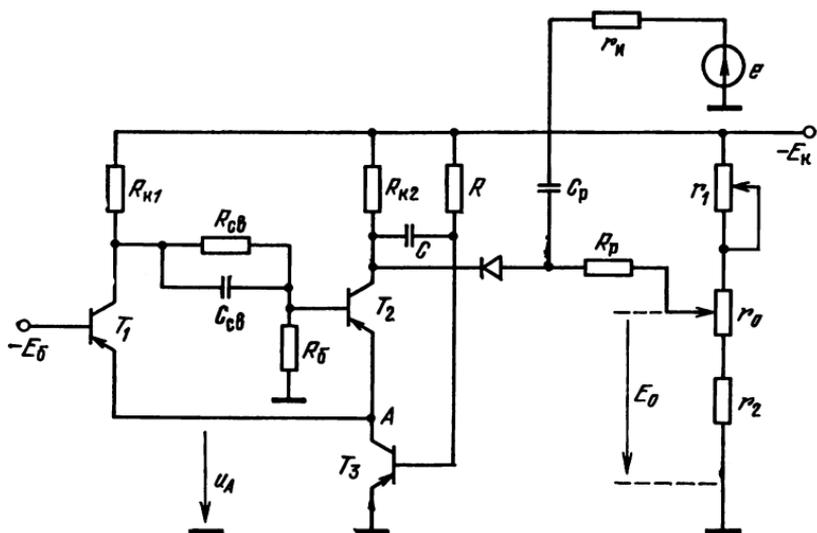
При выполнении условий (9.59)

$$\dot{u}(0) \approx -\frac{I_0}{C}; \quad \xi = \frac{\tau}{CRK_0} = \frac{K_E}{K_0} \lambda. \quad (9.60)$$

Так как для операционных усилителей  $K_0 = 10^4 \dots 10^5$ , то в рассматриваемых генераторах можно получить весьма высокую линейность прямого хода ЛИН ( $\xi < 10^{-2}\%$ ).

**Фантастронные генераторы импульсов.** Фантастронными генераторами импульсов (фантастрами) называются релаксационные генераторы с ЛИН на хронизирующем (временязадающем) конденсаторе, которое формируется компенсационным методом. Таким образом, основой любого фантастронного генератора импульсов является один из ЛИН с отрицательной обратной связью, рассмотренных в § 9.4. Фантастроны обладают более высокой стабильностью формы колебаний по сравнению с мультивибраторами и могут работать как в ждущем, так и в автоколебательном режиме.

В фантастрах достаточно просто и удобно осуществляется линейное изменение длительности импульсов, периода или частоты колебаний при изменении управляющего напряжения, в связи с чем эти генераторы часто используют в устройствах регулируемой временной задержки импульсов. В этом случае фантастрон работает в режиме спускового устройства, в котором длительность  $\tau$  временно устойчивого состояния (длительность импульса) пропорциональна



а)

управляющему напряжению  $E_0$  и его точность характеризуется относительным отклонением  $\delta\tau = \Delta\tau/\tau$  длительности импульса от расчетного значения.

При использовании фанастрона в качестве ГЛИН, длительность прямого хода которого определяется свойствами генератора и не зависит от пускового импульса, основное значение имеет постоянство скорости ЛИН; точность генератора характеризуется нелинейностью и нестабильностью прямого хода ЛИН в соответствии с соотношениями, рассмотренными ранее. Другой важной характеристикой фанастронов является быстрдействие, характеризуемое максимальным коэффициентом заполнения  $\eta = \tau/T$ , где  $T$  — минимально допустимый период следования пусковых импульсов (в ждущем режиме) или минимально возможный период колебаний (в режиме автоколебаний).

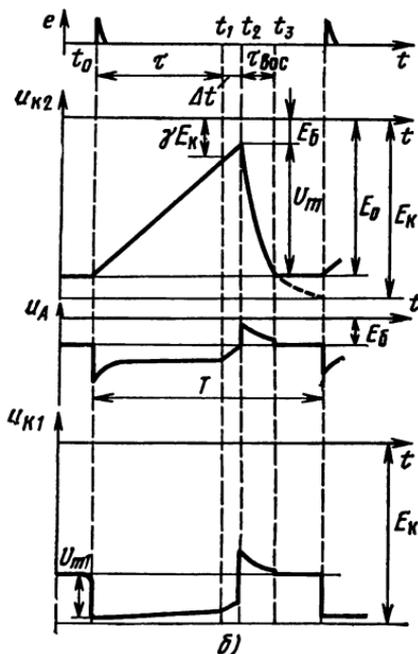


Рис. 9.20

На рис. 9.20, а представлена одна из основных схем ждущих транзисторных фанастронов. В начальном устойчивом состоянии транзистор  $T_2$  закрыт, а транзисторы  $T_1$  и  $T_3$  открыты, причем  $T_3$

находится в активном режиме, а  $T_1$  может находиться как в активном режиме, так и в режиме насыщения. Положительный пусковой импульс тока генератора через пусковой диод и конденсатор  $C$  поступает в базу транзистора  $T_3$ , уменьшая его ток. Потенциал точки  $A$  (эмиттер  $T_1$ ) понижается, и соответственно уменьшается ток транзистора  $T_1$ . Уменьшение потенциала коллектора  $T_1$  передается через ускоряющий конденсатор  $C_{св}$  на базу  $T_2$ , который переходит в режим усиления и замыкает цепь ПОС, запуская тем самым фантастрон.

Положительной обратной связью через транзистор  $T_1$  охвачены два контура. В первом из них изменение потенциала точки  $A$  усиливается коллекторной цепью транзистора  $T_1$ , передается через цепь связи  $R_{св}C_{св}$  на базу  $T_2$ , повторяется в его эмиттерной цепи, вновь усиливается коллекторной цепью  $T_1$  и т. д. Второй контур включает коллекторную цепь  $T_2$ , изменение потенциала точки  $A$  после усиления коллекторной цепью  $T_1$  и передачи на базу  $T_2$  усиливается коллекторной цепью этого транзистора, передается через конденсатор  $C$  на базу  $T_3$  и усиливается его коллекторной цепью.

Отрицательной обратной связью охвачен один контур на транзисторах  $T_2$  и  $T_3$ . Напряжение, действующее в этом контуре, стабилизирует изменение потенциалов. Так, например, если потенциалы коллектора  $T_2$  и базы  $T_3$  нарастают, то потенциал точки  $A$  из-за убывания тока  $T_3$  падает, изменение напряжения эмиттер — база транзистора  $T_2$  вызывает уменьшение его коллекторного тока и, следовательно, препятствует дальнейшему повышению потенциала на его коллекторе. Этот контур в течение временно устойчивого состояния является токостабилизирующим, а при коммутации тормозит лавинообразное изменение потенциалов, которое оканчивается, когда транзистор  $T_1$  закрывается отрицательным перепадом напряжения в точке  $A$ .

Таким образом, после быстрого (в первом приближении скачкообразного) изменения потенциалов и токов в схеме начинается сравнительно медленное их изменение — временно устойчивое состояние (интервал  $t_0 \dots t_2$  на рис. 9.20, б). Основным процессом в это время является линеаризованный перезаряд конденсатора  $C$ , обуславливающий приблизительно линейное нарастание потенциала коллектора  $T_2$ . Этот процесс описывается соотношениями, выведенными ранее, с учетом того, что усилитель ГЛИН, включающий транзисторы  $T_2$  и  $T_3$ , является двухкаскадным по схеме общий эмиттер — общая база.

В момент  $t_1$  потенциал коллектора  $T_2$  становится равным потенциалу базы, транзистор  $T_2$  переходит в режим насыщения и скорость нарастания потенциала точки  $A$  (до этого весьма малая) становится равной скорости нарастания ЛИН в коллекторе  $T_2$ , которая, как рассмотрено ранее, имеет весьма стабильное значение. Через некоторое время  $\Delta t$  при  $u_A(t_2) \approx -E_6$  открывается транзистор  $T_1$ , потенциал базы  $T_2$  возрастает, транзистор  $T_2$  вновь пе-

переходит в усилительный режим и происходит опрокидывание схемы, которое заканчивается при закрывании транзистора  $T_2$ .

На интервале  $t_2 \dots t_3$  под влиянием заряда конденсатора  $C$  через коллекторную нагрузку  $R_{к2}$  и входное сопротивление транзистора  $T_3$  восстанавливается начальное состояние схемы.

**Условия работоспособности.** Фантастрон (рис. 9.20,а) будет работоспособен, если его параметры обеспечивают возможность существования двух статических состояний (устойчивого и временно устойчивого) и выполнены условия лавинообразного переброса. В начальном устойчивом состоянии транзистор  $T_2$  должен находиться в режиме отсечки

$$U_{БЭ2} = u_{б2} - u_{э2} > 0, \quad (9.61)$$

где  $u_{б2} \approx \gamma u_{к1}$ ,  $\gamma = R_6 / (R_{св} + R_6)$ ;

$u_{э2} \approx -E_6$  (пренебрегая падением напряжения на сопротивлении  $r_{вх1}$ ).

Потенциал коллектора  $u_{к1}$  зависит от того, в каком режиме находится открытый транзистор  $T_1$ . При насыщенном режиме

$$\alpha_1 I_{э1} \geq I_{кнаст1}, \quad (9.62a)$$

где  $I_{кнаст1} = (E_к - E_6) / R_{к1}$ ;  $I_{э1} \equiv I_{кз} \approx \beta_3 E_к / R$ .

Решая неравенство (9.62a) относительно сопротивления  $R$ , получаем условие насыщения  $T_1$  в следующем виде:

$$R \leq R_{нас} = \alpha_1 \beta_3 R_{к1} / (1 - E_6 / E_к). \quad (9.62б)$$

При  $R \leq R_{нас}$   $u_{к1} \approx -E_6$  транзистор  $T_2$  будет закрыт при отличном от единицы соотношении плеч делителя  $R_{св}$ ,  $R_6$ :

$$\gamma < 1. \quad (9.63a)$$

При  $R > R_{нас}$  транзистор  $T_1$  находится в активном режиме и потенциал его коллектора равен  $u_{к1} \approx -E_к + I_{к1} R_{к1} = -E_к + \alpha_1 \beta_3 R_{к1} E_{к1} / R$ , где не учтено шунтирующее действие сопротивлений делителя  $R_{св} + R_6$ , больших  $R_{к1}$ . Подставляя это значение  $u_{к1}$  в (9.61), получаем условие закрывания  $T_2$

$$\gamma \leq \gamma_{max} = E_6 / E_к (1 - \alpha_1 \beta_3 R_{к1} / R). \quad (9.63б)$$

Во временно устойчивом состоянии необходимо обеспечить высокую линейность прямого хода ЛИН в коллекторной цепи  $T_2$ , а также сделать это напряжение хронизирующим, т. е. определяющим длительность  $\tau$  временно устойчивого состояния.

В соответствии с условиями (9.55) правильной работы ГЛИН с ООС параметры схемы на рис. 9.20, а должны удовлетворять следующим соотношениям:

$$\beta_3 \alpha_2 \gg 1; r_{вх3} / (\beta_3 R) \ll ; \\ r_{вх3} / \beta_3 R_{к2} \parallel r_{вх2} \ll 1. \quad (9.64)$$

Напряжение  $u_{к2}(t)$  будет хронирующим, если транзистор  $T_2$  перейдет в режим насыщения раньше, чем откроется  $T_1$ , т. е.

$$u_{б01} = u_{б1} - u_{01} > 0, \quad (9.65a)$$

где  $u_{б1} = -E_б$ ;  $u_{01}(t_1) \approx u_{б2}(t_1) \approx -\gamma E_к + i_{б2}(t_1)(R_{св} \parallel R_б)$ .

Если коэффициент усиления тока  $T_2$  достаточно велик (что обычно имеет место), второе слагаемое в написанном соотношении для  $u_{01}$  пренебрежимо мало и можно считать, что  $u_{01}(t_1) = U_{01} \approx -\gamma E_к$ . В этом случае из (9.65a) получаем условие насыщения  $T_2$  до открывания  $T_1$  в следующем виде:

$$\gamma > \gamma_{\min} = E_б/E_к. \quad (9.65b)$$

Последним условием является обеспечение достаточно эффективной цепи ПОС при попадании в активный режим одновременно всех трех транзисторов, что необходимо для лавинообразного переключения фантастрона в начале и конце временно устойчивого состояния. Это достигается при  $K_p > 1$ , где  $K_p$  — петлевой коэффициент усиления при размыкании цепи, входящей в оба контура, охватываемых ПОС (например, цепи связи между коллектором  $T_1$  и базой  $T_2$ ). Анализ показывает, что указанное условие выполняется, если эквивалентная нагрузка в коллекторной цепи  $T_1$  (считая  $C_{св}$  замкнутым накоротко) не очень мала:

$$R_{к1} \parallel R_б > r_{вх1}/(1 + \beta). \quad (9.66)$$

**Длительность импульса.** Длительность временно устойчивого состояния  $\tau = t_0 \dots t_2$  (или сокращенно длительность импульса фантастрона) нетрудно приближенно вычислить, считая прямой ход ЛИН абсолютно линейным:

$$\tau \approx \frac{E_0 - E_б}{\dot{u}(0)} = \tau_0 (E'_0 - E'_б), \quad (9.67)$$

где  $\tau_0 = RC$ ;  $E'_0 = E_0/E_к$ ;  $E'_б = E_б/E_к$ .

Из формулы (9.67) следует, что длительность импульса в первом приближении прямо пропорциональна управляющему напряжению  $E_0$ . Таким образом, шкалу линейного потенциометра  $r_0$  можно градуировать непосредственно в единицах времени — микро- или миллисекундах. Регулировка возможна в пределах интервала  $\tau_\phi = t_1 \dots t_0$ , и степень линейности ее можно оценить следующим образом. Используя обобщенное уравнение экспоненты для напряжения  $u_{к2} = u$ , находим

$$\tau_\phi = -\tau_{0к} \ln \left[ 1 - \frac{u(\tau_\phi) - u(0)}{u(\infty) - u(0)} \right], \quad (9.68a)$$

где  $\tau_{0к} \approx CR_{к1} (1 + \beta_3 \alpha_2)/(1 + r_{вх1}/R)$ ; для  $R_{к1} \ll r_{вх2}$  и  $\tau_\phi \approx -\gamma E_к$ ;  $u(0) \approx -E_0$ .

Раскладывая (9.68а) в убывающий степенной ряд и ограничиваясь квадратным членом разложения, получаем

$$\tau_{\phi} \approx \tau_{\text{ЭК}} \frac{u(\tau_{\phi}) - u(0)}{u(\infty) - u(0)} \left[ 1 + \frac{1}{2} \frac{u(\tau_{\phi}) - u(0)}{u(\infty) - u(0)} \right] = \frac{E_0 - \gamma E_{\text{К}}}{\dot{u}(0)} \times \\ \times \left[ 1 + \frac{1}{2} \frac{E_0 - \gamma E_{\text{К}}}{\tau_{\text{ЭК}} \dot{u}(0)} \right] = \tau_0 (E'_0 - \gamma) \left[ 1 + \frac{1}{2} \frac{E'_0 - \gamma}{\beta_3} \frac{R}{R_{\text{К2}}} \right]. \quad (9.68б)$$

Характер параболической функции  $\tau_{\phi} = f(E'_0)$  иллюстрируется рис. 9.21. Для определения максимального отклонения  $\Delta\tau_{\phi}$ , а также его относительного значения  $\delta\tau_{\phi} = \Delta\tau_{\phi} / (E'_{0 \text{ max}} - E'_{0 \text{ min}})$  от линейного закона градуировки шкалы потенциометра  $r_0$  можно использовать ту же самую методику, которая была рассмотрена в § 9.2 для оценки ошибки смещения ЛИН. Из этой методики следует, что

$$\delta\tau_{\phi} = \frac{1}{8} \frac{E'_{0 \text{ max}} - E'_{0 \text{ min}}}{\tau_{\text{ЭК}} \dot{u}(0)} = \frac{1}{8\beta_3} \frac{R}{R_{\text{К2}}} (E'_{0 \text{ max}} - E'_{0 \text{ min}}). \quad (9.69)$$

Из формулы (9.69) видно, что линейность регулировки улучшается при сужении диапазона  $E'_{0 \text{ max}} - E'_{0 \text{ min}}$  и при уменьшении отношения  $R/R_{\text{К2}}$ . Минимально допустимое значение отношения  $R/R_{\text{К2}}$  ограничивается предельно допустимой длительностью обратного хода ЛИН  $T - \tau_{\phi \text{ max}}$  (считая неуправляемый интервал  $\Delta t = t_2 \dots t_1$  пренебрежимо малым  $\Delta t \ll \tau_{\phi \text{ max}}$ , как это обычно бывает на практике).

Длительность обратного хода  $\tau_{0\text{х}}$  при максимальной длительности импульса  $\tau_{\phi \text{ max}}$  определяется соотношением

$$\tau_{0\text{х}} = k_{\text{вос}} C R_{\text{К2}} = k_{\text{вос}} R_{\text{К2}} \tau_0 / R, \quad (9.70)$$

где  $k_{\text{вос}} = \ln [(1 - E'_0) / (1 - E'_{0 \text{ max}})]$ .

Из (9.70) следует, что

$$\left( \frac{R}{R_{\text{К2}}} \right)_{\text{min}} = \frac{k_{\text{вос}} \tau_0}{T - \tau_{\phi \text{ max}}} = \frac{k_{\text{вос}}}{T - \tau_{\phi \text{ max}}} \frac{\tau_{\phi \text{ max}}}{E'_0 - \gamma} = \frac{\eta}{1 - \eta} \frac{k_{\text{вос}}}{E'_{0 \text{ max}} - \gamma}. \quad (9.71)$$

Подставляя в (9.69)  $(R/R_{\text{К2}})_{\text{min}}$  из (9.71), получаем

$$\delta\tau_{\phi \text{ min}} = \frac{1}{8} \frac{k_{\text{вос}} \eta}{\beta_3 (1 - \eta)} \frac{E'_{0 \text{ max}} - E'_{0 \text{ min}}}{E'_{0 \text{ max}} - \gamma}. \quad (9.72а)$$

Если  $E'_{0 \text{ min}} \approx \gamma$ , как выбирают на практике, то

$$\delta\tau_{\phi \text{ min}} \approx \frac{1}{8} \frac{k_{\text{вос}} \eta}{\beta_3 (1 - \eta)}. \quad (9.72б)$$

Функция (9.72б) аналогична функциям  $\xi_{\text{min}} = f(\eta)$  в рассмотрен-

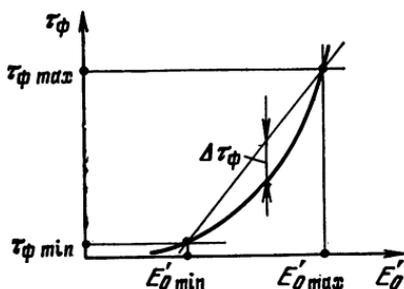
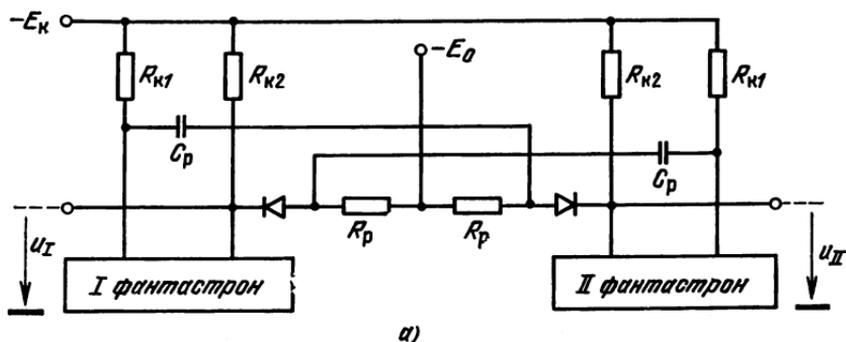
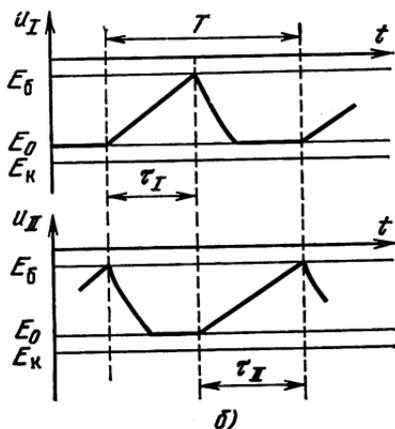


Рис. 9.21



а)



ных ГЛИН. Регулировку длительности импульса фантастрона можно сделать линейной, используя те же методы, что и в генераторах с ООС (коммутация нагрузки, применение усилителей с увеличенным коэффициентом усиления тока).

**Амплитуда выходных импульсов.** При использовании фантастрона в качестве генератора приблизительно прямоугольных импульсов нагрузка включается обычно в коллекторную цепь  $T_1$ . В этом случае для повышения стабильности амплитуды импульсов целесообразно использовать насыщенный режим  $T_1$  в начальном устойчивом состоянии. При этом

Рис. 9.22

образно использовать насыщенный режим  $T_1$  в начальном устойчивом состоянии. При этом

$$U_m = |U_{\max}| - |U_{\min}| = E_k - E_b - I_{k0}R_{k1}.$$

**Автоколебательный режим работы.** Если в схеме рис. 9.20, а удалить сопротивление  $R_{св}$  и нижнюю клемму сопротивления  $R_6$  подключить к источнику отрицательного напряжения, то начальное устойчивое состояние превращается во временно устойчивое. Длительность этого состояния (мультивибраторная часть периода колебаний) обусловлена экспоненциальным разрядом конденсатора  $C_{св}$  через сопротивление  $R_6$  и коллекторную цепь транзистора  $T_1$ . После открывания транзистора  $T_2$  будет формироваться фантастронная часть периода, как и в ждущем фантастроне за счет линейного разряда конденсатора  $C$ .

В отношении стабильности периода автоколебаний такой релаксатор не имеет преимуществ перед мультивибраторами. Более высокую стабильность, аналогичную стабильности ждущего фантастрона, имеет генератор, реализованный по схеме на рис. 9.22, а. Он образован из двух ждущих фантастронов с перекрестными связями.

ми, обеспечивающими попеременный запуск одного фантастрона при окончании временно устойчивого состояния другого (рис. 9.22, б). При одновременной регулировке управляющего напряжения  $E_0$  такое устройство обеспечивает весьма точную линейную зависимость периода колебаний от этого напряжения, введя регулируемое напряжение, питающее хранирующие сопротивления  $R$  в цепях базы транзисторов  $T_3$ , можно осуществить линейную регулировку частоты автоколебаний.

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ

- 9.1. Перечислить основные характеристики ГЛИН и вывести формулы, определяющие начальную скорость прямого хода, ошибки смещения и коэффициент нелинейности ЛИН.
- 9.2. Построить схему ГЛИН с простой интегрирующей цепью; определить коэффициент нелинейности и стабильность прямого хода ЛИН, а также влияние нагрузки.
- 9.3. Построить схему и пояснить принцип действия ГЛИН с диодным ключом; определить длительность обратного хода ЛИН.
- 9.4. Построить схему и пояснить принцип действия ГЛИН с транзисторным ключом, определить длительности задержки выключения ключа и обратного хода ЛИН (для двух типов ключей: насыщенного и ненасыщенного).
- 9.5. Построить схему ГЛИН с транзистором в качестве токостабилизирующего двухполюсника и показать форму его колебаний; пояснить принцип действия.
- 9.6. Построить эквивалентную схему ГЛИН (рис. 9.11); определить начальную скорость, линейность прямого хода ЛИН и влияние нагрузки.
- 9.7. Провести оптимизацию параметров ГЛИН (рис. 9.11) для получения наивысшей линейности.
- 9.8. Пояснить с помощью эквивалентных схем метод уменьшения нелинейности ЛИН с помощью компенсирующего напряжения.
- 9.9. Построить обобщенную схему ГЛИН с последовательной ПОС; определить требования к выбору параметров этой схемы для получения ЛИН; определить коэффициент нелинейности и начальную скорость прямого хода ЛИН.
- 9.10. Построить схему и форму колебаний ГЛИН с последовательной ПОС с использованием ОУ и показать форму его колебаний; пояснить принцип действия; определить параметры прямого хода ЛИН, длительность обратного хода и времени восстановления.
- 9.11. Построить схему ГЛИН с параллельной ПОС и показать форму его колебаний; выбрать параметры схемы с точки зрения получения наивысшей линейности.
- 9.12. Построить основную схему ГЛИН с ООС; пояснить принцип действия; определить начальную скорость прямого хода ЛИН и коэффициент нелинейности при выборе параметров в соответствии с условиями правильной работы.
- 9.13. Построить принципиальную схему и форму колебаний однокаскадного ГЛИН с ООС; пояснить принцип действия.
- 9.14. Определить параметры прямого хода ЛИН и длительность обратного хода для генератора в задаче 9.12.
- 9.15. Вывести соотношения, определяющие влияние резистивной и емкостной составляющей нагрузки для ГЛИН в задаче 9.12.
- 9.16. Выбрать параметры ГЛИН с некоммутируемой и коммутируемой нагрузкой с точки зрения получения наивысшей линейности.
- 9.17. Построить схему ГЛИН на ОУ; пояснить принцип действия; определить начальную скорость и коэффициент нелинейности прямого хода

- ЛИН при выборе параметров в соответствии с условиями правильной работы.
- 9.18. Построить схему фантастронного генератора импульсов, показать форму его колебаний, пояснить принцип действия.
  - 9.19. Определить условия правильной работы фантастрона (рис. 9.20).
  - 9.20. Определить длительность импульса фантастрона (рис. 9.20) и степень линейности его регулировки.
  - 9.21. Построить схему фантастрона, работающего в режиме автоколебаний; показать форму его колебаний и пояснить принцип действия.
  - 9.22. Построить схему генератора импульсов, образованного двумя фантастронами с перекрестными связями; показать форму его колебаний и пояснить принцип действия.

## Глава 10

### СИНХРОНИЗАЦИЯ РЕЛАКСАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ И ДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ

#### 10.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Режим синхронизации самовозбуждающегося релаксационного генератора имеет место при воздействии внешнего периодического сигнала, называемого управляющим или синхронизирующим. Если в режиме автоколебаний частота колебаний релаксатора зависела от параметров схемы, то в режиме синхронизации при выполнении определенных условий эта частота становится равной или кратной частоте управляющего сигнала. Отношение частоты управляющего сигнала к частоте колебаний синхронизированного релаксатора называется коэффициентом деления или кратностью синхронизации  $n_c$ . При  $n_c = 1$  имеет место режим синхронизации или захватывания на основной частоте, при целочисленном  $n_c > 1$  — режим деления частоты или синхронизации на субгармонике.

Ждущий релаксатор работает синхронно с генератором пусковых импульсов и при определенных условиях может использоваться в режиме деления частоты повторения импульсов. Особенностью деления частоты в этом случае является то, что при прекращении поступления пусковых импульсов колебания на выходе релаксаторов прекращаются, в то время как самовозбуждающиеся релаксаторы продолжают работать с частотой собственных колебаний.

Синхронизирующее напряжение обычно имеет форму коротких (по сравнению с периодом повторения) импульсов или синусоидальную. Чем выше крутизна нарастания синхронизирующего напряжения, тем лучше временное согласование между колебаниями релаксатора и внешним сигналом, поэтому синхронизация короткими импульсами с крутыми фронтами применяется на практике наиболее часто.

Выходные импульсы делителя частоты зависят от схемы делителя и при необходимости могут быть укорочены. На практике коэффициент деления  $n_c$  может быть различным—от единиц до нескольких тысяч.

Процессы деления частоты повторения широко используют в импульсной технике для обеспечения согласованной работы релаксационных генераторов в многоканальных устройствах, для точного отсчета интервалов времени в радиолокационных и радионавигационных системах, при точном осциллографировании периодических процессов, при ретрансляции изображений с экранов электронно-лучевых трубок, для получения развертки в телевизионных устройствах и т. п.

## 10.2. СИНХРОНИЗАЦИЯ САМОВОЗБУЖДАЮЩИХСЯ РЕЛАКСАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

**Построение диаграммы областей синхронизации.** Рассмотрим основные соотношения, имеющие место в режиме синхронизации самовозбуждающихся релаксационных генераторов на примере синхронизации блокинг-генератора короткими импульсами, поступающими на дополнительную обмотку трансформатора (рис. 10.1, а). Механизм синхронизации поясняется рис. 10.1, б, где показана форма колебаний напряжения на дополнительной обмотке и на базе транзистора в режиме, который устанавливается после второго цикла автоколебаний. При этом период  $T$  колебаний синхронизирующего напряжения намного больше длительности  $\tau$  импульса блокинг-генератора, что всегда имеет место на практике. Как видно из рис. 10.1, б, при сложении хронизирующего напряжения  $u_B$  с импульсами синхронизации, которые передаются на базовую обмотку трансформатора, результирующее напряжение  $u_{B\alpha}$  понижается и транзистор открывается, когда это напряжение достигает порогового

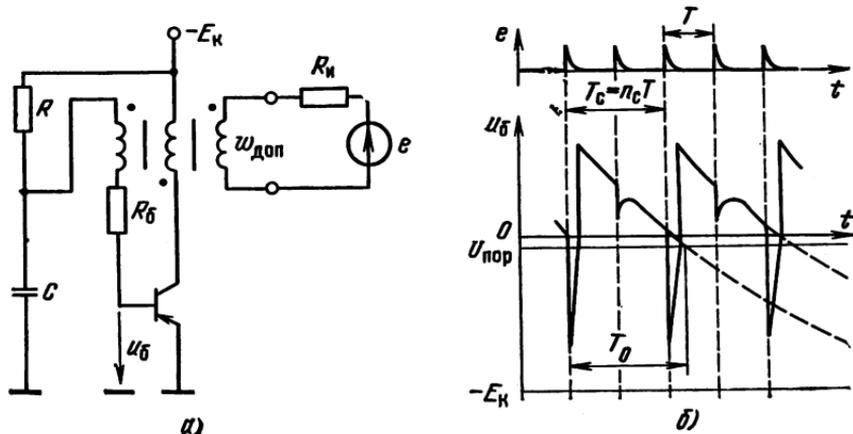


Рис. 10.1

значения  $U_{пор} \approx -e_0$ , т. е. при каждом втором синхронизирующем импульсе ( $n_c = T_c/T = 2$ ). Таким образом, необходимым, но недостаточным условием синхронизации с кратностью  $n_c$  является

$$T_0 \geq T_c = n_c T, \quad (10.1)$$

где  $T_0$  — период собственных автоколебаний релаксатора.

Для выбора параметров схемы, обеспечивающих заданную кратность синхронизации  $n_c$  будем приближенно считать хронизирующее напряжение линейным, а длительности синхроимпульса и импульсов БГ пренебрежимо малыми. Идеализированная в этом смысле форма колебаний в пределах одного цикла для  $n_c = 4$  показана на рис. 10.2, а.

Нарушение режима синхронизации, обусловленное тем, что длительность рассматриваемого полупериода колебаний становится меньше  $n_c T$  может быть вызвано в двух случаях. Во-первых, если амплитуда синхронизирующих импульсов достаточно велика, то при уменьшении полупериода собственных колебаний или при увеличении амплитуды синхронизирующих импульсов условие открывания транзистора будет выполняться уже при поступлении  $(n_c - 1)$ -го импульса. Геометрически минимальное значение

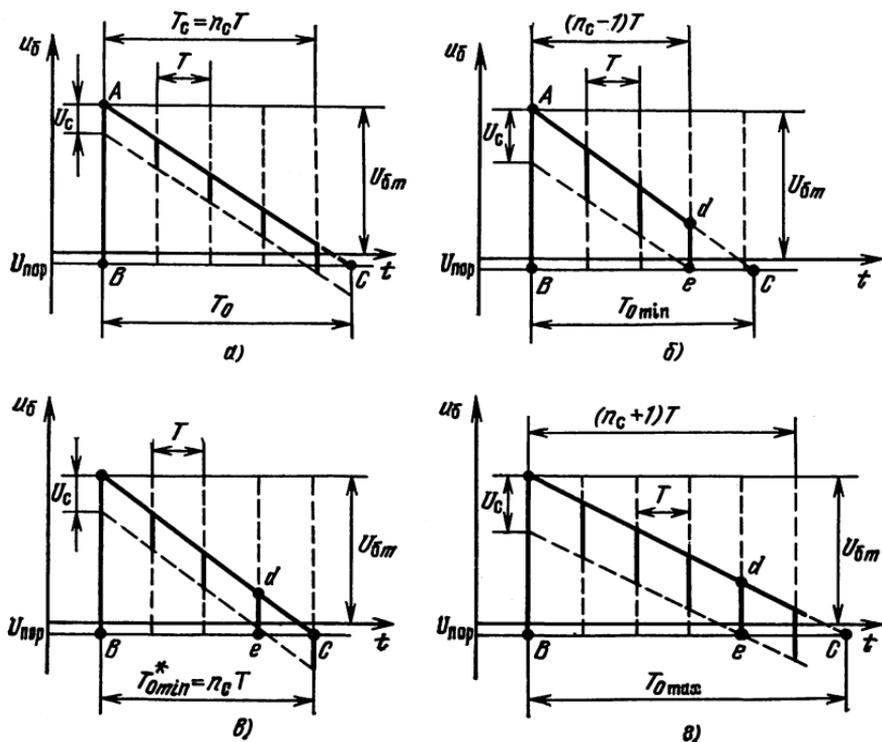


Рис. 10.2

$T_{0\min}$  полупериода колебаний в этом случае обусловлено попаданием в точку  $e$  вершины  $(n_c - 1)$ -го импульса (рис. 10.2, б). Из подобия прямоугольных треугольников  $ABC$  и  $deC$  можно найти

$$\lambda = 1 - (n_c - 1) \theta_{\max}, \quad (10.2)$$

где  $\lambda = U_c / (U_{0m} - U_{\text{пор}})$  — относительная амплитуда синхронизирующих импульсов;  $\theta = T/T_0$  — относительный период колебаний.

Во-вторых, если амплитуда синхронизирующих импульсов невелика, то полупериод собственных колебаний, уменьшенный до  $T_0 \leq n_c T$ , синхронизироваться не будет и закончится в пределах  $n_c$ -го периода синхронизирующих импульсов. Геометрически минимально допустимое значение  $T_{0\min}^*$  полупериода будет соответствовать попаданию хронизирующей прямой в точку  $n_c T$  (рис. 10.2, в):

$$T_{0\min} = n_c T \quad \text{или} \quad \theta_{\max}^* = 1/n_c. \quad (10.3)$$

Нарушение режима синхронизации, вызванное тем, что длительность рассматриваемого полупериода становится больше  $n_c T$ , обусловлено либо увеличением полупериода собственных колебаний, либо уменьшением амплитуды синхронизирующих импульсов. Максимально допустимый полупериод собственных колебаний  $T_{0\max}$  можно найти геометрически, считая, что амплитуда  $n_c$ -го импульса совпадает с точкой определяющей интервал  $n_c T$  (рис. 10.2, г):

$$\lambda = 1 - n_c \theta_{\min}, \quad (10.4)$$

где  $\theta_{\min} = T/T_{0\max}$ .

Соотношения (10.2)—(10.4) позволяют построить диаграмму областей синхронизации при разных значениях коэффициента деления. При этом указанные соотношения рассматриваются как уравнения прямых, ограничивающих каждую область с заданным коэффициентом деления  $n_c$ . С помощью диаграммы на рис. 10.3 можно определить номинальные значения периода собственных колебаний блокинг-генератора и амплитуды синхроимпульсов для заданного коэффициента деления  $n_c$ , а также предельно допустимые отклонения этих величин, при которых еще сохраняется заданный режим синхронизации. Как видно из диаграммы, при увеличении кратности деления области синхронизации сужаются и для обеспечения заданного режима требования к стабильности величины  $\theta$  и  $\lambda$  повышаются.

При конечной длительности пусковых импульсов области постоянных значений  $n_c$  разделяются на диаграмме промежутками, соответствующими условиям пересечения линии  $U_{\text{пор}}$  с вершиной пусковых импульсов [1]. Анализ показывает, что оптимальная амплитуда синхронизирующих импульсов приблизительно равна при-

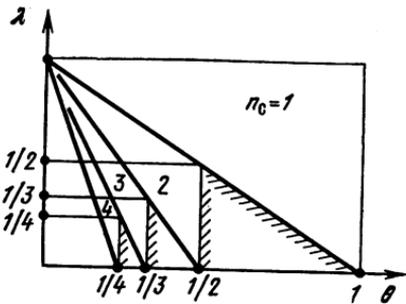


Рис. 10.3

ращению  $\Delta U$  линейного времязадающего напряжения за период повторения  $T$  синхронизирующих импульсов. Для транзисторных блокинг-генераторов обычно  $n_c = 3...5$  ограничено температурной нестабильностью периода  $T_0$ .

Рассмотренный механизм синхронизации и основные соотношения остаются справедливыми и для других автоколебательных релаксаторов, в частности для мультивибраторов [4] и фантастронов генераторов (с учетом принятого приближения о линейности хронизирующего напряжения). Если не предпринимать специальных мер для стабилизации периода автоколебаний мультивибратора, то обычно  $n_{c\text{мах}} = 3...5$ , как и для блокинг-генераторов.

### 10.3. ДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ПРИ ПОМОЩИ ЖДУЩИХ РЕЛАКСАТОРОВ

Особенность использования ждущих релаксаторов (мультивибраторов, фантастронов) в режиме деления частоты пусковых импульсов заключается в том, что пусковой импульс фиксирует начало временно устойчивого состояния, в то время как при синхронизации этих релаксаторов в режиме автоколебаний синхроимпульс фиксирует окончание временно устойчивого состояния, определяющего соответствующий полупериод автоколебаний. В результате этого при некоторых условиях, рассмотренных далее, можно исключить зависимость коэффициента деления  $n_c$  от амплитуды  $U_c$  пусковых импульсов или при стабильном значении  $U_c$  получить существенно большие значения  $n_c$ .

Рассмотрим работу ждущего мультивибратора с кондуктивной коллекторно-базовой связью и отсекающим диодом  $D_2$  (рис. 10.4, а) в режиме деления частоты следования пусковых импульсов с крат-

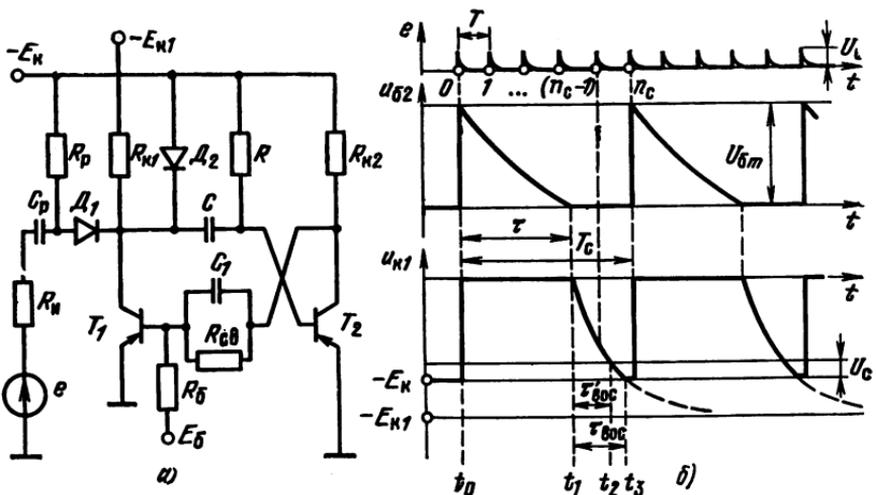


Рис. 10.4

ностью  $n_c$ . Пусковые импульсы подаются в коллектор  $T_1$  через пусковой диод  $D_1$ . Если при  $t < t_0$  (рис. 10.4, б) мультивибратор находится в начальном устойчивом состоянии, то пусковой импульс, поступающий в момент  $t_0$ , проходит через диод  $D_1$  и запускает мультивибратор. В течение временно устойчивого состояния (интервал  $\tau$ ) и большей части времени восстановления (интервал  $\tau'_{вос}$ ) диод  $D_1$  закрыт обратным смещением, превышающим амплитуду  $U_c$  пусковых импульсов. Мультивибратор оказывается нечувствительным не только к тем импульсам, которые поступают в течение временно устойчивого состояния (эти импульсы не могут изменить состояния схемы даже в том случае, если их амплитуда будет превышать обратное смещение диода  $U_c > E_{к1}$ ), но также и к тем импульсам, которые поступают на интервале  $t_1...t_2$ . Очередной запуск мультивибратора осуществляется первым пусковым импульсом, поступающим после момента  $t_3$  когда обратное смещение на пусковом диоде становится меньше  $U_c$ . Таким образом, частота переключений мультивибратора будет в  $n_c$  раз меньше (на рис. 10.4, б  $n_c = 5$ ) частоты следования пусковых импульсов.

Рассмотрим условия работы релаксатора в режиме деления частоты для того случая, когда период повторения  $T$  синхронизирующих импульсов меньше длительности времени восстановления  $\tau_{вос}$ . Режим деления будет обеспечен, если пусковой диод откроется при подаче не  $(n_c - 1)$ -го, а  $n_c$ -го пускового импульса, когда будет восстановлено начальное состояние схемы. В соответствии с рис. 10.4, б можно записать эти условия так:

$$(n_c - 1) T \leq \tau + \tau'_{вос}; \quad n_c T \geq \tau + \tau_{вос}, \quad (10.5)$$

где  $\tau_{вос} = -R_{к1}C \ln(1 - E_{к1}/E_{к2})$ ;  $\tau'_{вос} = -R_{к1}C \ln|1 - (E_{к1} - U_c)/E_{к1}|$ .

Из (10.5) получаем

$$n_c^b > n_c > n_c^a, \quad (10.6)$$

где  $n_c^b = \eta(1 + bk_{вос}) + 1$ ;  $n_c^a = \eta(1 + k_{вос})$ ;

$\eta = \tau/T$ ;  $b = \tau'_{вос}/\tau_{вос}$ ;  $k_{вос} = \tau_{вос}/\tau$ .

Прямые, соответствующие функциям (10.6), изображены на рис. 10.5, из которого видно, что с ростом  $n_c$  уменьшается максимально допустимое отклонение  $\pm \Delta\eta$  параметра  $\eta$  от среднего оптимального значения  $\bar{\eta}$  и, следовательно, повышаются требования

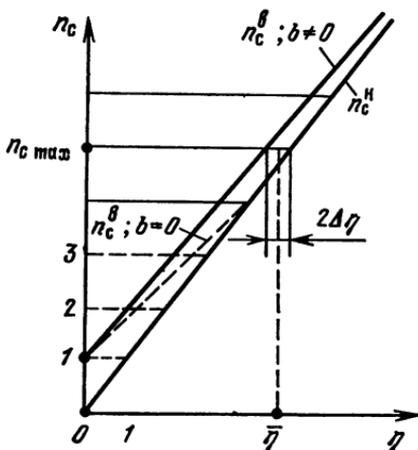


Рис. 10.5

к стабильности длительности импульса  $\tau$  мультивибратора и амплитуды пусковых импульсов. Из соотношений (10.6) с учетом рис. 10.5 определяем связь между максимально возможным коэффициентом деления  $n_{c \max}$  и параметрами схемы:

$$n_{c \max} = \frac{1 + k_{\text{вос}}}{1 + k_{\text{вос}} - (1 - \delta\eta)(1 + bk_{\text{вос}})/(1 + \delta\eta)} \approx \frac{1 + k_{\text{вос}}}{k_{\text{вос}}(1 - b) + 2\delta\eta}, \quad (10.7)$$

где  $\delta\eta = \Delta\eta/\bar{\eta}$ .

Для  $E_{\text{н}}/E_{\text{к1}} < 0,5$   $b \approx 1 - \lambda$ , где  $\lambda = U_c/E_{\text{н}} = U_c/U_{\text{от}}$ , и формулу (10.7) можно упростить:

$$n_{c \max} = (1 + k_{\text{вос}})/(\lambda k_{\text{вос}} + 2\delta\eta). \quad (10.8)$$

Из формулы (10.8) следует, что с увеличением относительной амплитуды пусковых импульсов и нестабильности временно устойчивого состояния (параметра  $\delta\eta$ )  $n_{c \max}$  снижается. При  $\lambda > 2\delta\eta$  зависимость  $n_{c \max}$  от времени восстановления (параметра  $k_{\text{вос}}$ ) является убывающей, а при  $\lambda < 2\delta\eta$  — возрастающей. Последний случай более характерен для транзисторных релаксаторов, у которых велика температурная нестабильность  $\tau$ . Так, для  $\delta\eta = 0,15$ ,  $\lambda = 0,1$ ,  $k_{\text{вос}} = 0,1$  и  $1$  получаем соответственно  $n_{c \max} = 3$  и  $5$ .

Для исключения влияния амплитуды пусковых импульсов необходимо, чтобы временно устойчивое состояние оканчивалось на интервале между  $(n_c - 1)$ -м и  $n_c$ -м пусковыми импульсами. При этом  $n_{c \max}$  будет определяться формулой (10.8) при  $\lambda = 1$ .

На основе рассмотренных принципов деления частоты следования в аппаратуре, входящей в состав различных радиоэлектронных устройств, одиночные релаксаторы объединяют в более сложные системы, обладающие большими значениями  $n_{c \max}$ , лучшими возможностями его регулирования и более высокой надежностью работы. К таким системам относятся делители частоты с импульсной селекцией и цепные делители с обратной связью [4, 38].

Другой метод деления частоты следования импульсов основан на использовании цифрового счетчика (см. гл. 13), формирующего импульс переполнения при подаче на вход каждого  $\mu$ -го входного импульса, где  $\mu$  — модуль счета.

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ

- 10.1 Построить временные диаграммы синхронизации БГ (рис. 10.1) для нормального случая синхронизации  $n_c$ -м импульсом; рассмотреть случаи нарушения этой синхронизации; построить соответствующие временные диаграммы.
- 10.2 Построить диаграмму областей синхронизации для разных  $n_c$ .
- 10.3 Используя диаграмму областей синхронизации, найти связь между относительными отклонениями параметров  $\delta\lambda = \Delta\lambda/\lambda_{\text{опт}}$ ,  $\delta\theta = \Delta\theta/\theta_{\text{опт}}$  и максимальной кратностью деления  $n_{c \max}$ . Указание: принять, что оптимальные параметры  $\lambda_{\text{опт}}$  и  $\theta_{\text{опт}}$  являются координатами средней точки прямоугольника рассеяния со сторонами  $2\Delta\lambda$  и  $2\Delta\theta$ , расположенного в зоне значения  $n_{c \max}$  так, что один из его углов помещается на прямой (10.4), а вертикальная противолежащая сторона совпадает с прямой (10.3).

- 10.4. Используя результаты решения задачи 10.3 показать, что оптимальная амплитуда синхронизирующих импульсов приблизительно равна приращению  $\Delta U$  линейного хронизирующего напряжения за период повторения синхронизирующих импульсов.
- 10.5. Построить схему ждущего мультивибратора, работающего в режиме деления частоты следования пусковых импульсов; показать форму его колебаний и пояснить принцип действия.
- 10.6. Вывести формулу (10.7); определить  $n_{с\max}$ , не зависящее от амплитуды пусковых импульсов.

## Глава 11

### ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ ТОКА В ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

#### 11.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Для линейного или скачкообразного перемещения луча в электронно-лучевых трубках с электромагнитным отклонением, используемых в индикаторах радиолокационных станций, в устройствах отображения информации и телевизионных устройствах, необходимо пропускать через отклоняющие катушки импульсы тока пилообразной или прямоугольной формы. Основные трудности, возникающие при этом, заключаются в устранении искажений формы отклоняющего тока, обусловленных переходными процессами в отклоняющей системе в начале и конце развертки, а также нелинейностью и нестабильностью характеристик ламп и полупроводниковых приборов. Эти задачи решаются различными способами, выбор которых определяется конкретными требованиями, предъявляемыми к точности, быстродействию, экономичности и другим характеристикам системы развертки.

Генераторы тока, применяемые в радиолокационной технике, где обычно предъявляются жесткие требования к точности, можно разделить на две основные группы. Устройства первой группы состоят из отдельного генератора напряжения специальной формы и так называемого усилителя тока, преобразующего напряжение в отклоняющий ток. Как будет показано далее, для уменьшения частотных и нелинейных искажений усилитель тока необходимо охватить цепью эффективной ООС. Устройства второй группы представляют собой интегрирующий ОУ с реостатно-емкостной цепью обратной связи, а в качестве напряжения обратной связи используется напряжение на отклоняющей катушке, включенной в выходную цепь последнего каскада усилителя.

В генераторах линейно изменяющегося тока (ЛИТ), применяемых в телевизионных развертках, где требования к точности сравнительно невелики, усилители с ООС обычно отсутствуют, а ам-

литуда отклоняющего тока увеличивается под влиянием нестационарных процессов, возникающих в начале обратного хода развертки.

Если конструкция отклоняющих катушек (ОК) трубки задана, то для отклонения электронного луча на радиус электронно-лучевой трубки требуется вполне определенное число ампер-витков  $I_{\tau}\omega$ , где  $I_{\tau}$  — необходимый максимальный отклоняющий ток, а  $\omega$  — число витков ОК.

## 11.2. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ОТКЛОНЯЮЩЕЙ СИСТЕМЕ

Рассмотрим линейную схему замещения отклоняющей системы (рис. 11.1), где  $R_{\kappa}$  и  $C$  — соответственно омическое сопротивление и паразитная емкость ОК;  $R_{\text{вк}} = R_{\text{вых}} \parallel R_{\text{ш}}$  — эквивалентное шунтирующее сопротивление, включающее внутреннее сопротивление выходного каскада и демпфирующее сопротивление  $R_{\text{ш}}$ . Примем необходимое изменение отклоняющего тока на прямом ходе развертки линейным  $i = A_{\tau}t$ , где  $0 < t \leq \tau$  ( $\tau$  — длительность прямого (рабочего) хода линейной развертки). Тогда напряжение  $u(t)$  на ОК и ток  $i_0(t)$  выходного каскада (в дальнейшем называемый управляющим) можно записать в следующем виде:

$$u(t) = LA_{\tau} + R_{\kappa}A_{\tau}t; \quad (11.1a)$$

$$i_0(t) = P(t) + B_0 + A_0t, \quad (11.1b)$$

где  $P(t) = \delta(t)CLA_{\tau}$  — начальная дельта-функция управляющего тока;  $\delta(t)$  — импульсная функция;  $B_0 = L/R_{\text{вк}} + CR_{\kappa}$  — пьедестал тока;  $A_0 = A_{\tau}(1 + R_{\kappa}/R_{\text{вк}})$  — скорость изменения тока.

Для практических конструкций ОК обычно справедливы неравенства

$$CR_{\kappa} \ll L/R_{\text{вк}}, \quad R_{\kappa}/R_{\text{вк}} \ll 1, \quad (11.2)$$

при выполнении которых параметры  $B_0$  и  $A_0$ , с одной стороны, и  $A_{\tau}$ , с другой, будут связаны следующими соотношениями:

$$B_0 \approx A_{\tau}L/R_{\text{вк}}, \quad A_0 \approx A_{\tau}. \quad (11.3)$$

Таким образом, для линейного отклонения тока в ОК ток выходного каскада должен содержать начальный импульс бесконечно большой амплитуды, обеспечивающий мгновенное приращение заряда  $Q_0 = LCA_{\tau}$  паразитной емкости  $C$ , а пьедестал тока и скорость его линейного изменения должны быть жестко связаны:

$$B_0 \approx A_0L/R_{\text{вк}}. \quad (11.4)$$

Рассмотрим, как исказится форма отклоняющего тока, если функция  $i_0(t)$  не будет соответствовать

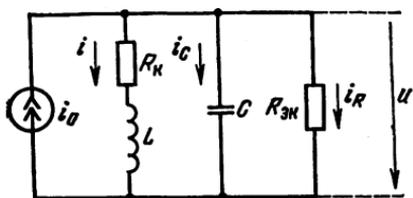


Рис. 11.1

(11.16). При этом следует учитывать начальное значение тока  $i(0)$  в ОК. Изображения Лапласа  $i(p)$  и  $u(p)$  будут следующими:

$$i(p) = \frac{i_0(p)}{CL(p-\rho_1)(p-\rho_2)} + i_{\text{нач}}(p); \quad (11.5a)$$

$$u(p) = i(p)(pL + R_{\text{к}}) - Li(0), \quad (11.55)$$

где

$$i_{\text{нач}}(p) = \frac{u(0)/L + i(0)/CR_{\text{к}} + pi(0)}{(p-\rho_1)(p-\rho_2)},$$

$\rho_1, \rho_2$  — корни характеристического уравнения

$$p^2 + p\left(\frac{1}{CR_{\text{ок}}} + \frac{R_{\text{к}}}{L}\right) + \frac{1 + R_{\text{к}}/R_{\text{ок}}}{CL} = 0, \quad (11.6)$$

из которого, учитывая неравенства (11.2), получаем

$$\rho_{1,2} = (1 \mp \sqrt{\Delta}) / (2CR_{\text{ок}}), \quad (11.7)$$

где  $\Delta = 1 - (1/\gamma^2)$ ;  $\gamma = \rho / (2R_{\text{ок}})$ ;  $\rho = \sqrt{L/C}$ .

Рассмотрим вначале, как формируется развертка при трапецидальном управляющем токе  $i_0(t) = A_0 t + B_0$ . В этом случае представляют интерес два режима затухания нестационарных процессов: критический, когда усилитель генератора охвачен цепью ООС по току, и глубоко апериодический, когда применяется ООС по напряжению. Первый режим, соответствующий условиям  $\Delta = 0$ ,  $\gamma = 1$  имеет место при эквивалентном шунтирующем сопротивлении

$$R_{\text{ок}} = R_{\text{оккр}} = \rho/2. \quad (11.8)$$

При этом отклоняющий ток при нулевых начальных условиях будет изменяться по следующему закону:

$$i(t) = A_0 t \left\{ 1 + \left( 1 + \frac{B_0}{A_0 \tau_0} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right) + B_0 \left( 1 - \frac{2A_0 \tau_0}{B_0} \right) \times \right. \\ \left. \times \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right) \right] \right\}, \quad (11.9)$$

где  $\tau_0 \approx \sqrt{CL} = 2CR_{\text{оккр}}$ .

При любых значениях  $B_0$  начальный участок развертки является нелинейным и линейное изменение отклоняющего тока будет иметь место лишь после затухания нестационарных процессов, характеризующихся экспоненциальными членами в (11.9).

Значение пьедестала определяет временной сдвиг линейного участка развертки. При  $B_0 < 2A_0 \tau_0$  этот сдвиг является положительным, линейный участок реальной развертки запаздывает по сравнению с идеальной разверткой  $i = A_{\tau} t$ , при  $B_0 > 2A_0 \tau_0$  реальная развертка опережает идеальную.

Временной сдвиг полностью компенсируется при условии

$$B_0 = 2A_0 \tau_0. \quad (11.10)$$

При этом напряжение и ток в ОК (рис. 11.2)

$$u(t) = LA_T \left( 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right) \right) + LA_T \frac{t}{\tau_0} \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right); \quad (11.11a)$$

$$i(t) = A_T t \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right) \right], \quad (11.11б)$$

где  $A_T = A_0$ .

Максимальная ошибка смещения  $\delta i$  функции (11.11б), имеющая место при  $t = \tau$ , равна

$$\delta i = \frac{|\Delta i|_{\max}}{i(\tau)} = \frac{0,37A_T \tau_0}{A_T \tau} = 0,37 \frac{\tau_0}{\tau} \cdot 100\%. \quad (11.12)$$

Эту ошибку можно уменьшить, если дополнить управляющий ток начальным корректирующим импульсом с амплитудой  $I_0$  и длительностью  $\tau_{кор}$ , обеспечивающим заряд  $Q_0$ .

Существенно аperiодический режим затухания нестационарных колебаний ( $\Delta > 0$ ,  $\gamma > 1$ ) достигается при выборе эквивалентного шунтирующего сопротивления  $R_{ш} \ll R_{эк}$ . Ограничиваясь двумя первыми членами разложения второго члена в скобках формулы (11.7) в степенной ряд, получаем приближенные значения корней характеристического уравнения:

$$p_1 = -1/\tau_1, \quad p_2 = -1/\tau_2, \quad (11.13)$$

где  $\tau_1 \approx L/R_{ш}$ ,  $\tau_2 \approx CR_{эк}$ ,

причем  $\tau_1 \gg \tau_2$ . В этом случае нестационарные процессы в отклоняющей системе будут иметь две составляющие: «медленную» экспоненту с постоянной времени  $\tau_1$  и «быструю» с постоянной времени  $\tau_2$ . Выбирая пьедестал  $B_0$  управляющего тока в соответствии с равенством

$$B_0 = A_0 \tau_1, \quad (11.14)$$

можно скомпенсировать «медленную» экспоненту. При этом отклоняющий ток

$$i = A_0 [t - \tau_2 (1 - \exp(-t/\tau_2))]. \quad (11.15)$$

После затухания нестационарных процессов, характеризуемых экспоненциальным членом в (11.15), развертка запаздывает на время  $\tau_2$ . Уменьшая шунтирующее сопротивление  $R_{ш}$ , это время, а также и начальный нелинейный участок можно уменьшить до при-

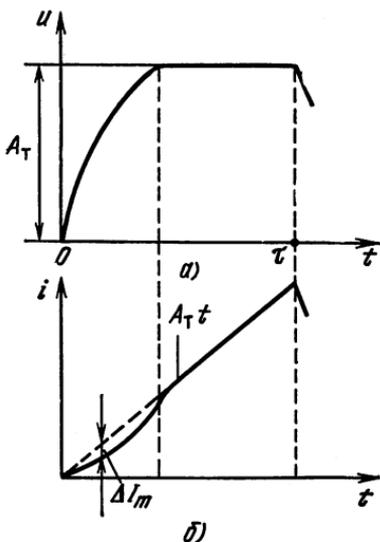


Рис. 11.2

емлемых значений. Однако в результате существенно увеличится управляющий ток за счет тока, потребляемого резистором  $R_{ш}$ . Поэтому апериодический режим затухания целесообразно применять лишь в генераторах, охваченных эффективной ООС по напряжению на ОК, что позволяет уменьшить эквивалентное внутреннее сопротивление выходного каскада, исключив низкоомный резистор  $R_{ш}$ . Другим недостатком апериодического режима затухания нестационарных процессов в ОК является большое время установления начального тока после окончания прямого хода развертки, которое определяется затуханием «медленной» экспоненты, в связи с чем быстрдействие генератора оказывается весьма низким. Для устранения этого недостатка на время обратного хода развертки цепь ООС необходимо размыкать и шунтировать катушку резистором  $R_{ш}$ , сопротивление которого равно значению  $R_{кр}$  при критическом режиме.

Рассмотрим теперь нестационарные процессы, возникающие в отклоняющей системе (рис. 11.1) при ступенчатой форме управляющего тока  $i_0(t) = B_0$ , что имеет место при импульсной развертке, а также при линейной развертке для участка обратного хода. Подставляя в формулы (11.5)  $i_0(p) = B_0/p$ , получаем для трех возможных режимов установления стационарных значений отклоняющего тока и напряжения на катушке следующие соотношения:

— в режиме апериодического затухания при  $\gamma > 1$ ,  $\tau_1 \gg \tau_2$ ,  $t > (3...4) \tau_2$

$$i(t) = i(0) - \frac{R_{эк}}{L} [i(0) - B_0] \left[ \tau_1 \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) - \tau_2 \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) - (\tau_1 - \tau_2) \right] \approx B_0 + [i(0) - B_0] \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right), \quad (11.16a)$$

$$u(t) = R_{эк} [i(0) - B_0] \left[ -\exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) + \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) \right] \approx -R_{эк} [i(0) - B_0] \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right); \quad (11.16b)$$

— в режиме критического затухания при  $\gamma = 1$

$$i(t) = B_0 + [i(0) - B_0] \left[ 1 + \frac{t}{\tau_0} \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right) \right], \quad (11.17a)$$

$$u(t) = 2R_{эк} [i(0) - B_0] \frac{t}{\tau_0} \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right); \quad (11.17b)$$

— в режиме затухания меньше критического (осциллирующие колебания)  $\gamma < 1$

$$i(t) = B_0 + \frac{2R_{эк}}{\rho} [i(0) - B_0] \left( \frac{\gamma^2}{\sqrt{1 - \gamma^2}} \sin \omega_0 t \sqrt{1 - \gamma^2} + \gamma \cos \omega_0 t \sqrt{1 - \gamma^2} \right) \exp(-\gamma \omega_0 t), \quad (11.18a)$$

$$u(t) = 2R_{\text{вн}} [i(0) - B_0] \left( -\frac{\gamma}{\sqrt{1-\gamma^2}} \sin \omega_0 t \sqrt{1-\gamma^2} \right) \exp(-\gamma \omega_0 t), \quad (11.186)$$

где  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ .

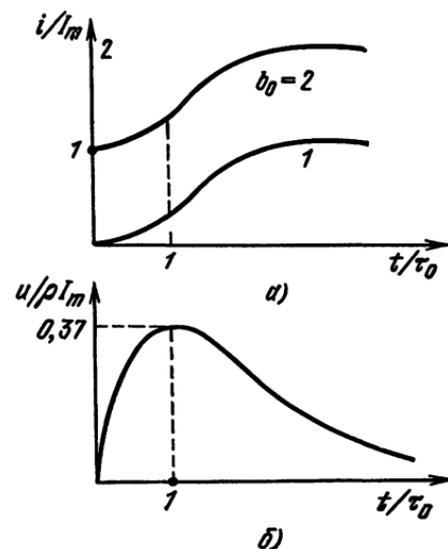
Время установления необходимого уровня тока при импульсной развертке и время обратного хода при линейной развертке в режиме апериодического затухания являются наибольшими.

Если каскад генератора работает на линейном участке характеристик, то ОК шунтируется резистором  $R_{\text{ш}}$ , сопротивление которого равно критическому значению  $R_{\text{кр}}$  или несколько превышает его. Функции (11.17) изображены на рис. 11.3, а и б, где  $I_m = B_0 - i(0)$ ,  $b_0 = B_0/I_m$ .

Как видно из рис. 11.3, б, максимум  $u/\rho I_m$  достигается при  $t = \tau_0$  и равен 0,37. Так как характеристическое сопротивление отклоняющей системы сравнительно велико (порядка 30 кОм для ламповых и 150 Ом для транзисторных генераторов), то при перепадах управляющего тока 0,1...10 А амплитуда напряжения на ОК может достигать соответственно сотен и десятков вольт и выходить за пределы линейного участка характеристик ламп и транзисторов.

При колебательном режиме длительность фронта  $\tau_{\text{ф}}$  выброса отклоняющего тока уменьшается, при этом появляются осциллирующие колебания затухающей амплитуды. Относительная длительность фронта  $\omega_0 \tau_{\text{ф}}$  и относительная амплитуда  $\delta I_m$  первого выброса зависят от параметра  $\gamma$ , характеризующего степень демпфирования контура. Иногда время установления  $i(t)$  оценивают по коэффициенту затухания  $k_3$  огибающей синусоидальных колебаний [33]:

$$k_3 = \exp(-\gamma \omega_0 \tau_3), \quad (11.19)$$



где  $\tau_3$  — время затухания колебаний.

Теоретически время установления заданного отклонения  $\tau_3$  от стационарного значения будет минимальным при критическом режиме затухания, т. е. при  $\gamma = 1$ . Однако на практике при визуальной индикации часто целесообразно считать переходной процесс окончившимся тогда, когда пятно на экране индикатора практически перестает перемещаться, что соответствует смещению пятна не более чем на половину диаметра. В современных ЭЛТ с яркостной отметкой диаметр пятна соответствует 1/500 радиуса экрана

Рис. 11.3

Таким образом, практическому прекращению перемещения пятна для развертки любой амплитуды соответствует  $k_a = 2 \cdot 10^{-3}$ . Если контур отклоняющей системы зашунтировать эквивалентным сопротивлением  $R_{эк}$ , несколько превышающим критическое, то будет иметь место слабо колебательный характер установления колебаний и значение  $\tau_{amin} = 5,8\sqrt{LC}$  будет соответствовать параметру  $\gamma = 0,885$ , при котором относительная амплитуда первого выброса равна  $2 \cdot 10^{-3}$ . Для сравнения укажем, что для кривой  $\gamma = 1$ , соответствующей критическому затуханию,  $\tau_{amin} = 8,2\sqrt{LC}$ . Таким образом, даже при относительно небольшом уменьшении  $\gamma$  практическое время затухания сокращается на 40%.

### 11.3. ГЕНЕРАТОРЫ С ООС ПО ТОКУ

На практике в таких генераторах управляющим является выходной ток оконечного каскада, выполненного на достаточно мощных лампах или транзисторах.

Как уже указывалось, для уменьшения нелинейных искажений и дрейфа отклоняющего тока из-за нелинейности и нестабильности характеристики оконечного каскада, последний следует охватить достаточно эффективной цепью ООС.

Нагрузочные сопротивления, с которых снимается напряжение ООС, выбирают, как правило, весьма малыми, чтобы предотвратить снижение рабочего напряжения отклоняющего каскада, работающего в режиме больших токов (обычно единицы ом для транзисторных оконечных каскадов и десятки или сотни ом для ламповых). В связи с этим для достижений необходимой эффективности ООС между генератором управляющего напряжения и отклоняющими каскадами включают промежуточный (предварительный) усилитель.

В ламповом генераторе с идеальным промежуточным усилителем, имеющим неограниченную полосу пропускания и постоянное усиление, режим критического затухания переходных процессов реализуется практически так же, как и в рассмотренном одиночном контуре. Это объясняется тем, что за счет напряжения ООС возрастает эквивалентное выходное сопротивление лампы, которое и без ООС обычно намного превышает критическое значение шунтирующего сопротивления  $R_{экр}$ .

В транзисторных генераторах с промежуточным усилителем имеют место иные условия протекания переходных процессов. Это обусловлено тем, что благодаря малому числу витков ОК, используемых в транзисторных генераторах, распределенная межвитковая емкость катушки, а также омическое сопротивление ее обычно незначительно влияют на установление стационарных колебаний по сравнению с инерционными параметрами мощного транзистора оконечного каскада: емкости коллекторного перехода  $C_k$  и постоянной времени  $\tau_b$  установления коллекторного тока. Таким образом, структура системы автоматического регулирования, образованной

в результате охвата усилителя транзисторного генератора цепями ООС, существенно усложняется. Переходные процессы в этой системе будут зависеть как от инерционных параметров самой системы так и от места включения ОК и нагрузочного резистора  $R_0$ , на котором выделяется напряжение обратной связи. На практике применяют три схемы включения ОК и резистора  $R_0$  (рис. 11.4). В схеме на рис. 11.4, а цепь ООС стабилизирует весь управляющий ток  $i_K$ , в схемах на рис. 11.4, б и в — отклоняющий ток  $i$  совместно с током шунта.

Рассмотрим условия обеспечения критического режима затухания переходных процессов в этих схемах. Для простоты допустим

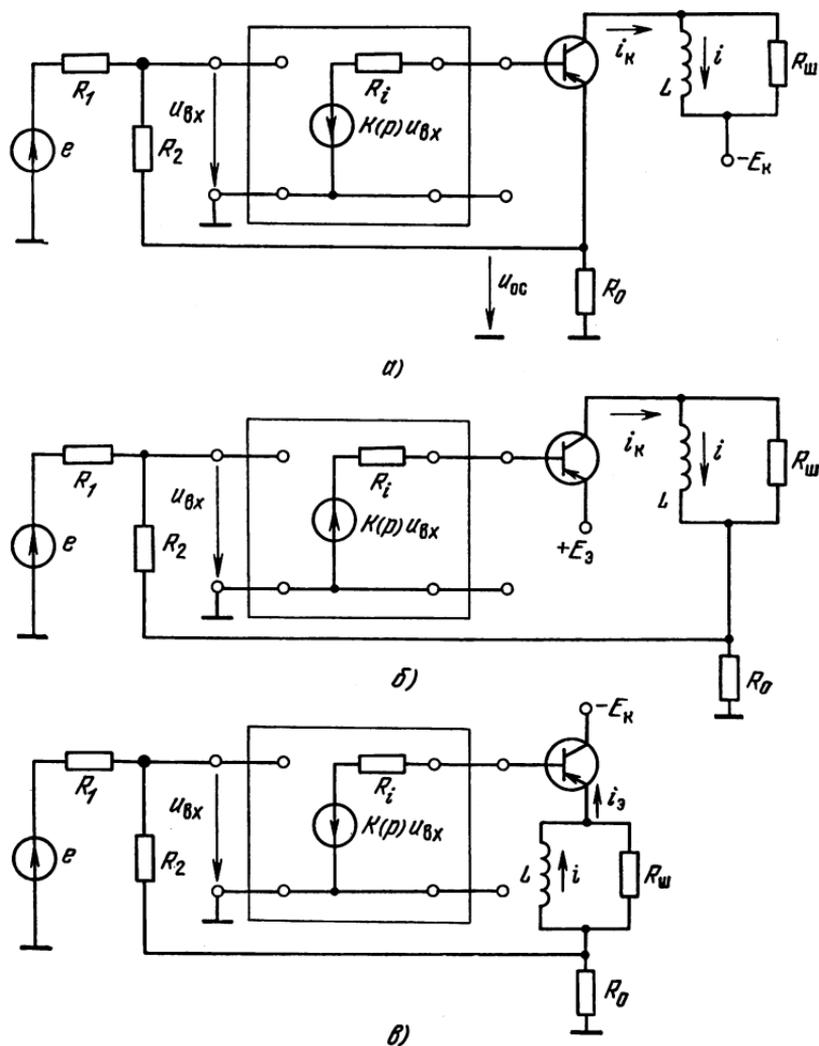


Рис. 11.4

следующие приближения, обычно справедливые на практике. В качестве предварительного усилителя генератора в настоящее время используют ДУПТ в микроэлектронном исполнении с большим входным сопротивлением. Кроме того, для предотвращения паразитных автоколебаний полосу пропускания усилителя уменьшают, шунтируя нагрузочные резисторы конденсатором. Поэтому примем  $R_{вх} = \infty$ , а операторный коэффициент усиления аппроксимируем однополюсной дробно-рациональной функцией.

$$K(p) = K_u / (1 + p\tau_y), \quad (11.20)$$

где  $\tau_y = (2\pi\Delta f_0)^{-1}$  — постоянная времени, соответствующая полосе пропускания  $\Delta f_0$  на уровне  $-3$  дБ.

Для мощных высокочастотных транзисторов в выходном каскаде, например, таких как 2Т803 с  $\tau_0 \approx 6$  нс, можно считать, что их инерционность определяется барьерной емкостью, и принять  $\tau_0 = \beta\tau_0 = 0$ . Кроме того, учитывая, что сопротивление  $R_0$  весьма мало, можно считать сигнал на входе предварительного усилителя равным

$$u_{вх} \approx \gamma_R e - (1 - \gamma_R) u_{ос}, \quad (11.21)$$

где  $\gamma_R = R_2 / (R_1 + R_2)$ ;  $u_{ос} \approx i_{вых} R_0$ ,

причем  $i_{вых} = i_K$  для схемы на рис. 11.4, б и  $i_{вых} = i_0$  для схем на рис. 11.4, а и в.

**Генератор со стабилизацией управляющего тока** (рис. 11.4, а). Эквивалентная схема генератора для переменных составляющих сигналов с учетом указанных приближений приведена на рис. 11.5. Анализируя ее [33], можно заключить, что необходимая эффективность действия цепи ООС, при которой параметры активных элементов практически не будут воздействовать на отклоняющий ток  $i_{\sim}$ , определяется неравенствами

$$K \gg 1, \quad KR_0 \gg (r_{вх} + R_0) / \beta, \quad (11.22)$$

где  $R_0 = R_{вых} + r_0'$ ;  $K = K_u (1 - \gamma_R)$ .

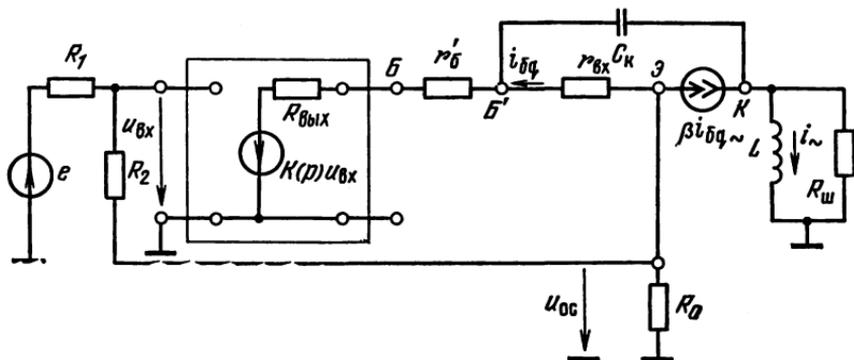


Рис. 11.5

При выполнении условий (11.22) можно записать выражение для изображения отклоняющего тока  $i(p)$  при ступенчатом входном сигнале  $e = E/p$ :

$$i_{\sim}(p) = \frac{[\alpha - p C_K (r_g + R_0)] I_y}{(a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1) p}, \quad (11.23)$$

где  $I_y \approx ER_2/(R_0 R_1)$ ;  $r_g = r_{вх}/(1 + \beta)$ ;

$$a_3 = \tau_y C_K \left[ \frac{L(r_g + R_0 + R_6)}{KR_0} + \frac{\tau_K R_6 (r_g + R_0)}{KR_0} \right];$$

$$a_2 = LC_K + (1 + r_g/R_0) (\tau_K \tau_{вых} + \tau_K \tau_y + \tau_y \tau_{вых})/K;$$

$$a_1 = \tau_K + (1 + r_g/R_0) (\tau_{вых} + \tau_y)/K, \quad \tau_K = L/R_{ш}; \quad \tau_{вых} = C_K R_6.$$

Из соотношений (11.23) видно, что при хорошем выполнении неравенств (11.22) коэффициент  $a_3$  становится весьма малым, так что его влияние будет сказываться лишь на начальном участке переходной характеристики. Поэтому анализ (11.23) для минимизации длительности переходных процессов установления вынужденного значения отклоняющего тока целесообразно провести, пользуясь, укороченным характеристическим уравнением

$$a_2 p^2 + a_1 p + 1 = 0, \quad (11.24)$$

корни которого будут следующими:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2} \frac{a_1}{a_2} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4a_2}{a_1^2}} \right).$$

В соответствии с равенством

$$a_1^2 = 4 a_2, \quad (11.25)$$

критический режим затухания можно реализовать, выбрав сопротивление шунтирующего резистора  $R_{ш} = R_{кр}$ . Используя (11.25), получаем, что  $R_{кр}$  и постоянная времени  $\tau_0$  будут равны

$$\bar{R}_{кр} = \left\{ \frac{\tau_{вых} + \tau_y}{2K\sqrt{LC_K}} + \sqrt{1 + \frac{\tau_y \tau_{вых}}{KLC_K}} \right\}^{-1}, \quad (11.26a)$$

$$\tau_0 = \frac{\tau_{вых} + \tau_y}{K} + \sqrt{LC_K + \frac{\tau_y \tau_{вых}}{K}}, \quad (11.26b)$$

где  $\bar{R}_{кр} = R_{кр}/2\rho$ ,  $\rho = \sqrt{L/C_K}$ .

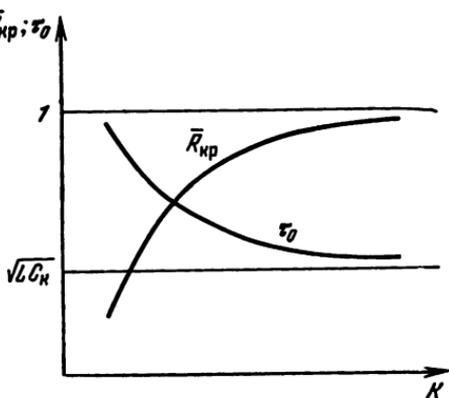
В соотношениях (11.26) учтено, что на практике обычно  $r_g/R \ll 1$ . Из (11.26) и рис. 11.6 следует, что постоянная времени  $\tau_0$  критического затухания полученной системы по сравнению с постоянной времени одиночного колебательного контура (рис. 11.1) возрастает из-за инерционности, связанной с ограниченной полосой предварительного усилителя и наличием резистивной составляющей в емкостной ветви эквивалентного контура ОК. При увеличении коэффициента усиления предварительного усилителя, определя-

ющего эффективность ООС, влияние этих инерционных параметров уменьшается и динамические свойства схем на рис. 11.1 и 11.4,а сближаются.

Формулы (11.26) дают удовлетворительные для практики результаты в тех случаях, когда соблюдается неравенство [33]

$$\Delta f_0 > 10(K \cdot 2\pi\sqrt{LC_K})^{-1}.$$

(11.27) Рис. 11.6



Генератор со стабилизацией отклоняющего тока по эмиттерной цепи (рис. 11.4, в). Эквивалентная схема такого генератора представлена на рис. 11.7, для которого коэффициенты укороченного характеристического уравнения при выполнении условий (11.22) равны

$$a_2 \approx L(\tau_{\text{вых}} + \tau_y)/(KR_0), \quad (11.28)$$

$$a_1 \approx \tau_K + \tau_y \left[ 1 + \frac{R_0/(1+\beta) + r_e}{R_0} \right] / K + \tau_{\text{вых}} \left( 1 + \frac{r_e}{R_0} \right) / K.$$

Используя условие (11.25), находим

$$\bar{K}_{np} = K \left[ -0,5(\rho/R_0 + \bar{\tau}_y + \bar{\tau}_{\text{вых}}) + \sqrt{R_0 K (1 + \bar{\tau}_y/\tau_{\text{вых}})/R_0} \right]^{-1}, \quad (11.29a)$$

$$\tau_0 = \sqrt{LC_K R_0 (1 + \bar{\tau}_y/\tau_{\text{вых}})/KR_0}, \quad (11.29b)$$

где  $\bar{\tau}_y = \tau_y/\sqrt{LC_K}$ ,  $\bar{\tau}_{\text{вых}} = R_0/\rho$ .

Характер зависимостей  $\bar{K}_{np}(K)$  и  $\tau_0(K)$  иллюстрируется рис. 11.8, где принято  $\tau_y/\tau_{\text{вых}} \gg 1$  и  $L/R_0 \gg \tau_y$  и  $\tau_{\text{вых}}$ , что часто встречается на практике. Из соотношений (11.29) следует, что в генераторе, построенном по схеме на рис. 11.4, в, быстродействие увеличивается из-за расширения полосы пропускания усилителя и уменьшения действующей индуктивности эквивалентного контура ОК в результате действия ООС. Критический режим затухания сво-

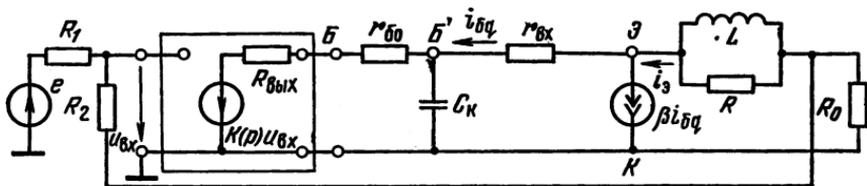


Рис. 11.7

бодных колебаний возможен при достаточно больших значениях коэффициента усиления  $K \geq K_{\min}$ , где

$$K_{\min} \approx L/(4R_0\tau_y) = \pi\Delta f L/(2R_0). \quad (11.30a)$$

Соответствующая  $K_{\min}$  постоянная времени

$$\tau_{0\max} = (\pi\Delta f_0)^{-1}. \quad (11.30б)$$

На практике часто целесообразно исключать  $R_{\text{ш}}$ . В этом случае при  $K > K_{\min}$  в первом приближении, постоянная времени сохраняется такой, как следует из (11.30б). Если  $K < K_{\min}$ , то затухание свободных колебаний становится аperiodическим с постоянными времени  $\tau_1 \approx L/KR_0$  «медленной» экспоненты и  $\tau_2 \approx \tau_y$  «быстрой», поэтому быстродействие генератора в этом случае будет определяться значением  $\tau_1$ . Для  $\tau_y/\tau_{\text{вых}} \gg 1$  получаем, что

$$\tau_0 \approx \sqrt{L\tau_y/KR_0} \approx \sqrt{L/2\pi R_0\Delta f_0 K}. \quad (11.31)$$

Из этого соотношения следует, что быстродействие генератора зависит не от  $C_K$ , а от постоянной времени ОК и полосы пропускания предварительного усилителя.

Результаты моделирования устройства по схеме на рис. 11.4, в с учетом кубического члена характеристического полинома [33]

показывают, что значение  $\bar{K}_{\text{кр}}$  (11.29a) можно использовать в качестве первого приближения. Чтобы найти минимально возможную длительность  $\tau_{\min}$  переходных процессов, можно рассчитать значение  $\tau_0$  в соответствии с соотношением

$$\tau_{\min} = 3,6 \tau_0 \quad (11.32)$$

с точностью не хуже 10%.

Сравнительная оценка быстродействия рассмотренных генераторов. Быстродействие генератора, реализованного по схеме на рис. 11.4, а, в наименьшей степени зависит от полосы пропускания  $\Delta f_0$  предварительного усилителя и в широком диапазоне значений коэффициента усиления ( $K = 100 \dots 500$ ) обусловлено параметрами  $L$  и  $C_K$ , на действующие значения которых не влияет этот параметр, определяющий эффективность

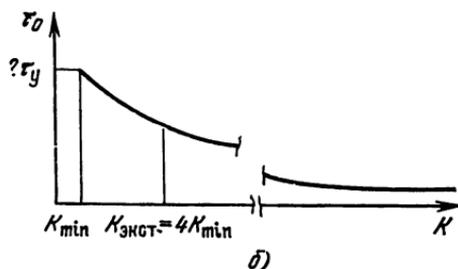
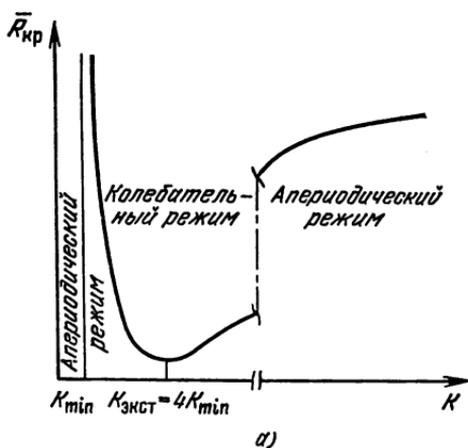


Рис. 11.8

действия цепи ООС. В противоположность этому на быстродействие генератора, построенного по схеме на рис. 11.4, в, в равной степени влияют параметры  $L$  и  $\Delta f_0$ , результирующее действие которых существенно зависит от  $K$ .

Таким образом, при одинаковых параметрах  $L$  и  $C_k$  в указанном диапазоне значений  $K$  схема на рис. 11.4, в оказывается более быстродействующей для достаточно широкополосного предварительного усилителя ( $\Delta f_0 = 100 \dots 200$  кГц). Наоборот, для сравнительно узкополосного предварительного усилителя ( $\Delta f_0 < 10$  кГц) предпочтительной оказывается схема на рис. 11.4, а. Характеристики быстродействия схемы на рис. 11.4, б занимают промежуточное положение. По отношению к значениям  $K$  эта схема, как и схема на рис. 11.4, а, является малочувствительной, наряду с этим ее быстродействие, как и в схеме на рис. 11.4, в, существенно зависит от  $\Delta f_0$ . Таким образом, при достаточно больших значениях  $\Delta f_0 > 100 \dots 200$  кГц эта схема уступает по быстродействию схеме на рис. 11.4, в, а при малых значениях  $\Delta f_0$  — схеме на рис. 11.4, а.

**Быстродействие при сильных сигналах.** Рассмотренные переходные процессы, связанные с активным режимом работы транзисторов выходных каскадов, определяют быстродействие генераторов, работающих в режиме сравнительно слабых сигналов, например в индикаторах с линейными временными развертками или в знаковом канале алфавитно-цифровых индикаторов, формирующем сравнительно небольшие ступенчатые изменения отклоняющего тока. При образовании импульсов отклоняющего тока в координатном канале алфавитно-цифровых индикаторов рассмотренные переходные процессы имеют место лишь на некоторых интервалах полного времени установления стационарной амплитуды отклоняющего тока, так как выбросы напряжения на фронте и срезе импульса тока или спаде пилообразного тока, если не принято специальных мер, переводят лампу или транзистор выходного каскада соответственно в перенапряженный (критический) режим или в режим насыщения. При этом характер затухания переходных процессов изменяется на глубоко аperiodический [33] и время установления резко возрастает.

Для сохранения активного режима выходного каскада при работе с сильными сигналами дополнительно включают либо источник повышенного напряжения (метод вольтодобавки), либо источник тока с большим дифференциальным сопротивлением (метод токодобавки). Метод вольтодобавки основан на импульсном увеличении напряжения питания выходного каскада на время, равное длительности всего переходного процесса или части его, чтобы полностью или частично избежать уменьшения напряжения на усилительном элементе до критического значения. Причем значение импульса вольтодобавки следует выбирать таким, чтобы при уменьшении напряжения на усилительном элементе из-за выброса с амплитудой  $U_m$  изображающая точка оставалась на участке активного режима характеристик.

Таким образом длительность переходных процессов можно свести к минимуму, полностью исключив интервал времени, в течение которого контур ОК попадает в глубоко апериодический режим. Тогда время установления будет определяться так же, как и в режиме слабых сигналов. В этом случае мощность рассеяния практически не увеличивается, поскольку повышение напряжения вольтодобавки действует в течение малого интервала времени, соответствующего длительности переходных процессов.

Изложенный метод полной компенсации можно использовать лишь тогда, когда амплитуда выброса меньше допустимого напряжения на коллекторе выходного транзистора. В противном случае можно повредить транзистор короткими выбросами большой амплитуды, возникающими из-за рассогласования форм выброса напряжений на ОК и импульса вольтодобавки. Чтобы избежать этого приходится ограничивать напряжение вольтодобавки предельно допустимым коллекторным напряжением транзистора (50...400 В). На практике реализовать режим полной компенсации можно лишь в редких частных случаях, используя высоковольтные транзисторы (КТ805, КТ808) и весьма большие токи отклонения. При этом амплитуда выброса падает из-за уменьшения характеристического сопротивления эквивалентного контура ОК, обусловленного уменьшением индуктивности ОК и повышением емкости  $C_{\text{вых}}$ . В большинстве транзисторных генераторов обычно удается лишь частично компенсировать уменьшение питающего напряжения. При этом усилительный элемент попадает в область насыщения, однако время пребывания в этой области существенно сокращается по сравнению со случаем отсутствия вольтодобавки.

При методе токодобавки на время переходного процесса между источником питания и ОК включают элемент с высоким дифференциальным сопротивлением, превышающим критическое значение сопротивления контура ОК. Кроме того, сопротивление этого элемента постоянному току должно быть весьма малым, чтобы исключить потери мощности источником питания. В качестве такого элемента целесообразно использовать дроссель, индуктивность которого по крайней мере на порядок превышает индуктивность секций ОК, а ток несколько больше максимального тока отклонения. В этом случае на время переходного процесса установления тока в секциях ОК в первом приближении дроссель представляет собой источник тока с бесконечно большим внутренним сопротивлением. При этом насыщенный транзистор выходного каскада не шунтирует ОК и можно получить критический переходный процесс установления отклоняющего тока.

При включении дросселя последовательно с ОК и транзистором в режиме насыщения в течение длительности фронта входного сигнала ток ОК стремится возрасти до значения тока дросселя. Когда ток через насыщенный транзистор достигнет значения  $\beta i_{\text{ог}}$ , транзистор выйдет из режима насыщения. В этот момент ток ОК станет почти равным стационарному значению. Поскольку в это время ток

дросселя обычно превышает ток ОК и оконечного транзистора, последующий переходный процесс, вызванный разными значениями указанных токов, можно устранить, применяя различные схемные решения, которые зависят от типа генератора [33].

#### 11.4. ГЕНЕРАТОРЫ РАЗВЕРТКИ С ИНТЕГРИРУЮЩИМ ОПЕРАЦИОННЫМ УСИЛИТЕЛЕМ

Как было показано, в тех случаях, когда генератор должен обеспечивать линейную развертку луча ЭЛТ, в качестве управляющего напряжения необходимо использовать линейно изменяющееся напряжение (ЛИН), формируемое отдельным генератором, обычно содержащим усилитель, охваченный эффективной ООС. В ряде случаев для стабилизации разрядного тока конденсатора в генераторе ЛИН можно использовать предварительный усилитель генератора развертывающего тока, совместив таким образом генераторы ЛИН и ЛИТ в одном схемно-конструктивном комплексе.

Будем называть устройства, в которых используется указанный принцип, генераторами с интегрирующими ОУ или сокращенно генераторами-интеграторами (ГИ).

Наиболее распространены две функциональные схемы ГИ. В схеме на рис. 11.9, а ОК не входит в цепь обратной связи, нагрузкой токостабилизирующего ОУ является цепь база — эмиттер выходного каскада и напряжение обратной связи снимается с сопротивления  $R_0$ , включенного в цепь эмиттера этого каскада.

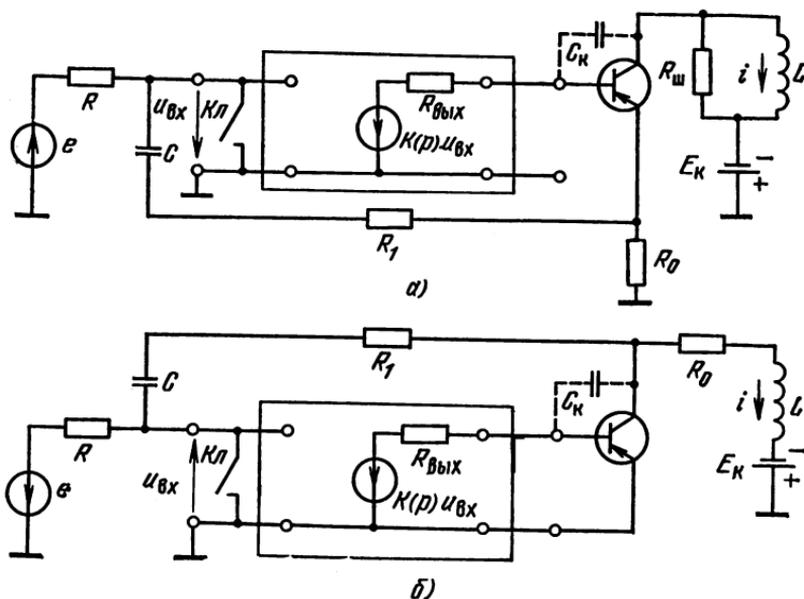


Рис. 11.9

В схеме рис. 11.9, б нагрузкой токостабилизирующего усилителя является коллекторная цепь выходного каскада и напряжение обратной связи снимается с ОК. Так как активное сопротивление транзисторных ОК мало, для эффективной работы генератора на рис. 11.9, б обычно последовательно с ОК включают дополнительное сопротивление  $R_0$ , служащее нагрузкой токостабилизирующего усилителя.

Принцип действия генераторов на рис. 11.9 аналогичен и заключается в том, что при размыкании ключа  $K_1$  начинается заряд конденсатора  $C$  приблизительно постоянным током от источника постоянного напряжения  $e = E$ , как и в ГЛИН с ООС, рассмотренных в гл. 9. При этом результирующее напряжение в цепи ООС, носящей резистивно-емкостный характер, будет трапецеидальным, т. е. включать ступенчатую и линейно изменяющуюся составляющие. Таким образом в ГИ на рис. 11.9, а за счет действия ООС будет стабилизироваться трапецеидальная форма тока выходного каскада, а в ГИ на рис. 11.9, б — трапецеидальная форма напряжения на коллекторе. Если считать ток, протекающий в цепи ООС, постоянным  $I_0 \approx E/R$  и пренебрегать инерционными параметрами предварительного усилителя ( $\tau_y$ ) и выходного каскада ( $\tau_k$ ), то для обеспечения линейно нарастающего тока ОК  $i = A_T t$  необходимо выбирать параметры из условия

$$L/R_{\text{ш}} = CR_1 \quad (11.33a)$$

для схемы рис. 11.9, а,

$$L/R_0 = CR_1 \quad (11.33b)$$

для схемы рис. 11.9, б. При этом скорость нарастания тока ОК будет равна

$$A_T = E/(CRR_0). \quad (11.34)$$

На практике за счет конечного значения коэффициента усиления предварительного усилителя (в качестве которого часто используются ДУПТ в микросхемотехническом исполнении) ток в цепи ООС не остается постоянным, что приводит к появлению нелинейности отклоняющего тока, которая увеличивается также из-за неточного выполнения условий (11.33). Инерционные параметры, ограничивающие результирующую полосу пропускания усилителя, уменьшают скорость  $A_T$  изменения отклоняющего тока и вызывают дополнительную нелинейность его начального участка. Анализ показывает [33], что влияние этих параметров можно уменьшить, увеличив эффективность ООС, определяемую коэффициентом усиления предварительного усилителя.

За время  $\tau$  прямого хода развертки заряд интегрирующего конденсатора изменяется. Восстановление этого заряда происходит после окончания управляющего импульса. Таким образом, быстрое действие рассматриваемого генератора будет обусловлено процессами не только установления стационарного тока, но и восстанов-

ления начального заряда конденсатора  $C$ . Если к моменту поступления очередного управляющего импульса последний процесс не заканчивается, то скорость  $A_T$  развертки изменится. Поэтому в ГИ, построенных в соответствии со схемами на рис. 11.9, следует предусмотреть коммутирующие цепи быстрого восстановления начального заряда интегрирующего конденсатора. Поскольку цепь ООС, охватывающая генератор при этом разомкнута, то магнитную энергию, запасенную в ОК, целесообразно рассеивать в режиме критического затухания, подключая соответствующий демпфирующий резистор

## 11.5. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ЛИТ

Требования, которые предъявляются к генераторам ЛИТ, используемым в приемных телевизионных устройствах для вертикальной (кадровой) и горизонтальной (строчной) разверток луча, существенно отличаются от требований, предъявляемых к радиолокационным индикаторам. Телевизионные развертки являются непрерывными с относительно малой длительностью обратного хода, составляющей 5 и 10% от периода повторения соответственно для кадровой и строчной разверток. Наряду с этим требования к линейности и стабильности обычно сравнительно невысоки ( $\xi_T = 5...10\%$ ), а такие характеристики, как простота устройства, экономичность, габаритные размеры и стоимость, имеют существенное значение.

Поскольку длительность вертикальной развертки в сотни раз превышает длительность горизонтальной, то генераторы ЛИТ для этих разверток имеют существенные различия.

**Вертикальное отклонение.** Благодаря сравнительно низкой скорости вертикальной развертки искажения формы отклоняющего тока из-за паразитной емкости обычно пренебрежимо малы, и в первом приближении при описании формы прямого хода эту емкость можно не учитывать. Поэтому в эквивалентной схеме контура на рис. 11.1 емкость можно исключить. Наряду с этим следует иметь в виду, что при генерировании непрерывной развертки (рис. 11.10) к моменту начала прямого хода  $\tau$  через ОК протекает ток обратного направления  $I_0 \approx 0,5 I_m$ . Учитывая эти замечания, можно записать выражение для изображения отклоняющего тока на интервале  $\tau$  в катушке

$$i(p) = \gamma_R \frac{i_0'(p) - LI_0/R_{\text{ЭК}}}{1 + p\tau_K}, \quad (11.35)$$

где  $\gamma_R = R_{\text{ЭК}}/(R_{\text{ЭК}} + R_R)$ ;  $\tau_K = L/(R_{\text{ЭК}} + R_R)$ .

Для трапецеидального управляющего тока выходного каскада  $i_0(p) = (A_0/p + B_0)/p$  ори-

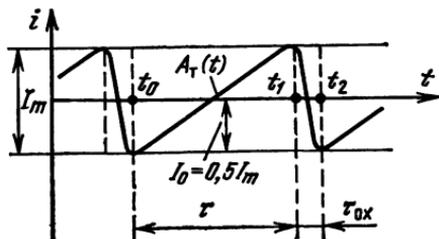


Рис. 11.10

гиналом (11.35) будет функция

$$i(t) = A_{\tau} t - I_0 + (I_0 + A_{\tau} B_0 / A_0 - \tau_{\kappa} A_{\tau}) [1 - \exp(-t/\tau_{\kappa})], \quad (11.36)$$

где  $A_{\tau} = \gamma_R A_0$ .

Чтобы  $i(t)$  изменялся по линейному закону, необходимо выбрать пьедестал  $B_0$  в соответствии с условием

$$B_0 = A_0 (\tau_{\kappa} A_{\tau} - I_0) A_{\tau}. \quad (11.37a)$$

С учетом того, что  $A_{\tau} = I_m / \tau$ , получаем

$$B_0 = I_m (1 + R_{\kappa} / R_{\text{ЭК}}) (\tau_{\kappa} / \tau - 0,5). \quad (11.37b)$$

На практике из-за нестабильности параметров лампы или транзистора выходного каскада условие (11.37) может выполняться не полностью, в результате чего отклоняющий ток становится нелинейным. Эта нелинейность возрастает из-за нелинейности ВАХ лампы или транзистора, а также из-за протекания намагничивающего тока при трансформаторной связи. Для корректировки формы отклоняющего тока в этих случаях обычно включают цепи частотно-зависимой ООС и корректирующие  $RC$ -цепи. Во время обратного хода вертикальной развертки лампа или транзистор выходного каскада закрывается и демпфирующее сопротивление обеспечивает слабоколебательный режим затухания контура ОК.

**Горизонтальное отклонение.** При создании горизонтальной развертки тока основными проблемами являются обеспечение малой длительности обратного хода (порядка единиц микросекунд) и снижения потребляемой мощности. Расчеты показывают [41], что на практике при полном рассеянии магнитной энергии ОК в течение обратного хода потребляемая мощность выше 20 Вт. Поэтому в используемых на практике генераторах строчной развертки демпфирующие резисторы заменены активными демпфирующими элементами — диодами или транзисторами, которые закрываются на время обратного хода. При этом обратный ход определяется полупериодом колебаний контура ОК, для стабилизации которого параллельно катушке включают подстроечные конденсаторы:

$$\tau_{\text{ок}} \approx \pi \sqrt{LC}. \quad (11.38)$$

Магнитная энергия, накопленная в ОК к концу обратного хода, используется при этом для практического удвоения отклоняющего тока в течение прямого хода развертки в соответствии со схемой на рис. 11.11, а, где ключ, моделирующий работу активных элементов выходного каскада, является двунаправленным. На интервале  $t_0..t_1$  прямого хода ключ замкнут и контур шунтируется сопротивлением  $R_{\text{кЛ}} \ll R_{\text{кР}}$ , поэтому имеет место глубоко аperiodический режим свободных колебаний. Пренебрегая емкостью  $C$  для этого случая, закон изменения отклоняющего тока (рис. 11.11, б) можно

считать экспоненциальным:

$$i(t) = E [1 - \exp(-t/\tau_{\text{кл}})]/R_{\text{кл}} - I_m \exp(-t/\tau_{\text{кл}}), \quad (11.39)$$

где  $\tau_{\text{кл}} = L/R_{\text{кл}}$ .

Из (11.39) определяем начальную скорость  $A_T$  и коэффициент нелинейности  $\xi_T$  отклоняющего тока:

$$A_T = \frac{E_{\text{к}}/L}{1 - 0,5\tau/\tau_{\text{кл}}} \approx \frac{E_{\text{к}}}{L} \left( \text{для } \frac{\tau}{\tau_{\text{кл}}} \ll 2 \right), \quad (11.40a)$$

$$\xi_T = \tau/\tau_{\text{кл}}. \quad (11.40b)$$

На интервале прямого хода напряжение на ОК  $u_{\text{к}} \approx E$ . На интервале  $t_1 \dots t_2$  обратного хода напряжение  $u_{\text{к}}$  возрастает до амплитудного значения

$$U_m \approx I_m \sqrt{L/C} = \pi L I_m / \tau_{\text{ох}}, \quad (11.41)$$

достигающего в транзисторных генераторах 100 В и больше. Практическая схема транзисторного генератора, упрощенная за счет исключения непринципиальных элементов, приведена на рис. 11.12. Во время прямого хода на мощный транзистор выходного каскада, в коллекторную цепь которого включена ОК, поступает через трансформатор  $Tr_1$  положительный импульс тока базы  $I_{\text{б}} > I_{\text{бнас}}$  где  $I_{\text{бнас}} = I_m/\beta$ . В результате прямой ход ЛИТ формируется в режиме насыщения транзистора, причем в течение первой половины прямого хода транзистор находится в инверсном включении, а в течение второй — в прямом, выполняя таким образом функции двунаправленного ключа. Если используют обычные мощные транзисторы, у которых различные размеры эмиттерного и коллекторного  $p-n$ -переходов, то параллельно транзистору включают

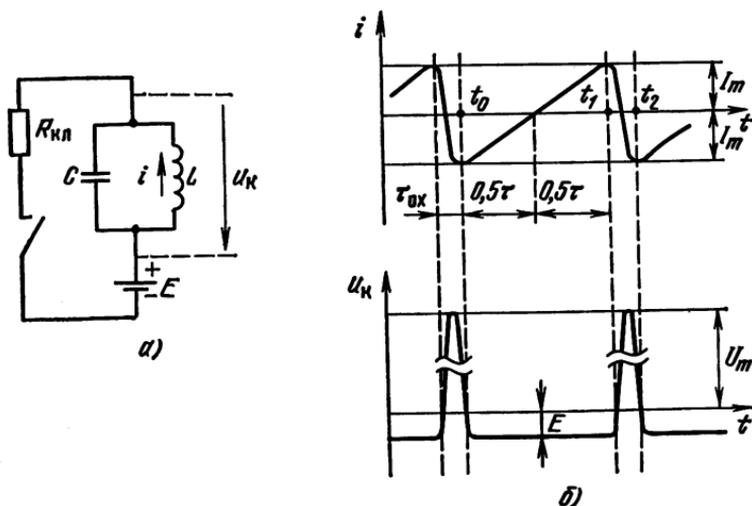


Рис. 11.11

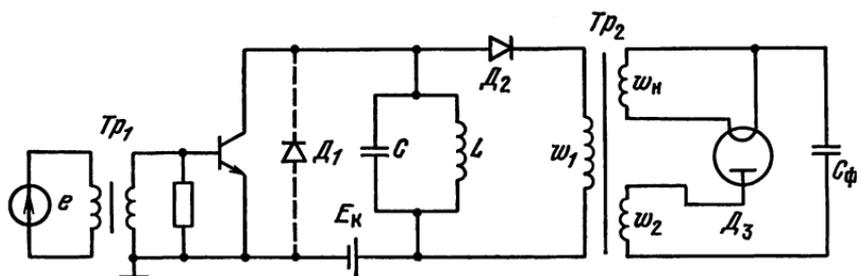


Рис. 11.12

дополнительный демпфирующий диод, показанный на рис. 11.12 штриховой линией.

Во время обратного хода в базу транзистора подается отрицательный импульс тока с большой амплитудой для быстрого выключения транзистора. Косинусоидальный импульс напряжения на ОК с амплитудой около 100 В поступает на первичную обмотку высоковольтного трансформатора  $Tr_2$  с коэффициентом трансформации  $n \geq 100$ . Вакуумный диод  $D_3$  во вторичной обмотке трансформатора вместе с конденсатором фильтра  $C_\phi$  образуют выпрямитель высоковольтного напряжения, поступающего на второй анод кинескопа.

Для исключения вакуумного диода в выпрямителе можно использовать высоковольтные полупроводниковые структуры, например селеновые вентили, которые обычно включают по схемам удвоения или утроения выходного напряжения.

Если выходной каскад генератора строчной развертки построен на электронной лампе (обычно мощном лучевом тетраде), то его схема усложняется. Поскольку лампа не может служить двунаправленным ключом, обязательно используют демпфирующий диод. Кроме того, из-за высокого выходного сопротивления лампы ОК включают через понижающий трансформатор. Принцип действия и основные соотношения лампового генератора строчной развертки рассмотрены в [4].

#### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ

- 11.1. Показать форму управляющего тока, необходимую для получения линейно-изменяющегося тока в ОК.
- 11.2. Показать форму отклоняющего тока при трапецеидальной форме управляющего тока при критическом и аperiodическом затухании переходных процессов. Указать трудности использования аperiodического затухания.
- 11.3. Показать форму отклоняющего тока при ступенчатой форме управляющего тока для трех случаев затухания переходных процессов.
- 11.4. Построить три схемы транзисторных генераторов тока с ООС по току; пояснить их отличия.
- 11.5. Построить эквивалентную схему генератора по схеме на рис. 11.4, а; получить на основании анализа упрощенной переходной характеристики функции  $R_{кр}(K)$  и  $\tau_0(K)$ ; дать сравнительную оценку влияния на них инерционности усилителя, барьерной емкости выходного транзистора и индуктивности ОК.

- 11.6. Решить задачу 11.5 для генератора по схеме на рис. 11.4, в.
- 11.7. Произвести сравнительную оценку характеристик генераторов по схемам на рис. 11.4, а и в.
- 11.8. Объяснить необходимость использования методов вольт- и токодобавки для режима сильных сигналов отклоняющего тока; пояснить сущность этих методов.
- 11.9. Нарисовать две схемы генераторов-интеграторов, пояснить отличия в их работе.
- 11.10. Вывести формулы (11.33) и (11.34).
- 11.11. Определить искажения отклоняющего тока, возникающие при неточном выполнении условий (11.33).
- 11.12. Построить упрощенную эквивалентную схему выходного каскада вертикального отклонения телевизионной развертки; показать форму его колебаний и определить соотношения между параметрами, необходимые для получения линейно изменяющегося тока.
- 11.13. Построить упрощенную эквивалентную схему выходного каскада горизонтального отклонения транзисторной телевизионной развертки; показать форму его колебаний и пояснить принцип действия; определить параметры прямого и обратного хода развертки; пояснить работу схемы рис. 11.12.

## Глава 12

### ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ПРИБОРАХ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

#### 12.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Используя полупроводниковые приборы, ВАХ которых имеет участок с отрицательной крутизной  $S = di/du < 0$ , можно построить регенеративные импульсные устройства, в которых отсутствует внешняя («схемная») цепь ПОС. Это позволяет в ряде случаев существенно упростить схемные реализации этих устройств и улучшить такие важнейшие параметры, как быстродействие, нагрузочная способность и др.

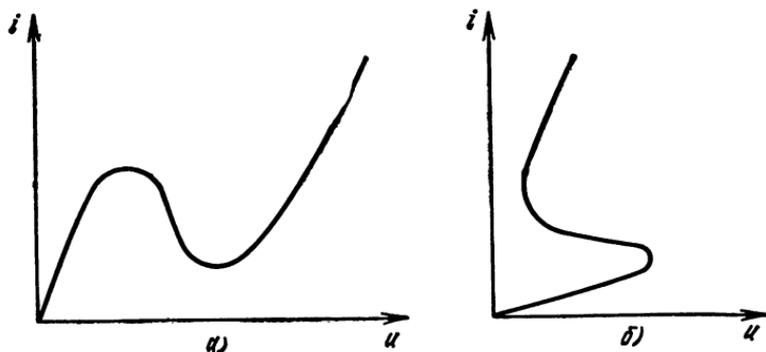


Рис. 12.1

В настоящее время известны два типа таких приборов: с характеристикой N- (рис. 12.1, а) и S-типа (рис. 12.1, б). В первых ток является однозначной функцией напряжения, поэтому можно считать, что эти приборы управляются напряжением, вторые, наоборот, управляются током, так как у них напряжение является однозначной функцией тока. Характеристику N-типа имеют туннельные диоды, генерирующие импульсы наносекундного диапазона длительности. Характеристику S-типа имеют лавинные транзисторы (включенные по схеме ОЭ) и четырехслойные структуры — тиристоры, которые позволяют формировать мощные импульсы с большой амплитудой.

## 12.2. ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДАХ

Рассмотрим основную схему включения туннельного диода (ТД, рис. 12.2, а), где паразитная емкость  $C_{\text{пар}}$  объединяет емкости монтажа и нагрузки, а также барьерную емкость  $C_{\text{д}}$  ТД, имеющую значение от единиц до десятков микрофарад. Туннельная ветвь характеристики ТД (рис. 12.2, б) содержит падающий участок  $MN$  с отрицательным средним сопротивлением  $-\bar{\rho}$ . Основными параметрами характеристики являются ток  $I_{\text{пк}}$  и напряжение  $U_{\text{пк}}$  пика, ток  $I_{\text{вп}}$  и напряжение  $U_{\text{вп}}$  впадины, а также напряжение  $U_{\text{р}}$  раствора характеристики, которые имеют следующие типовые значения:  $I_{\text{пк}} = 1...50$  мА,  $H = I_{\text{пк}}/I_{\text{вп}} = 5...10$ ,  $U_{\text{пк}} = 75...330$  мВ,  $U_{\text{вп}} = 300...600$  мВ,  $U_{\text{р}} = 0,4...1,3$  В.

В зависимости от напряжения  $E$  источника и сопротивления резистора  $R = (\text{tg}\alpha)^{-1}$  схема на рис. 12.2, а может иметь пять состояний равновесия, характеризующихся рис. 12.2, б [30]. Когда нагрузочная прямая пересекает одну из восходящих ветвей ВАХ ТД и  $R < \rho$ , точки 1 и 2 будут точками устойчивого равновесия. В этих случаях при отклонении напряжения на эмиттере ТД от среднего значения из-за какого-либо возмущающего воздействия на-

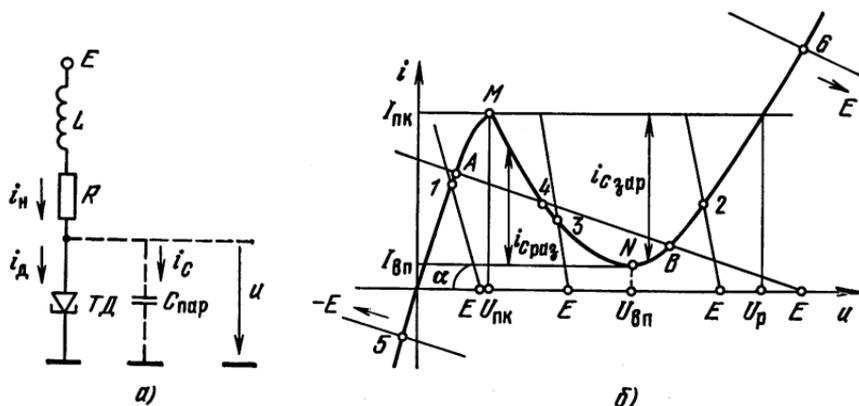


Рис. 12.2

правление емкостного тока всегда будет таким, что скорость перемещения изображающей точки будет направлена в сторону уменьшения начального отклонения. Эти случаи характерны для режимов работы ждущих мультивибраторов с начальными устойчивыми состояниями соответственно в точке 1 или 2.

Для точки 3, в которой также  $R < \rho$ , указанный эффект, а следовательно, и состояние устойчивого равновесия будет иметь место при достаточно малой индуктивности, так что  $L/R < \rho C_{\text{пар}}$ . Такой режим характерен для усилителей на ТД. Если указанное условие не выполняется, то состояние равновесия в точке 3 неустойчиво и в схеме возбуждаются автоколебания. При этом, если  $L/R \gg \rho C_{\text{пар}}$ , эти автоколебания будут релаксационными, характерными для автоколебательного мультивибратора.

Для триггерных режимов работы необходимо, чтобы  $R > \rho$ , причем включать индуктивность  $L$  не обязательно. Если напряжение источника  $E$  выбрано так, что нагрузочная прямая пересекает все три ветви характеристики (точки  $A$ , 4,  $B$ ), то в устройстве будут два устойчивых состояния равновесия (точки  $A$  и  $B$ ) и одно неустойчивое (точка 4) и, таким образом, оно может функционировать в качестве бистабильного триггера. Если нагрузочная прямая пересекает лишь одну из восходящих ветвей характеристики (точки 5 и 6), то устройство будет функционировать в качестве триггера Шмитта, работающего в режиме формирования, когда начальная рабочая точка выбрана вне пределов петли гистерезиса.

Время переключения ТД из низковольтного (точка  $A$ ) состояния в высоковольтное (точка  $B$ ) и обратно обусловлено процессами заряда и разряда паразитной емкости  $C_{\text{пар}}$ . Обычно в течение этого времени ток  $i_n$  индуктивно-резистивной нагрузки практически измениться не успевает и емкостный ток  $i_C$  определяется ординатами  $i_{C\text{зар}}$  и  $i_{C\text{раз}}$  на рис. 12.2, б, заключенными между уровнями соответственно  $I_{\text{пк}}$  или  $I_{\text{вп}}$  и характеристикой диода. Если в первом приближении считать участки  $MN$  и  $NE$  симметрично линейными, то время переключения из низковольтного состояния в высоковольтное будет равно

$$\tau_{\text{ф}} \approx 2 C_{\text{пар}} (U_{\text{р}} - U_{\text{пк}}) / I_{\text{пк}} (1 - 1/H). \quad (12.1)$$

Для практических устройств с конечным значением нагрузочного сопротивления, управляемых сигналами с конечной длительностью фронта, время переключения будет увеличиваться по сравнению со значением, определяемым формулой (12.1), но характер зависимости этого времени от параметров диода будет сохраняться.

В импульсных устройствах, рассмотренных далее, время переключения обычно пренебрежимо мало по сравнению с длительностью переходных процессов, связанных с изменением энергии, накопленной в реактивных элементах, и в первую очередь в катушках индуктивности. Кроме того, быстродействие каскадно соединенных импульсных устройств на ТД часто обусловлено буферными усилительными каскадами и значительно меньше, чем быстродействие оди-

ночных устройств, построенных по схеме на рис. 12.2, а. Поэтому на практике реализация потенциального быстрого действия туннельных диодов является одной из важнейших задач проектирования.

**Мультивибраторы.** Основная схема самовозбуждающегося мультивибратора приведена на рис. 12.3, а. Делитель  $R_1, R_2$  обеспечивает необходимое положение рабочей точки на отрицательной ветви характеристики ТД (рис. 12.3, б) в соответствии с соотношениями:

$$R < \bar{\rho}, \quad (12.2a)$$

$$U_{вп} > E - I_0 R > U_{пк}, \quad (12.2б)$$

где  $R = R_1 \parallel R_2$  и  $R_H \gg R$ .

Кроме того, крутизна динамической нагрузочной прямой при переключении должна быть намного меньше крутизны отрицательного участка характеристики диода, что соответствует условию

$$(L + L_{пар})/R \gg C_{пар} \bar{\rho}, \quad (12.2в)$$

где  $L_{пар}$  — индуктивность выводов диода.

В мультивибраторах для приближения формы выходных импульсов к прямоугольной индуктивность выбирают достаточно большой, так что динамическую нагрузочную характеристику при переключении можно считать горизонтальной. Неравенства (12.2) определяют условия работоспособности устройства.

При включении мультивибратора рабочая точка (рис. 12.3, б) попадает на нарастающую туннельную ветвь характеристики диода, напряжение и ток в катушке индуктивности и равный ему ток диода  $i_d$  начинают экспоненциально нарастать. При достижении точки максимума  $M$  (момент  $t_1$ , рис. 12.3, в) происходит первое переключение устройства. В течение этого переключения ток  $i$  в индуктивности практически остается постоянным и рабочая точка скачком переходит в положение  $B$ . На интервале  $t_1 \dots t_2$  состояние

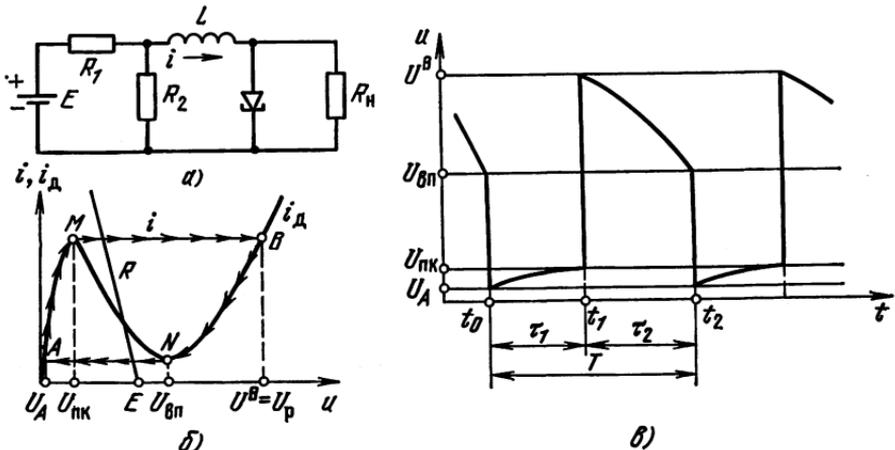


Рис. 12.3

мультивибратора является временно устойчивым и формируется второй полупериод колебаний, в течение которого напряжение  $u$  и ток диода экспоненциально понижаются, а рабочая точка перемещается вниз по диффузионной ветви характеристики. Второе переключение происходит в точке  $N$  (момент  $t_2$ ), рабочая точка скачком переходит в положение  $A$  и на участке  $AM$  формируется первый полупериод колебаний, с которого было начато рассмотрение. До первого переключения ток нарастает по закону

$$i = (I_{\text{кон}} - I_{\text{нач}}) (1 - \exp [-(t - t_0)/\tau_{01}]) + I_{\text{нач}}, \quad (12.3)$$

где  $\tau_{01} = L/(R + r_{\text{д1}})$ ;  $I_{\text{нач}} = i(t_0) = I_{\text{вп}}$ ;  $I_{\text{кон}} = E/(R + r_{\text{д1}})$ .

Подставив  $i(t_1) = I_{\text{пк}}$ , получим

$$\tau_1 = \tau_{01} \ln \left[ \frac{E/(R + r_{\text{д1}}) - I_{\text{вп}}}{E/(R + r_{\text{д1}}) - I_{\text{пк}}} \right]. \quad (12.4)$$

До второго переключения

$$i = (I_{\text{нач}} + I_{\text{кон}}) \exp [-(t - t_1)/\tau_{02}] - I_{\text{кон}}, \quad (12.5)$$

где  $\tau_{02} = L/(R + r_{\text{д2}})$ ;  $I_{\text{нач}} = i(t_1) = I_{\text{пк}}$ ;

$I_{\text{кон}} = (-E + e_{02})/(R + r_{\text{д2}})$ ,

$r_{\text{д1}}$ ,  $r_{\text{д2}}$  — усредненные сопротивления;  $e_{02}$  — напряжение отсечки второго участка ветви.

Подставив  $i(t_2) = I_{\text{вп}}$ , получим

$$\tau_2 = \tau_{02} \ln \left[ \frac{I_{\text{пк}} + (e_{02} - E)/(R + r_{\text{д2}})}{I_{\text{вп}} + (e_{02} - E)/(R + r_{\text{д2}})} \right]. \quad (12.6)$$

Очевидно, что период колебаний  $T = \tau_1 + \tau_2$ . Из формул (12.4) и (12.6) следует, что его стабильность зависит от стабильности параметров диода и напряжения источника питания. Для повышения стабильности желательно напряжение источника питания  $E$  приближать к значению  $e_{02}$ . Максимальное быстродействие подобных устройств ограничивается возможностью выполнения условия (12.2) и составляет обычно 10...20 МГц.

Схемы ждущих мультивибраторов аналогичны схеме рис. 12.3,  $a$  с той разницей, что резистор  $R$  и напряжение источника питания  $E$  выбраны так, чтобы статическая нагрузочная прямая пересекала восходящую ветвь туннельного или диффузионного участка характеристики. В результате этого в схеме устанавливается начальное устойчивое состояние, которое сменяется временно устойчивым под воздействием пускового импульса. Длительность временно устойчивого состояния определяется, как и для самовозбуждающегося мультивибратора, убыванием или нарастанием тока в индуктивности до граничных значений  $I_{\text{вп}}$  или  $I_{\text{пк}}$ . После окончания второго переключения в ждущих мультивибраторах восстанавливается начальное (статическое) значение тока. Для уменьшения времени восстановления, которое обычно превышает длительность временно устойчивого состояния, включают дополнительный импульсный или обращенный диод (так называемую цепь нелинейного смещения) [4].

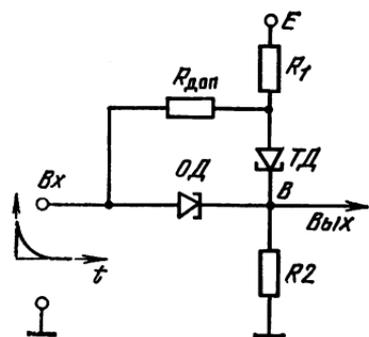


Рис. 12.4

**Триггеры.** Простейшая схема триггера на ТД не отличается от основной схемы мультивибратора (рис. 12.3, а), однако номинальные значения сопротивлений  $R_1$ ,  $R_2$  и напряжения  $E$  источника выбирают достаточно большими, чтобы нагрузочная прямая пересекала обе восходящие ветви характеристики ТД. Различают два режима работы триггера: переключения тока и напряжения. В первом, соответствующем сравнительно малым значениям  $R = R_1 \parallel R_2$  и  $E = E_1$ , перепады тока ТД при переключении являются максимальными и близкими к разности  $I_{пк} - I_{вп}$  в то время, как изменение напряжения получается сравнительно малым и близким к  $U_{вп} - U_{пк}$ .

Этот режим обычно используют при счетном запуске триггера, когда исходные управляющие сигналы являются униполярными. В этом случае для обеспечения надежного срабатывания триггера исходное значение тока при переключении сохраняется за счет включения индуктивности. Во втором режиме, который характеризуется большими значениями  $R$  и  $E = E_2$ , имеет место максимальный перепад выходного напряжения, близкий к разности  $U_p - U_{пк}$  и малый перепад тока. В таком режиме обычно работают триггеры с раздельным запуском. При этом индуктивность обычно отсутствует.

Поскольку импульсы, поступающие на один электрод триггера, должны быть биполярными, то при счетном запуске необходимы специальные цепи, формирующие эти импульсы из исходных униполярных сигналов. В триггере, показанном на рис. 12.4, переключение производится униполярными импульсами. При прямом переключении, когда обращенный диод (ОД) закрыт высоким уровнем выходного напряжения, положительный пусковой импульс поступает на анод ТД через низкоомный резистор  $R_{доп}$ . При обратном переключении ОД открыт и передает пусковой импульс на катод ТД.

Пересчетные схемы на ТД обладают быстродействием несколько сот мегагерц и более.

### 12.3. РЕЛАКСАТОРЫ НА ЛАВИННЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Лавинные транзисторы (ЛТ) в принципе не отличаются от обычных биполярных, а их конструктивно-технологические особенности связаны с необходимостью обеспечить более стабильные и надежные характеристики при работе в области ударной ионизации носителей в коллекторном переходе, когда напряжение на коллекторе достаточно велико.

При включении транзистора по обычной схеме ОЭ (рис. 12.5, а) область лавинного пробоя коллекторного перехода лежит в преде-

лах  $U_{\beta} \leq u_{кэ} \leq U_M$ , где  $U_{\beta}$  — критическое значение  $u_{кэ}$  при  $\beta = \infty$ ,  $U_M$  — напряжение лавинного пробоя, при котором коэффициент ударной ионизации  $M = \infty$ . В этой области (рис. 12.5, б) ВАХ для отрицательных токов базы  $I_{\beta} < 0$  имеют S-образную форму и содержат участок отрицательного сопротивления  $r_{диф} = -\rho$  на интервале изменения коллекторного напряжения практически в пределах  $U_{\beta} > U_{кэ} > -U_{вкл}$ . Напряжение  $U_{вкл}$ , аналогичное напряжению зажигания тиратронов, определяется соотношением [14]:

$$U_{вкл} \approx U_M \sqrt[n]{1 + I_{\beta 0} / I_{\beta}}, \quad (12.7)$$

где  $I_{\beta} \approx -E_{\beta} / R_{\beta}$ ;  $n$  — показатель, зависящий от полупроводникового материала, типа перехода и носителей, вызывающих лавинный пробой. Для германиевых ступенчатых переходов  $n \approx 3$ , если лавина вызвана дырками, и  $n \approx 6$ , если электронами. Для кремниевых ступенчатых переходов  $n \approx 3,5$  и  $n \approx 2$  соответственно [3].

Достоинствами релаксаторов на ЛТ являются: простота схемы, малая длительность фронтов формируемых импульсов (до 0,1 нс), большие амплитуды импульсов тока (до нескольких ампер) и напряжения (до 100 В и более), высокая чувствительность к запуску (до нескольких десятков милливольт) и небольшое время задержки срабатывания (до 0,1 нс и менее), хорошая развязка входных и выходных цепей, удовлетворительная температурная стабильность. Основными недостатками их являются большое остаточное напряжение во включенном состоянии (8...10 В и более) и относительно низкая частота следования импульсов (до десятков мегагерц), определяемая допустимой средней мощностью рассеяния коллекторного перехода [30].

Иза указанных особенностей наиболее эффективными релаксаторами на ЛТ можно считать мультивибраторы, генерирующие мощные импульсы наносекундного диапазона длительностей с высокой скважностью, т. е. устройства, напоминающие весьма мощ-

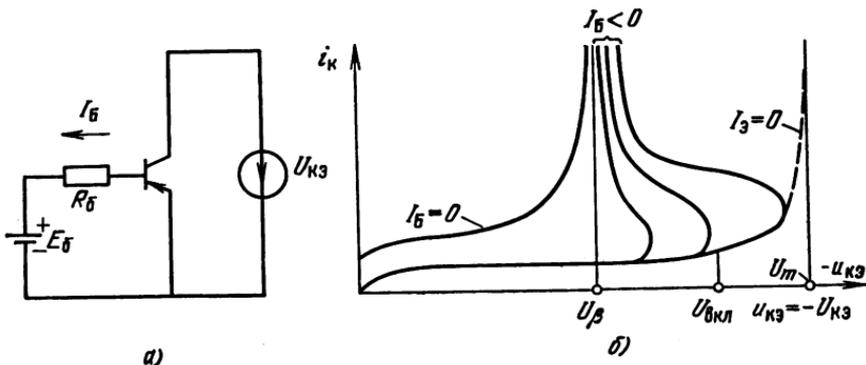
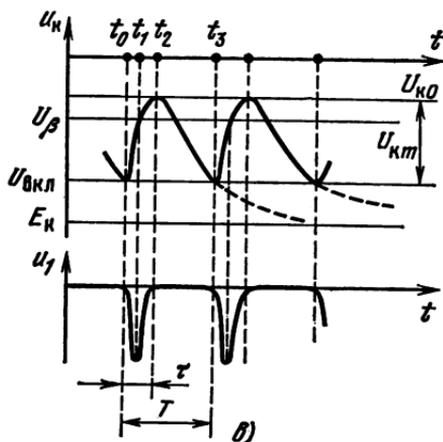
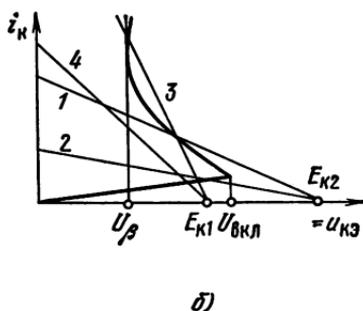
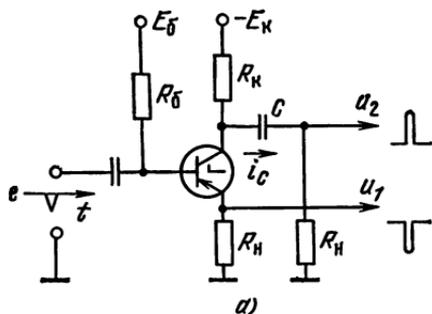


Рис. 12.5



ные безтрансформаторные блокинг-генераторы.

Основная схема простейшего релаксатора на ЛТ представлена на рис. 12.6, а. Выходные импульсы различной полярности обычно снимаются с нагрузок  $R_H$ . Аналогично тому, как это было рассмотрено для туннельных диодов с N-образными характеристиками, в зависимости от коллекторной нагрузки  $R_K$  и источника питающего напряжения  $-E_K$ , релаксатор на рис. 12.6, а может работать как самовозбуждающийся и ждущий мультивибратор (соответственно

Рис. 12.6

случаи 1 и 2 на рис. 12.6, б), а также как обычный триггер и триггер Шмитта (случаи 3 и 4). Нетрудно установить, что соотношения между сопротивлениями  $R_K$  и  $\rho$ , необходимые для обеспечения указанных режимов в ЛТ, являются обратными по отношению к соответствующим устройствам на ТД из-за S-образной статической характеристики, а именно для мультивибраторов на ЛТ  $R_K > \rho$ , а для триггера  $R_K < \rho$ . Работу релаксатора можно пояснить следующим образом. На рис. 12.6 в показано, что при  $t < t_0$  оканчивается хранимая стадия предыдущего цикла, когда транзистор находится в режиме отсечки и уменьшается потенциал коллектора из-за заряда храниющего конденсатора. При  $t = t_0$  напряжение  $u_K$  достигает значения  $U_{вкл}$ , при котором начинается ударная ионизация, что эквивалентно включению цепи ПОС блокинг-генератора, в результате чего на интервале  $t_0 \dots t_1$  формируется фронт выходного напряжения  $u_1$ , пропорциональный разрядному току конденсатора, который на этом интервале нарастает. В момент  $t_1$  рабочая точка попадает на верхний участок вольт-амперной характеристики ЛТ с положительным сопротивлением (практически можно считать это сопротивление нулевым при напряжении  $U_B$ ).

Срез импульса (интервал  $t_1 \dots t_2$ ) формируется после окончания ударной ионизации на коллекторном переходе за счет тока рассасывания заряда неосновных носителей, накопленных в области эмиттерного перехода, который был смещен в прямом направлении на предыдущем интервале. Этот процесс аналогичен процессу эмиттерного рассасывания при выключении ключа сильным током (см. гл. 3). В момент  $t_2$  рассасывание заканчивается, а следовательно, заканчиваются разряд конденсатора и срез выходного импульса. Интервал  $t_1 \dots t_2$  зависит от накопленного заряда неосновных носителей, который, в свою очередь, определяется зарядом, убывающим на емкости  $C$  на интервале  $t_0 \dots t_1$ , обусловленным в частности значением  $C$ . Таким образом, амплитуда и длительность выходного импульса в схеме рис. 12.6 зависят от  $C$ , как и напряжение —  $U_{к0}$ , до которого разряжается хранирующий конденсатор.

На интервале  $t_2 \dots t_3$  происходит заряд конденсатора и формируется храниющая стадия цикла колебаний, с которой было начато рассмотрение.

Длительность этой стадии нетрудно найти, считая  $r_{\text{выхотс}} \gg R_k$  и  $MI_{к0}R_k \ll E_k$ :

$$t_2 \dots t_3 = \tau_{\text{хрон}} \ln \left( 1 + \frac{U_{\text{итм}}}{E_k - U_{\text{вкл}}} \right), \quad (12.8)$$

где  $U_{\text{итм}} = U_{\text{вкл}} - U_{к0}$ ;  $\tau_{\text{хрон}} = CR_k$ .

Как уже указывалось, обычно  $\tau \ll t_3 \dots t_2$ , поэтому можно считать, что формула (12.8) определяет период колебаний  $T$ . При работе релаксатора на рис. 12.6, а в режиме ждущего мультивибратора начальное состояние делается устойчивым, так как нагрузочная прямая на рис. 12.6, б при увеличенном сопротивлении нагрузки пересекает нижнюю ветвь ВАХ с положительным сопротивлением. Для запуска устройства на базу подают отрицательный пусковой импульс, уменьшающий абсолютное значение тока базы, что приводит к уменьшению  $U_{\text{вкл}}$ .

Интервал между поступлением фронта пускового импульса и запуском устройства, связанный с накоплением заряда неосновных носителей на эмиттерном переходе, представляет собой задержку срабатывания и обычно не превышает долей или единиц наносекунд [30]. Остальные стадии (формирование импульса и время восстановления) формируются так же, как в самовозбуждающемся мультивибратором.

Основным недостатком рассмотренных простейших мультивибраторов является нестабильность частоты следования и длительность формируемых импульсов, которые можно улучшить, используя кварцевые стабилизаторы частоты [30].

#### 12.4. РЕЛАКСАТОРЫ НА ТИРИСТОРАХ

Тиристоры, или четырехслойные  $p-n$ -структуры, являются полупроводниковыми аналогами газоразрядных приборов — газотронов и тиратронов. ВАХ тиристора с управляемой базой (трини-

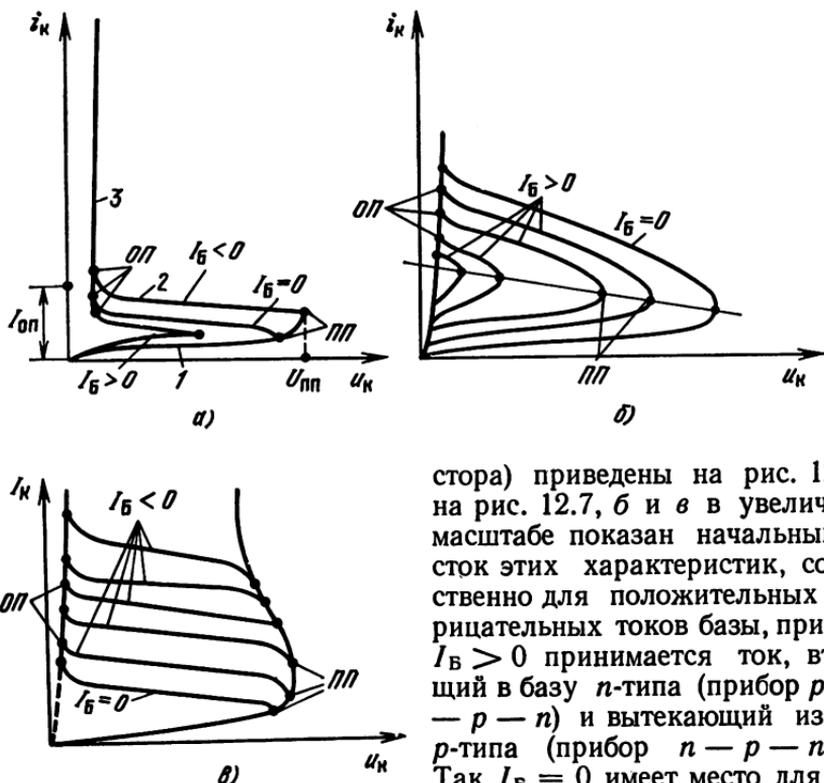


Рис. 12.7

сторы) приведены на рис. 12.7, а, на рис. 12.7, б и в в увеличенном масштабе показан начальный участок этих характеристик, соответственно для положительных и отрицательных токов базы, причем за  $I_B > 0$  принимается ток, втекающий в базу  $n$ -типа (прибор  $p-n-p-n$ ) и вытекающий из базы  $p$ -типа (прибор  $n-p-n-p$ ). Так  $I_B = 0$  имеет место для диодистора — структуры, не имеющей вывода базы.

Как видно из рис. 12.7, а тиристоры имеют S-образную характеристику, причем дифференциальное сопротивление участка 2, лежащего между точками прямого (ПП) и обратного (ОП) переключения, является отрицательным  $r_{диф} = -\rho$ , где  $\rho = |du_k/di_k|$  при  $i_B = \text{const}$ . Среднее значение  $\rho$  лежит обычно в пределах от 5...10 до 50...100 кОм [14]. Этот участок, как и в лавинном транзисторе, образуется из-за ударной ионизации носителей на среднем (коллекторном) переходе прибора. На участке 1 ток  $i_k$  весьма мал (единицы и десятки микроампер) для маломощных приборов, а сопротивление велико (единицы и десятки мегом), поэтому прибор можно считать выключенным.

Участок 3 аналогичен характеристике обычного полупроводникового диода: прибор находится во включенном состоянии с остаточным напряжением порядка 0,5...2 В при токах от десятых долей до сотен ампер, которые ограничиваются только максимально-допустимой средней мощностью рассеяния. Мощные кремниевые тиристоры — КУВ (кремниевые управляемые вентили) — имеют рабочие токи 1...2 кА и используются в качестве контакторов, коммутаторов тока, в инверторах и мощных управляемых выпрямителях.

Прямое переключение тиристора имеет место при коллекторном напряжении, равном напряжению  $U_{пп}$  (точка перегиба характеристик между участками 1 и 2). При  $I_B \leq 0$  для разных типов приборов  $U_{пп}$  лежит в диапазоне от 25...50 В до 2...3 кВ. При увеличении положительного тока базы (пускового тока) это напряжение может уменьшиться почти до нуля.

При обратном переключении прибора коллекторный ток уменьшается до  $I_{оп}$ , значение которого (при  $I_B \geq 0$ ) в зависимости от типа прибора колеблется от десятков микроампер до десятков миллиампер [3]. При  $I_B \geq 0$ , как это обычно бывает, для обратного переключения прибора достаточно уменьшить рабочий ток до  $i_k \leq I_{оп}$ , снижая коллекторное напряжение или увеличивая нагрузку. Другим способом выключения прибора, как это следует из характеристик рис. 12.7 в, является изменение полярности тока базы  $I_B < 0$ , однако в существующих конструкциях тиристоры ток «гашения» оказывается соизмеримым с током  $I_{оп}$ : отношение  $I_{оп}/|I_{бг}| \leq 5...10$  [14].

Основными динамическими параметрами тиристоры являются время прямого  $\tau_{вкл}$  и обратного  $\tau_{выкл}$  переключения. Время прямого переключения состоит из интервала задержки за счет накопления заряда носителей в области коллекторного перехода и интервала разряда барьерной емкости  $C_{ак}$ ; обратное переключение происходит с задержкой, связанной с рассасыванием заряда носителей, и включает время заряда  $C_{ак}$ . Суммарная длительность обратного переключения обычно на порядок превышает длительность прямого переключения. В современных маломощных быстродействующих тиристорах  $\tau_{вкл}$  составляет десятки наносекунд, а  $\tau_{выкл}$  — сотни [14].

**Триггеры.** Простейшая схема триггера с отдельным запуском на одном тринисторе приведена на рис. 12.8, а. Значения  $E_k$  и  $R$  выбирают из условий

$$E_k < U_{пп}; \quad (E_k - U_{оп})/R > I_{оп}, \quad (12.9)$$

которые определяют три точки пересечения нагрузочной прямой с тремя участками характеристики тиристора, т. е. условия триггерного режима работы. В этом случае при подаче в цепь базы положительных и отрицательных импульсов пускового тока, амплитуда которых должна соответствовать рассмотренным характеристикам прибора, будет происходить прямое и обратное переключение триггера с амплитудой перепадов  $U_m \approx E_k - U_{оп}$ . Поскольку чувствительность такого триггера к отрицательным выключающим импульсам, как уже указывалось, существенно ниже, чем к положительным, то выключающие импульсы положительной полярности можно подавать в цепь эмиттера, как это показано штриховой линией на рис. 12.8, а.

Двухкаскадный триггер с отдельным запуском (рис. 12.8, б) более чувствителен к пусковым импульсам, и, кроме того, позволяет получить с плеч триггера, как обычно, прямой и инверсный вы-

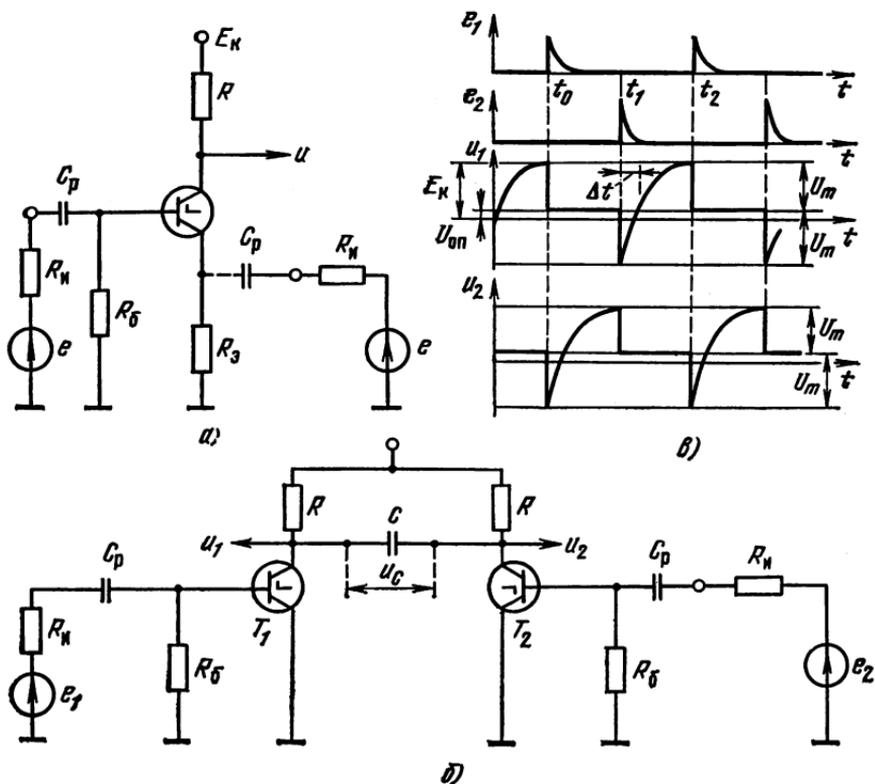


Рис. 12.8

ходные сигналы. В устройстве для обратного переключения каждого из каскадов используется конденсатор  $C$  связи между коллекторными нагрузками  $R$ . Допустим, что для  $t < t_0$  (рис. 12.8, в)  $T_1$  закрыт, а  $T_2$  открыт (первое устойчивое состояние триггера). При этом конденсатор  $C$  заряжен до напряжения  $u_c = E_K - U_{ост}$ , где  $U_{ост}$  — остаточное напряжение на транзисторе  $T_2$ , близкое к значению  $U_{оп}$ . При поступлении в момент  $t_0$  пускового импульса  $T_1$  включается и отрицательный перепад  $-U_m$  напряжения с его коллектора, определяемый начальным током перезаряда конденсатора  $C$ , передается на коллекторе  $T_2$ , который выключается через время  $\tau_{выкл}$ , обусловленное, как было уже указано, процессами рассеивания заряда носителей у коллекторного перехода. После окончания перезаряда конденсатора  $C$  до  $u_c = -E_K + U_{ост}$  наступает второе устойчивое состояние ( $T_1$  открыт,  $T_2$  закрыт). Пусковой импульс  $e_2$ , поступающий в момент  $t_1$ , вызывает аналогичные процессы обратного переключения триггера в первое устойчивое состояние. Минимальное значение  $C_{min}$  емкости связи определяется возможностью запуска триггера, т. е. интервал  $\Delta t$  (рис. 12.8, в), в течение которого на коллекторе закрытого тиристора сохраняется

отрицательное напряжение, должен быть больше времени его выключения  $\tau_{\text{выкл.}}$ .

$$\tau_{\text{выкл.}} \leq \Delta t \approx 0,7 CR. \quad (12.10a)$$

При этом на практике всегда  $U_0 \ll E$ . Из (12.10a) получаем, что

$$C_{\text{min}} \approx 1,4 \tau_{\text{выкл.}}/R. \quad (12.10b)$$

Соотношения (12.9) и (12.10) являются условиями работоспособности триггера. Разрешающее время  $T_{\text{min}}$  такого триггера обусловлено временем перезаряда конденсатора:

$$T_{\text{min}} = (3...4) CR. \quad (12.11a)$$

Для  $C = C_{\text{min}}$

$$T_{\text{min}} \approx (4...6) \tau_{\text{выкл.}} \quad (12.11b)$$

Обычно  $F_{\text{max}} = T_{\text{min}}^{-1}$  составляет десятки или сотни килогерц [30]. Триггер со счетным запуском можно построить на базе схемы рис. 12.8 б, добавив  $RC$ -цепи управляемого счетного запуска, рассмотренные в гл. 6.

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ

- 12.1. Построить основную схему включения ТД, используя вольтамперную характеристику ТД, перечислить состояния равновесия и показать их использование в импульсных устройствах.
- 12.2. Построить основную схему мультивибратора на ТД; показать форму его колебаний; сформулировать условия правильной работы; определить длительность периода колебаний; пояснить ждущий режим работы.
- 12.3. Построить схему однокаскадного триггера на ТД; объяснить принцип работы триггера в двух режимах.
- 12.4. Построить схему мультивибратора на ЛТ; объяснить принцип работы мультивибратора в каждом режиме; показать форму и определить период колебаний для режима самовозбуждения.
- 12.5. Построить схему однокаскадного триггера на тринисторе; пояснить принцип действия.
- 12.6. Построить схему двухкаскадного триггера с отдельным запуском на тринисторах; объяснить принцип действия, показать форму колебаний и определить разрешающее время.

## Глава 13

### ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ И ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

#### 13.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В настоящее время при построении сложных электронных устройств (систем) широко используется блочный принцип, основанный на возможности разбиения любого информационного процесса на последовательность сравнительно небольшого числа типовых опе-

раций (микроопераций). Реализация каждой микрооперации закрепляется за определенным узлом (блоком), называемым функциональным или операционным устройством. Примерами типовых микроопераций могут служить селекция, прием, хранение и выдача информации, сравнение величин, выполнение арифметических действий, счет числа импульсов, преобразование формы представления информации и др.

Совокупность различных функциональных устройств образует своеобразную иерархическую систему, в которой устройства низкого уровня (простые) могут входить как составные части в устройства высокого уровня.

Функциональное устройство называется цифровым, если в нем в качестве входных, промежуточных и выходных информационных сигналов используются двоичные переменные.

Функциональное устройство называется импульсным, если в нем в качестве информационных сигналов наряду с двоичными переменными используются амплитудные характеристики сигнала, например амплитуда импульса или мгновенное значение изменяющегося напряжения.

### 13.2. РЕГИСТРЫ

Как уже указывалось, элементарной единицей информации в цифровых устройствах является двоичная переменная. Для представления более крупных информационных объектов, таких как числа, символы русского и латинского алфавита и др., используются упорядоченные совокупности двоичных переменных — слова. Двоичные переменные, составляющие слово, называются его разрядами. Разряды нумеруются целыми числами, обычно от 1 до  $n$ , причем  $n$ , равное числу разрядов слова, определяет его информационную емкость.

Для обозначения слов будем использовать прописные буквы латинского алфавита, например,  $A, B, X$  и т. д., а для обозначения разрядов этих слов — соответствующие строчные буквы  $a_i, b_i, x_i$ , где  $i$  — номер разряда.

Регистром называется устройство, предназначенное для выполнения операций приема, хранения и передачи слов. Каждому разряду слова, записанного в регистр, соответствует свой разряд регистра, выполненный на основе триггерной схемы. Разряды регистра нумеруются в порядке нумерации разрядов в слове.

Из регистров слова обычно поступают на комбинационные логические схемы, где над ними производят логические операции. Результат операции, представляемый одним или несколькими словами, заносится в регистры результата. При использовании в регистре триггеров с внутренней задержкой результат операции может заноситься обратно в регистр операнда (слова, над которыми производилась операция).

По способу записи слова регистры делятся на параллельные, последовательные и параллельно-последовательные. В параллель-

ном запись слова осуществляется в параллельной форме одновременно во все разряды регистра. Последовательный регистр характеризуется последовательной записью слова начиная со старшего или младшего разряда. Параллельно-последовательный регистр имеет входы и выходы как для параллельной, так и для последовательной формы приема и передачи слова. На основе таких регистров осуществляются операции преобразования последовательного кода в параллельный и наоборот,

## Параллельные регистры

Параллельный регистр представляет собой совокупность триггеров, имеющих общие сигналы управления и синхронизации и индивидуальные информационные входы для приема разрядов записываемого в регистр слова. Каждый разряд регистра в общем случае может иметь несколько информационных входов соответственно числу источников информации, подключаемых ко входу регистра.

Процессы записи и считывания информации в параллельных регистрах обычно разделены во времени. Это позволяет использовать в разрядах регистра примитивные триггерные схемы.

В зависимости от числа каналов, по которым поступает информация на входы разрядов регистра, различают регистры однофазные и парафазные. В однофазном для приема разряда входного слова используется однопроводная цепь, по которой подается сигнал, представляющий значение двоичной переменной. В парафазном используется двухпроводная цепь, по которой передаются два сигнала: прямое и инверсное значение двоичной переменной.

Параллельные регистры могут строиться как по асинхронному, так и по синхронному принципу. В последнем случае тактирующие импульсы стробируют управляющие сигналы. Это позволяет повысить помехоустойчивость устройства, устраняя влияние ложных импульсов, возникающих в процессе формирования управляющих сигналов. При рассмотрении регистров асинхронного типа следует учитывать, что внутри регистра управляющие сигналы по существу выполняют функции тактирующих, задавая последовательность переключений триггеров в его разрядах. Рассмотрим некоторые типовые схемы разрядов параллельных регистров.

**Двухтактный однофазный регистр.** Регистр имеет информационные входы  $A_1, A_2, \dots, A_M$  и управляющие входы  $R', V_1, V_2, \dots, V_M$ . Для записи в регистр слова  $A_k$  необходимо подать последовательность двух импульсов сначала на управляющий вход  $R'$ , затем на управляющий вход  $V_k$ . По первому импульсу выполняется микрооперация сброса состояния регистра в 0, по второму в регистр записывается слово  $A_k$ .

На рис. 13.1 показана логическая схема разряда регистра на элементах И — НЕ. Разряд представляет собой примитивный двухтактный триггер, в котором увеличено число установочных входов

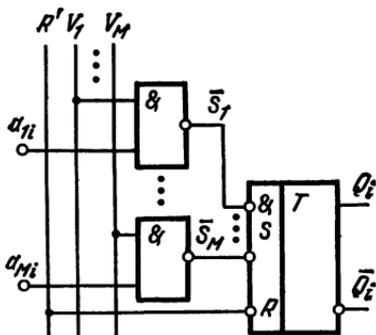


Рис. 13.1

$\bar{S}$  бистабильной ячейки и соответственно число входных вентилях И — НЕ.

В регистре синхронного типа управляющие сигналы  $V_1, V_2, \dots, V_k$  стробируются тактирующим импульсом, подаваемым одновременно на все входные вентили И — НЕ (рис. 13.1).

Однотактный однофазный регистр. Регистр имеет  $M$  информационных входов  $A_1, A_2, \dots, A_M$  и  $M$  управляющих входов  $V_1, V_2, \dots, V_M$ . Микрооперация записи в регистр

слова  $A_k$  выполняется при подаче установочного сигнала на вход  $V_k$ .

Схема разряда однотактного регистра на D-триггерах типа «зашелка» показана на рис. 13.2, а. Для увеличения числа входов  $D$  по сравнению с простейшей одноходовой схемой, рассмотренной в § 6.6, увеличивают число групп входов элемента И — ИЛИ — НЕ, объединенных по И (&). Схема экономична, так как в ней использованы инверторы управляющих сигналов, общие для всего регистра. Установочным является сигнал 0, поданный на вход  $\bar{V}_1$  или  $\bar{V}_2$ . Стробирование управляющих сигналов тактирующим им-

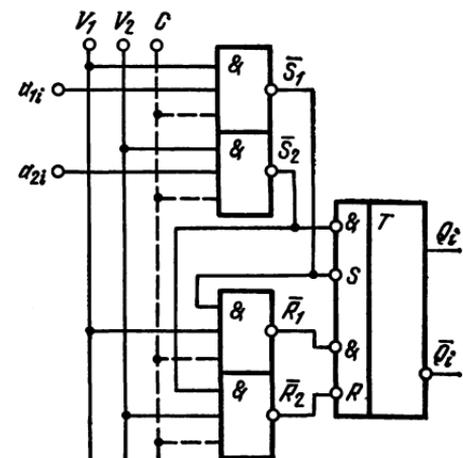
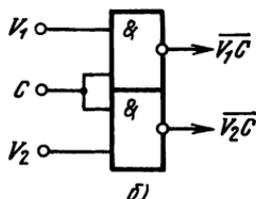
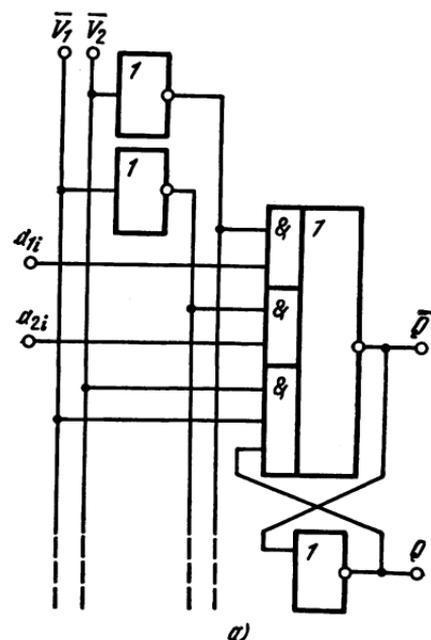


Рис. 13.2

Рис. 13.3

пульсом производится с помощью дополнительных элементов И—НЕ (рис. 13.2, б).

На рис. 13.3 показана схема разряда регистра, построенная на элементах И—НЕ. Структура регистра аналогична структуре D-триггера с установочными входами. Для увеличения числа групп  $D$  входов увеличивают число установочных входов  $\bar{R}$  и  $\bar{S}$  триггерной ячейки и число пар входных вентилях И—НЕ.

Тактирование разряда регистра на D-триггерах показано на рис. 13.3 штриховыми линиями.

**Парафазный регистр.** Разряд парафазного регистра представляет собой одноканальный RS-триггер, который можно построить на элементах либо И—НЕ, либо И—ИЛИ—НЕ. На рис. 13.4 для простоты показан разряд одноходового регистра. Для увеличения числа входов увеличивают число пар вентилях на входе триггера (аналогично рассмотренной схеме D-триггера). Подключение тактирующего сигнала (на схеме не показан) возможно путем расширения по И тактового входа  $C$ .

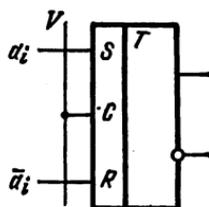


Рис. 13.4

## Последовательные регистры

Последовательные регистры предназначены для сдвига слова на один разряд вправо или влево. Поэтому такие регистры называются также сдвигающими. Микрооперация сдвига вправо состоит в перемещении разрядов слова в регистре в сторону увеличения порядкового номера разряда, т. е. в результате выполнения микрооперации  $k$ -й разряд становится в положение  $(k + 1)$ -го. Аналогично микрооперация сдвига влево определяется как перемещение разрядов слова в регистре в сторону уменьшения номера разряда.

По своему функциональному назначению последовательные регистры делятся на регистры с однонаправленным сдвигом и реверсивные.

Рассмотрим сдвигающий регистр как автомат и определим его функции переходов для различных типов микроопераций.

Внутреннее состояние регистра задано совокупностью состояний его разрядов  $Q_1, Q_2, \dots, Q_n$ , представляющей по существу, значение хранимого в регистре слова.

**Последовательный регистр с однонаправленным сдвигом.** Это устройство имеет два входа  $D$  и  $V$  и один выход  $Y$ . Вход  $D$  называется информационным, вход  $V$  — управляющим. Функции переходов и выходов автомата определяются переключательными функциями: для регистра, сдвигающего вправо,

$$Q_k(t+1) = VQ_{k-1}(t) + \bar{V}Q_k(t), \quad k = 1, 2, \dots, n; \quad (13.1)$$

$$Q_0 = D; Y = Q_n.$$

для регистра, сдвигающего влево,

$$Q_k(t+1) = VQ_{k+1}(t) + \bar{V}Q_k(t), \quad k = 1, 2, \dots, n;$$

$$Q_{k+1} = D; \quad Y = Q_1. \quad (13.2)$$

Из приведенных соотношений следует, что микрооперация сдвига выполняется при  $V = 1$ . При этом в освобождающийся разряд записывается входная переменная  $D$ . Выходным является крайний разряд регистра, в сторону которого происходит сдвиг. Слово, хранимое в регистре, остается в неизменном виде при  $V = 0$ .

**Реверсивный регистр.** Этот регистр имеет два информационных входа  $D_R, D_L$  и два информационных выхода  $V_R, V_L$ . В зависимости от характера управляющих сигналов можно построить реверсивные регистры с двумя симметричными управляющими входами  $V_L, V_R$  или с одним управляющим  $V$  и одним знаковым  $Sg$  входом.

Реверсивный регистр первого типа работает как регистр с однонаправленным сдвигом вправо при  $V_L = 0$  и влево при  $V_R = 0$ . Одновременная подача управляющих сигналов  $V_R$  и  $V_L$  запрещена, т. е.

$$V_R V_L = 0. \quad (13.3a)$$

Функция переходов регистра имеет вид

$$Q_k(t+1) = V_k Q_{k-1}(t) + V_L Q_{k+1}(t) + \bar{V}_L \bar{V}_R Q_k(t), \quad k = 1, 2, \dots, n. \quad (13.3b)$$

Реверсивный регистр второго типа работает как регистр сдвига вправо или  $Sg = 0$  и влево при  $Sg = 1$ . Его функция переходов определяется соотношением

$$Q_k(t+1) = V(\bar{S}g Q_{k-1}(t) + Sg Q_{k+1}(t) + \bar{V}Q_k(t), \quad k = 1, 2, \dots, n. \quad (13.4)$$

Входы и выходы реверсивных регистров описываются равенствами:

$$Q_0 = D_R; \quad V_R = Q_n; \quad Q_{n+1} = D_L; \quad V_L = Q_1.$$

Последовательный регистр может быть построен как синхронный или асинхронный автомат.

Синхронный последовательный регистр имеет один или несколько тактовых входов, задающих дискретное время  $t$ . В зависимости от числа тактовых входов синхронный последовательный регистр может быть одноктактным, двухтактным, трехтактным и т. д. Наибольшее распространение получили одноктактные (рис. 13.5) и двухтактные (рис. 13.6) регистры.

Асинхронный последовательный регистр (рис. 13.7) представляет собой автомат, в котором дискретное время задается моментами изменения сигнала на управляющем входе  $V$ . При этом роль единичного значения управляющей переменной  $V, V_R, V_L$  в выражениях

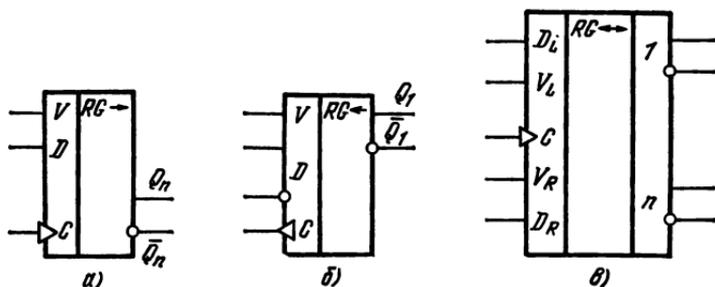


Рис. 13.5

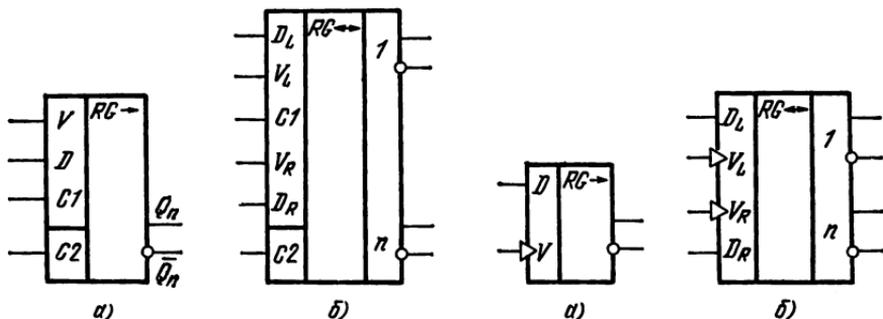


Рис. 13.6

Рис. 13.7

(13.1)—(13.4), играет положительный или отрицательный фронт сигнала на соответствующем управляющем входе.

**Каскадное соединение последовательных регистров.** При таком соединении увеличивается их информационная емкость. На рис. 13.8, а показано соединение двух регистров с однонаправленным сдвигом. Если регистр RG1 имеет  $n_1$  разрядов, а регистр RG2 —  $n_2$  разрядов, то число разрядов регистра, полученного в результате каскадного соединения будет равно  $n_1 + n_2$ . Соединение реверсивных последовательных регистров показано на рис. 13.8, б.

Последовательный регистр с произвольным числом разрядов можно рассматривать как каскадное соединение одноразрядных регистров.

**Одноразрядный регистр.** Это устройство представляет собой автомат с двумя внутренними состояниями  $Q = 1$  и  $Q = 0$ , функции переходов которого получаются из (13.1)—(13.4) при  $k = 1$ .

Для регистра сдвига вправо и влево

$$Q(t+1) = V(t)D(t) + \bar{V}(t)Q(t); \quad (13.5a)$$

для реверсивного регистра с двумя управляющими входами

$$Q(t+1) = V_R D_R + V_L D_L + \bar{V}_L \bar{V}_R Q(t), \quad (13.5б)$$

для реверсивного регистра со знаковым входом

$$Q(t+1) = (D_R \bar{S}g + D_L Sg) V + \bar{V}Q(t). \quad (13.5в)$$

Выражение (13.5а) показывает, что в качестве разряда последовательного регистра с однонаправленным сдвигом можно использовать D-триггер. Находят применение также тактируемые RS- и JK-триггеры, работающие в режиме парафазного D-триггера, при котором на вход  $S$ ,  $J$  подается значение  $D$ , а на вход  $R$ ,  $K$  — инверсия  $D$ .

Разряд реверсивного последовательного регистра первого типа реализуется как D-триггер с двумя группами входов. На рис. 13.9 показан вариант схемы разряда двухтактного реверсивного регистра. Схема представляет MS-структуру (см. гл. 6). В качестве основного (М) триггера используется одноклапчатый примитивный D-триггер с парафазными информационными входами, имеющий установочные функции:

$$s = D_L V_L C_1 + D_R V_R C_1; r = \bar{D}_L V_L C_1 + \bar{D}_R V_R C_1.$$

из которых видно, что в момент подачи тактирующего импульса  $C1$  при  $V_L = 1$  M-триггер устанавливается в состояние  $Q_M = D_L$ , при  $V_R = 1$  — в состояние  $Q_M = D_R$ . Когда  $V_L V_R = 0$ , обе установочные функции  $s$  и  $r$  равны нулю и состояние триггера остается без изменения.

В качестве вспомогательного (S) используется одноклапчатый примитивный RS-триггер. В момент подачи тактирующего импульса вспомогательный триггер устанавливается в состояние  $Q_S = Q_M$ .

Связи, показанные штриховыми линиями, позволяют реализовать разряд с однофазными  $D$  входами.

Для построения аналогичного разряда однонаправленного последовательного регистра в схеме рис. 13.9 достаточно исключить одну из пар входных элементов И — НЕ: 1 и 2 или 3 и 4.

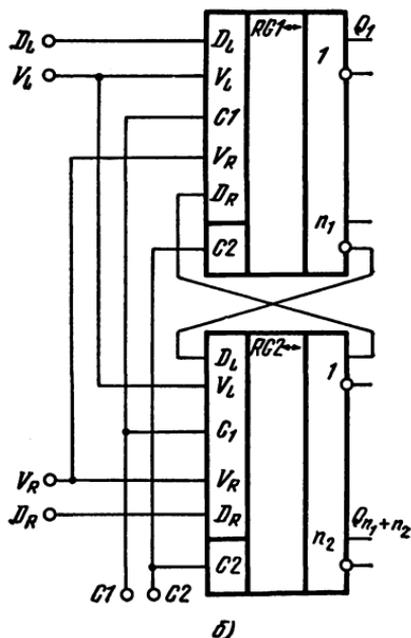


Рис. 13.8

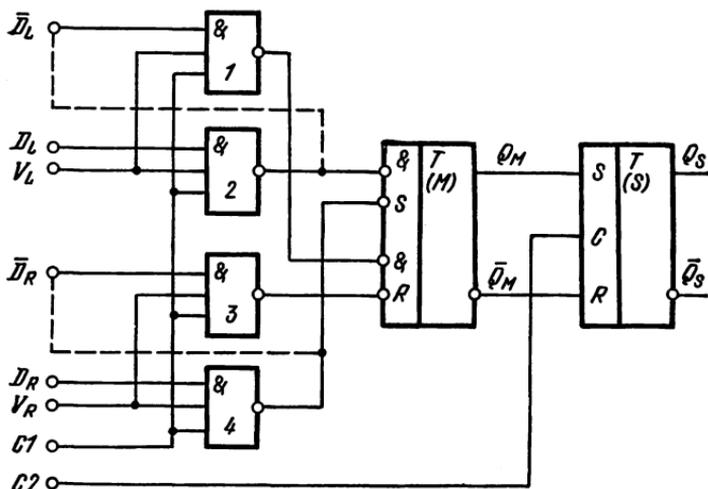


Рис. 13.9

Однотактные синхронные последовательные регистры по схемотехническим принципам построения близки последовательным регистрам асинхронного типа. Как будет показано далее, переход от асинхронной схемы к синхронной сводится на практике к замене импульсного управляющего сигнала  $V$  на входе асинхронного регистра логическим произведением  $VC$ , т. е. функция тактирующего сигнала состоит в стробировании управляющего сигнала  $V$ .

Функцию переходов одноразрядного регистра асинхронного типа можно получить из (13.5), заменяя  $V$  на  $VdV$ .

Для последовательного регистра с однонаправленным сдвигом

$$Q(t+1) = DVdV + Q\bar{V}dV; \quad dQ = (D \oplus Q)VdV. \quad (13.6a)$$

Для реверсивного последовательного регистра первого типа

$$Q(t+1) = D_L V_L dV_L + D_R V_R dV_R + Q\bar{V}_R dV_R \bar{V}_L dV_L; \\ dQ = (Q \oplus D_L) V_L dV_L + (Q \oplus D_R) V_R dV_R, \quad (13.6b)$$

второго типа

$$Q(t+1) = (D_L Sg + D_R \bar{S}g)VdV + Q\bar{V}dV; \\ dQ = [(D_L Sg + D_R \bar{S}g) \oplus Q] VdV. \quad (13.6b)$$

Рассмотренные соотношения соответствуют случаю, когда состояние разряда изменяется в момент подачи отрицательного управляющего сигнала  $V$ , т. е. вход  $V$  является инверсным динамическим входом. Можно также построить схемы с прямым динамическим входом  $V$ . При этом переменную  $V$  в формулах (13.6) следует заменить на  $\bar{V}$ .

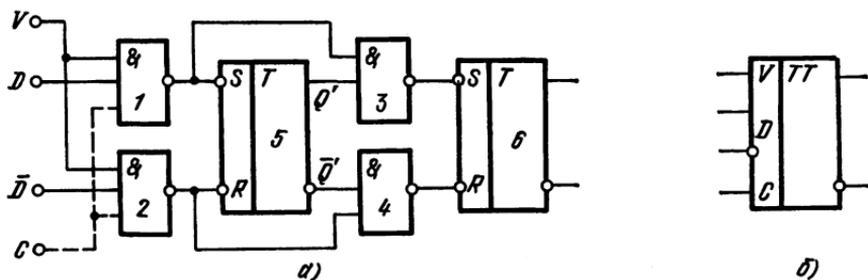


Рис. 13.10

Возможный вариант разряда асинхронного регистра с однонаправленным сдвигом и его условное обозначение показаны на рис. 13.10, а и б соответственно. Схема представляет D-триггер с парафазным информационным входом  $D$ . На стадии подготовки  $V = 1$ , входные вентили 1 и 2 разблокированы и триггерная ячейка 5 устанавливается в состояние  $Q' = D$ . Значение  $Q'$  передается в выходную триггерную ячейку 6 при переключении  $V$  из состояния 1 в 0, т. е. вход  $V$  в рассматриваемой схеме соответствует инверсному динамическому входу

Работоспособность многоразрядного регистра, построенного путем каскадного соединения асинхронных устройств рассмотренного типа, обеспечивается при одновременном переключении управляющего сигнала  $V$  во всех его разрядах. Для этого сигнал  $V$  можно подавать на все разряды от одного логического элемента. Ограниченная нагрузочная способность реальных ЛЭ позволяет реализовать регистры с относительно небольшим числом разрядов. Для построения многоразрядных регистров необходимо ввести в схему специальный мощный каскад, позволяющий нагрузить на него входные цепи всех разрядов регистра. Однако в этом случае по цепям разводки сигналов будут протекать значительные токи, которые могут явиться источником сильных индуктивных помех.

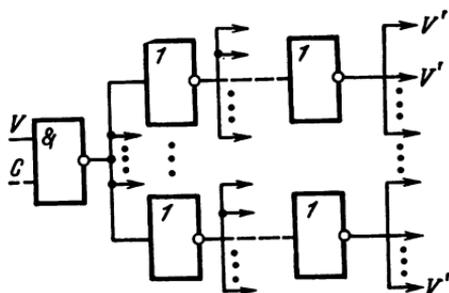


Рис. 13.11

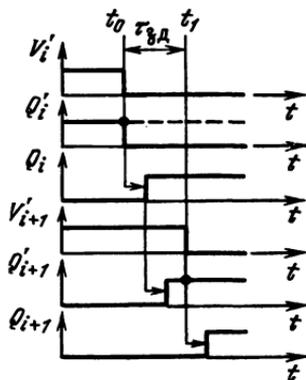


Рис. 13.12

Поэтому для подведения управляющих сигналов к разрядам регистра чаще используют пирамидальную многоярусную структуру логических расширителей (обычно инверторов) (рис. 13.11). При нагрузочной способности одного ЛЭ  $N$  число элементов в каждом следующем ярусе в  $N$  раз больше, чем в предыдущем. Следовательно,  $n$ -ярусная схема может быть нагружена на  $N^n$  логических элементов или на  $0,5 N^n$  разрядов регистра. Моменты переключения управляющих сигналов  $V'$  на входе пирамидальной схемы задержаны относительно сигнала первичного переключения переменной  $V$  на время распространения сигнала в цепи расширителей. Время задержки в однотипных логических схемах может иметь значительный разброс (в 4...7 раз и более). Поэтому управляющие сигналы воздействуют на разряды регистра не одновременно. Для схем типа рис. 13.10 это может привести к нарушению правильной работы регистра.

Чтобы пояснить механизм образования сбоя, рассмотрим работу двух соседних ( $i$ -го и  $(i + 1)$ -го) разрядов регистра при условии, что переключение управляющего сигнала на входе  $(i + 1)$ -го разряда отстает от переключения сигнала на входе  $i$ -го разряда (рис. 13.12). В исходном состоянии оба разряда находятся в стадии подготовки, причем  $i$ -й разряд готовится переключиться в состояние  $Q'_i = 1$ , а  $(i + 1)$ -й разряд — в состояние  $Q'_{i+1} = Q_i = 0$ . В момент  $t_0$  под действием отрицательного фронта  $V_i$  происходит переключение  $i$ -го разряда. Так как отрицательный фронт сигнала  $V'_{i+1}$  запаздывает относительно  $t_0$ ,  $(i + 1)$ -й разряд остается в состоянии подготовки. На интервале задержки  $\tau_{зд}$   $Q'_{i+1}$  может успеть переключиться и принять новое значение. В этом случае после подачи сигнала  $V'_{i+1}$   $(i + 1)$ -й разряд установится вместо состояния 0 в состояние 1, т. е. произойдет сбой.

Для борьбы со сбоями данного вида целесообразно ввести в схему разряда последовательный регистр цепи автоблокировки, запрещающие повторное изменение состояния ячейки  $Q'_{i+1}$  на этапе подготовки (§ 6.6). На рис. 13.13, а приведена схема разряда регистра, имеющая, как и рассмотренная ранее схема рис. 13.10, две

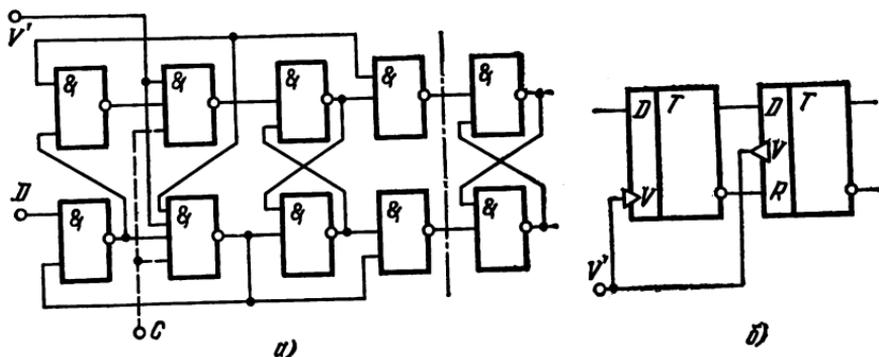


Рис. 13.13

ячейки памяти с цепью блокировки записи информации во вторую ячейку.

Работу разряда можно смоделировать каскадным соединением двух триггерных схем, одна из которых имеет прямой динамический вход  $V$ , другая — инверсный (рис. 13.13, б).

Недостатком рассмотренной схемы является большее по сравнению со схемой на рис. 13.10 число элементов. Во избежание этого можно входную триггерную ячейку функционально совместить с входными вентилями следующего разряда. Данный принцип реализован в многоразрядном регистре, схема которого изображена на рис. 13.14. Первый разряд регистра выполнен по схеме с однофазным входом, что упрощает его связь с другими цифровыми устройствами. Между остальными разрядами связь парафазная. Каждый разряд содержит четыре ЛЭ И — НЕ.

Рассмотрим процесс передачи сигнала из  $k$ -го разряда данного регистра в  $(k+1)$ -й. Предположим, что в начальный момент времени управляющие сигналы  $V_k = V_{k+1} = 0$ . При этом вентили 3, 4 заблокированы и состояние разрядов задается состоянием триггерной ячейки 5, 6. Для определенности примем состояние  $k$ -го разряда  $Q_k = 1$ , состояние  $(k-1)$ -го разряда  $Q_{k-1} = 0$ . Поскольку вентили 7 и 8 разблокированы, входная триггерная ячейка 1, 2  $(k+1)$ -го разряда устанавливается в состояние  $Q_{k+1}^n = Q_k = 1$ , аналогично  $Q_k^n = Q_{k-1} = 0$ . Рассмотрим переходные процессы, возникающие при переключении  $V$  из 0 в 1. Возможны два случая.

1. Положительный фронт сигнала  $V_k$  опережает положительный фронт сигнала  $V_{k+1}$ . Из-за блокировки вентилями 7 и 8 изменение состояния ячейки 5, 6 не передается во входную ячейку 1, 2 следующего разряда. Поэтому входная ячейка  $(k+1)$ -го разряда остается в состоянии  $Q_{k+1}^n = 1$ . По существу, именно она осуществляет функцию запоминания состояния  $k$ -го разряда на время запаздывания положительного сигнала  $V_{k+1}$ . В момент подачи положительного фронта единичное состояние входной ячейки переписывается в ячейку 5, 6 и одновременно формируется сигнал автоблокировки элементов 1 и 4.

2. Положительный фронт сигнала  $V_k$  отстает от положительного фронта сигнала  $V_{k+1}$ . В этом случае единичное состояние ячейки 1, 2

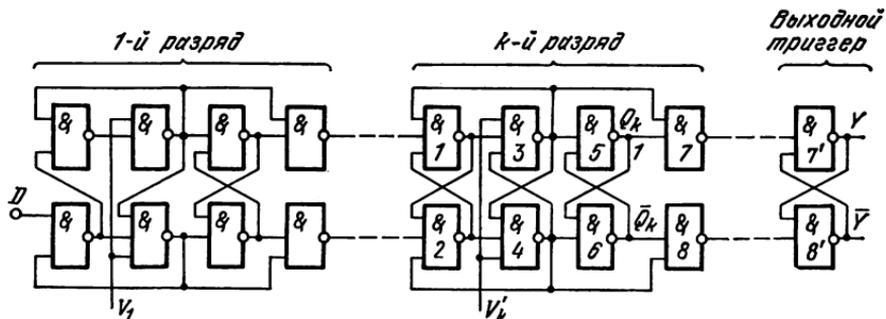


Рис. 13.14

$(k + 1)$ -го разряда перезаписывается в ячейку 5, 6 до того, как будут заблокированы элементы 7, 8  $k$ -го разряда. Сигнал автоблокировки, формируемой в  $(k + 1)$ -м разряде, подтверждает сигнал 0 с выхода элемента 7. После переключения  $V'_k$  в 1 на обоих выходах  $k$ -го разряда установится 1, а в ячейку 5, 6 запишется состояние 0 ячеек 1, 2.

Процессы, протекающие при обратном переключении управляющего сигнала, также рассмотрим для двух случаев.

1. Отрицательный фронт сигнала  $V'_k$  опережает отрицательный фронт сигнала  $V'_{k+1}$ . Разблокирование элементов 7 и 8 вызовет появление сигнала 0 на входе входного элемента 2 в  $(k + 1)$ -м разряде, переводящее его в состояние 1. Дальнейшее распространение сигнала в  $(k + 1)$ -м разряде отсутствует в результате автоблокировки элементов 1 и 4. После переключения в 0 сигнала  $V'_{k+1}$  блокируются элементы 3 и 4, с элемента 1 снимается блокирующий сигнал и ячейка 1, 2 устанавливается в состояние  $Q''_{k+1} = Q_k = 0$ .

2. Отрицательный фронт сигнала  $V'_{k+1}$  отстает от отрицательного фронта сигнала  $V'_k$ . Блокировка элементов 3 и 4  $(k + 1)$ -го разряда приводит к фиксации состояния ячейки 5, 6 в состояние  $Q_{k+1} = 1$ .

Таким образом, в данном регистре обеспечивается правильная передача состояния  $k$ -го разряда в  $(k + 1)$ -й при любых соотношениях между задержками сигналов  $V'_k$  и  $V'_{k+1}$ .

Особенностью устройства является то, что при  $V = 1$  на выходах разрядов формируется неопределенный сигнал 1 на прямом и инверсном выходе. Для устранения неопределенности на выходе используется дополнительный RS-триггер с инверсными входами, реализованный на двух элементах И — НЕ.

Аналогично можно построить реверсивный регистр со знаковым входом. В этом случае в разряд необходимо ввести дополнительную пару выходных вентилях 7' и 8' для связи выхода  $(k + 1)$ -го разряда со входом  $k$ -го. При  $Sg = 0$  блокируются вентили 7 и 8, при  $Sg = 1$  — вентили 7' и 8'.

Остановимся кратко на вопросах построения одноканального синхронного последовательного регистра. Для простоты ограничимся случаем однонаправленного сдвига. Полагая, что дискретное время задается отрицательным фронтом тактирующего сигнала, функцию переходов асинхронного  $D$ -триггера, моделирующего работу разряда регистра, можно записать в виде

$$dQ = (D \oplus Q) VCdC. \quad (13.7)$$

На практике регистры обычно строят, исходя из предположения, что управляющий сигнал  $V$  изменяется в паузе между тактирующими импульсами, т. е.  $CdV = 0$  и  $dCdV = 0$ . При этом справедливы равенства

$$d(CV) = (C \oplus dC)(V \oplus dV) \oplus CV = VdC,$$

$$(CV)d(CV) = CV \cdot VdC = VCdC,$$

откуда следует, что функцию переходов (13.7) можно заменить эквивалентной функцией

$$dQ = (D \oplus Q) CVd (CV). \quad (13.8)$$

Соотношение (13.8) показывает, что синхронный одноклапный регистр можно реализовать в виде асинхронного устройства, управляемого логическим произведением тактирующего импульса  $C$  на управляющий сигнал  $V$ . При этом происходит стробирование управляющего сигнала синхримпульсом. Способы подключения тактирующего сигнала показаны на рис. 13.10, 13.13, 13.14 штриховыми линиями.

### Параллельно-последовательные регистры

Эти регистры сочетают в себе свойства регистров с параллельной записью слова и сдвигающих. При их построении за основу принимается сдвигающий регистр, который затем дополняется цепями параллельной записи кода. В качестве примера рассмотрим схему (рис. 13.15), основу которой составляет асинхронный реверсивный сдвигающий регистр со знаковым входом, построенный на элемен-

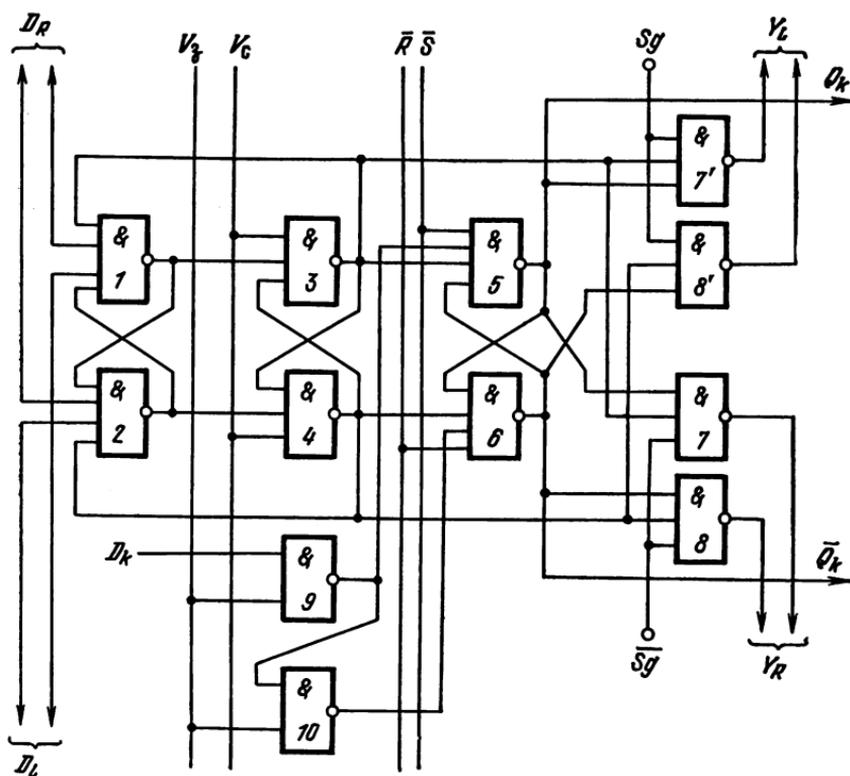


Рис. 13.15

тах И — НЕ. Для параллельной записи слова разряд регистра дополнен входными вентилями 9 и 10, образующими управляемый однофазный  $D$ -вход. Кроме того, имеются установочные входы  $\bar{R}$  и  $\bar{S}$ , позволяющие производить начальную установку всех разрядов регистра в состояние 0 или 1. Микрооперация сдвига выполняется при подаче импульса на вход  $V_c$ , микрооперация параллельной записи — при подаче импульса на вход  $V_a$ .

## Последовательные динамические регистры

Рассмотренные регистровые схемы реализуют статический принцип хранения информации, который характеризуется тем, что в режиме запоминания ( $V = 0$ ) положение информационного слова относительно разрядов регистра остается неизменным. Наряду со статическими регистрами в цифровых устройствах широко применяют динамические регистры (рис. 13.16), представляющие собой кольцевую структуру, в которой обеспечивается непрерывная циркуляция хранимого информационного слова. Такое устройство состоит из последовательного регистра  $RG$  с односторонним сдвигом и входной логической схемы, позволяющей выбирать режим с помощью управляющего сигнала  $V$ : ввод новой информации либо регенерации информации, приходящей с выхода. В сдвигающем регистре отсутствует управляющий вход, операция сдвига происходит постоянно с частотой подачи тактирующих импульсов. При достаточно высокой частоте тактирования в устройствах с динамическим принципом хранения информации в качестве запоминающих элементов можно использовать реактивные ( $L, C$ ) компоненты. Наиболее распространены устройства на МДП-транзисторах, в которых функцию памяти выполняют внутренние емкости схемы (емкость затвор — исток  $C_{зи}$  и паразитные емкости электродов транзисторов на подложку). Достоинством схем динамического типа на МДП-транзисторах является простота, высокое быстродействие, малая потребляемая мощность, технологичность.

Последовательные регистры динамического типа на МДП-транзисторах характеризуются многотактным режимом работы. Наибольшее распространение получили двух- и четырехтактные схемы.

Рассмотрим разряд двухтактного динамического регистра сдвига (рис. 13.17, а). Здесь  $T_1, T_4$  — активные (инвертирующие) тран-

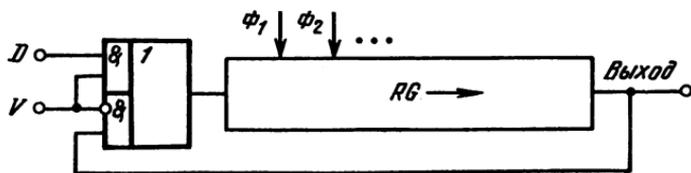


Рис. 13.16

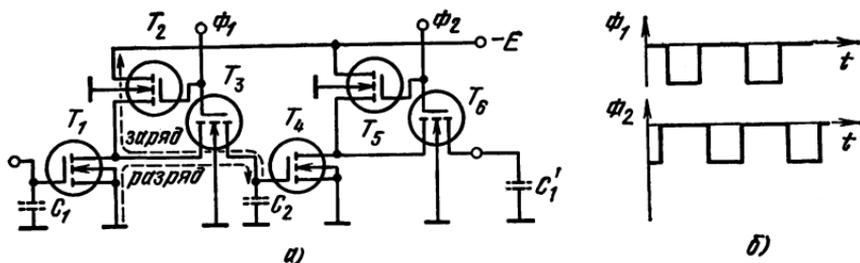


Рис. 13.17

зисторы,  $T_2$ ,  $T_6$  — транзисторы нагрузки,  $T_3$ ,  $T_6$  — транзисторы связи. Тактирующие импульсы  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  (рис. 13.17, б) подают на затворы нагрузочных транзисторов и транзисторов связи.

В паузах между импульсами  $\Phi_1 = \Phi_2 = 0$ . Транзисторы  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_5$ ,  $T_6$  закрыты. При этом регистр не потребляет мощности от источника питания. Эквивалентные емкости  $C_1$ ,  $C_2$  медленно разряжаются под действием обратных токов  $p-n$ -переходов исток — подложка закрытых транзисторов связи. Максимальная длительность паузы между импульсами выбирается такой, чтобы изменение напряжения на емкостях не приводило к переключению инвертирующих транзисторов.

В момент подачи тактирующего импульса  $\Phi_1$  открываются транзисторы  $T_2$ ,  $T_3$ , что приводит к передаче сигнала с емкости  $C_1$  на емкость  $C_2$ . На  $C_2$  устанавливается низкий (отрицательный) уровень напряжения, если транзистор  $T_1$  под действием высокого напряжения на  $C_1$  закрыт. При этом  $C_2$  заряжается через транзисторы  $T_2$  и  $T_3$ . Высокий, близкий к нулю, уровень напряжения на  $C_2$  устанавливается, если транзистор  $T_1$  открыт и обладает низким сопротивлением. При этом  $C_2$  разряжается через транзисторы  $T_1$ ,  $T_3$ . Таким образом, в результате подачи тактирующего импульса  $\Phi_1$  на  $C_2$  устанавливается логический сигнал, представляющий собой инверсию логического сигнала на емкости  $C_1$ .

Аналогично при подаче тактирующего импульса  $\Phi_2$  сигнал с емкости  $C_2$  поступает на емкость  $C'_1$ . При этом в результате подачи пары импульсов  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  на  $C'_1$  устанавливается логический сигнал, который был на  $C_1$  до подачи импульсов, т. е. происходит сдвиг информации на один разряд.

Недостатком рассмотренного регистра является то, что при формировании высокого уровня напряжения на выходе инвертора одновременно открыты нагрузочный и активный (инвертирующий) транзисторы. В результате увеличивается мощность, потребляемая от источника питания. Кроме того, крутизна активного транзистора должна быть, как и в статических схемах, больше, чем нагрузочного. Следовательно, они имеют различные геометрические размеры и требуют увеличения площади, занимаемой схемой на подложке.

Более совершенным является четырехтактный динамический регистр, один разряд которого показан на рис. 13.18, а. Процесс

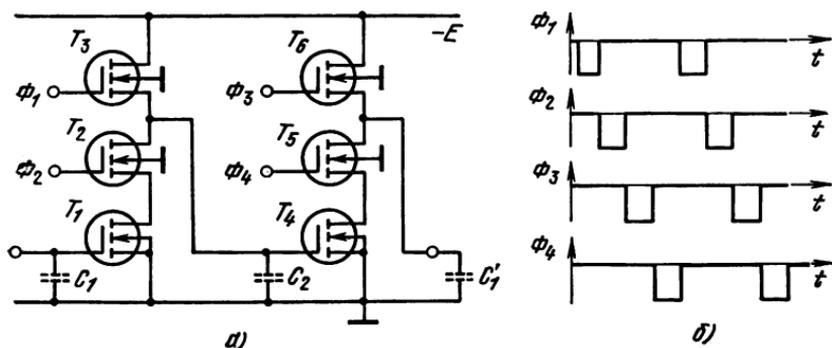


Рис. 13.18

передачи сигнала с емкости  $C_1$  на емкость  $C_2$  протекает в два этапа (рис. 13.18, б). Сначала при подаче тактирующего импульса  $\Phi_1$  открывается транзистор  $T_3$ , в результате чего  $C_2$  заряжается до напряжения питания ( $-E$ ). После этого при подаче тактирующего импульса  $\Phi_2$  открывается транзистор  $T_2$  и, если транзистор  $T_1$  открыт (на емкости  $C_1$  низкий уровень напряжения),  $C_2$  разряжается до нуля, в противном случае на  $C_2$  сохраняется низкий уровень напряжения. Аналогично протекает процесс передачи сигнала с емкости  $C_2$  на  $C_3$ , управляемый тактирующими импульсами  $\Phi_3$  и  $\Phi_4$ .

Транзисторы  $T_2$ ,  $T_3$  ( $T_5$ ,  $T_6$ ) никогда не проводят одновременно. Тем самым экономится мощность, которая расходуется только на заряд емкостей. Кроме того, все транзисторы схемы могут иметь одинаковые параметры, что приводит к упрощению проектирования и уменьшению площади, занимаемой схемой на подложке.

### Последовательные регистры на приборах с зарядовой связью

Развитие идей, положенных в основу построения динамических регистров сдвига, привело к разработке нового типа интегральных полупроводниковых приборов с МДП-структурой, получивших название приборов с зарядовой связью (ПЗС). Известны две разновидности ПЗС: цепь МДП-транзисторов и приборы с переносом поверхностного заряда на границе раздела полупроводник — диэлектрик.

**ПЗС на цепи МДП-транзисторов** (рис. 13.19, а). Конструктивно это устройство выполняется в виде интегральной структуры (рис. 13.19, б), состоящей из  $p$ -областей, формируемых методом диффузии в поверхностном слое подложки  $n$ -типа, и системы металлических электродов, отделенных от полупроводника слоем диэлектрика. Каждые две соседние  $p$ -области образуют транзистор. При этом  $p$ -область является общим электродом двух последовательно включенных транзисторов. В одном она выполняет функцию стока, в другом — истока. Одновременно  $p$ -область представляет собой обкладку накопительного конденсатора. Вторая обкладка конденсато-

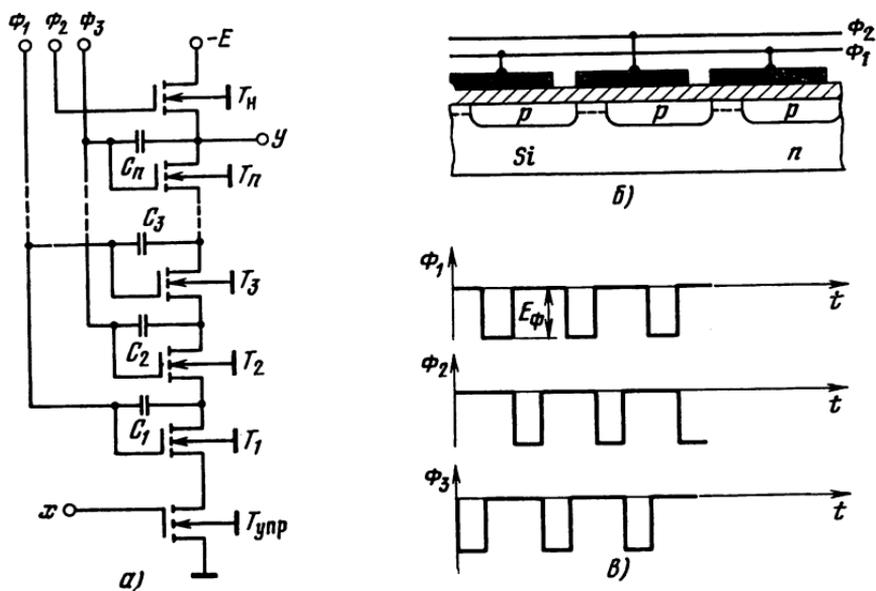


Рис. 13.19

ра образуется металлическим электродом, выполняющим также функцию затвора транзистора. Многофункциональность элементов интегральной структуры, позволяющая получить высокую плотность размещения компонентов на подложке, является основным достоинством ПЗС.

Работа регистра происходит под действием трехфазной последовательности тактирующих импульсов  $\Phi_1, \dots, \Phi_3$ , показанных на временных диаграммах рис. 13.19, в. При закрытом управляющем транзисторе  $T_{упр}$  последовательное открывание транзисторов  $T_1, T_2, \dots, T_n, T_{n+1}$ , приводит к заряду накопительных конденсаторов  $C_1, \dots, C_n$  и постепенному уменьшению напряжения на истоках и стоках транзисторов. Процесс заряда прекращается, когда напряжение достигает  $-(E_\phi - U_{зи\ пор})$ , где  $E_\phi$  — амплитуда тактирующего импульса;  $U_{зи\ пор}$  — порог открывания транзистора. Дальнейшее уменьшение напряжения невозможно, так как транзисторы в момент подачи тактирующего импульса остаются на границе открывания. Установившееся напряжение определяет низкий логический уровень

$$U^n = -(E_\phi - U_{зи\ пор}) \quad (13.9)$$

Предположим теперь, что под действием входного сигнала к моменту подачи очередного тактирующего импульса  $\Phi_1$  открывается управляющий транзистор  $T_{упр}$ . Тогда ток, протекающий через  $T_{упр}$  и  $T_1$  при подаче  $\Phi_1$  заряжает конденсатор  $C_1$ , увеличивая напряжение стока  $T_1$  на  $\Delta U$ . В цифровых устройствах приращение  $\Delta U$  обычно превышает разность  $E_\phi - U_{из\ пор}$ , поэтому после окон-

чания тактирующего импульса за счет открывания  $p - n$ -перехода сток — подложка на конденсаторе  $C_1$  устанавливается приблизительно нулевое напряжение, соответствующее верхнему логическому уровню  $U^н \approx 0$ . При этом можно считать, что суммарное приращение напряжения на  $C_1$  равно  $E_\phi - U_{зи\text{пор}}$ .

Под действием очередного импульса  $\Phi_3$  заряд с конденсатора  $C_1$  переходит на конденсатор  $C_2$ , в результате чего напряжение на стоке  $T_1$  снова принимает значение  $U^н = -(E_\phi - U_{зи\text{пор}})$ , а напряжение на стоке  $T_2$  получает приращение  $\Delta U$ . Аналогично передается заряд с  $C_2$  на  $C_3$  и т. д. При этом каждый раз к моменту прихода тактирующего импульса  $\Phi_1$  на конденсаторе  $C_1$  устанавливается напряжение  $U^н$  и в зависимости от состояния управляющего транзистора  $C_1$  за время действия  $\Phi_1$  может получить (или не получить) дополнительный заряд, который затем сдвигается по цепи конденсаторов  $C_2, \dots, C_n$ . Выходной сигнал определяется на интервале действия тактирующего импульса  $\Phi_1$  напряжением на конденсаторе  $C_n$ . Изменение выходного напряжения происходит в два этапа. На первом под действием тактирующего импульса  $\Phi_2$  на  $C_n$  устанавливается нижний логический уровень. На втором под действием  $\Phi_3$  на  $C_n$  передается сигнал с конденсатора  $C_{n-1}$ . Связывая дискретное время с тактирующим импульсом  $\Phi_1$ , выходной сигнал можно определить соотношением  $y(t + n/2) = x(t)$ , из которого следует что рассматриваемое устройство эквивалентно последовательному регистру, имеющему  $n/2$  двоичных разрядов.

Рассмотрим более подробно процесс передачи заряда с конденсатора  $C_{i-1}$  на конденсатор  $C_i$ , возникающий под действием тактирующего импульса  $\Phi_{1(i)}$ . Эквивалентная схема цепи передачи заряда изображена на рис. 13.20. Транзистор  $T_i$ , через который передается заряд, представлен генератором тока  $i_c$ . В исходном состоянии (до подачи тактирующего импульса) напряжение  $u_i$  равно нижнему логическому уровню  $U^н$ , напряжение  $u_{i-1}$  отличается от  $U^н$  на значение  $\Delta U$ , определяющее передаваемый сигнал (рис. 13.21). В момент подачи тактирующего импульса транзистор открывается. Одновременно формируется скачок напряжения на его стоке, смещающий транзистор в пологую область вольт-амперных характеристик. Ток

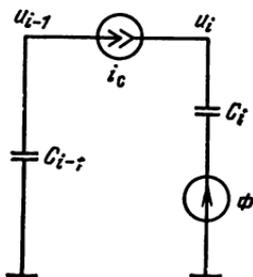


Рис. 13.20

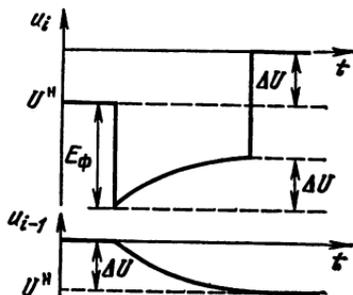


Рис. 13.21

стока равен

$$i_C = v (u_{зи} - U_{зи \text{ пор}})^2 = v (u_{i-1} - U^n)^2 \quad (13.10)$$

Под действием этого тока происходит перенос положительного заряда с конденсатора  $C_{i-1}$  на конденсатор  $C_i$  до тех пор, пока напряжение  $u_{i-1}$  не уменьшится до уровня  $U^n$ , при котором  $i_C = 0$ . При равенстве емкостей  $C_{i-1}$  и  $C_i$  приращения напряжений  $u_{i-1}$  и  $u_i$  равны по абсолютному значению. Поэтому после окончания импульса напряжение  $u_i$  становится равным  $U^n + \Delta U$ , т. е. происходит передача сигнала  $\Delta U$  с конденсатора  $C_{i-1}$  на конденсатор  $C_i$ .

Переходной процесс изменения напряжения  $u_{i-1}$  описывается дифференциальным уравнением

$$C \frac{du_{i-1}}{dt} = -i_C, \quad (13.11)$$

где  $C$  — емкость накопительного конденсатора.

Решая совместно (13.10) и (13.11) при начальном условии  $u_{i-1}(0) = U^n$ , получаем

$$u_{i-1}(t) = U^n + \left( \frac{1}{U^B - U^n} + \frac{vt}{C} \right)^{-1}. \quad (13.12)$$

Как следует из (13.12), в процессе передачи заряда напряжение  $u_{i-1}$  изменяется по гиперболическому закону, асимптотически приближаясь к уровню  $U^n$ . Для того чтобы в момент окончания импульса ( $t = \tau$ ) напряжение  $u_{i-1}$  было близко к  $U^n$ , необходимо выполнить условие  $\nu\tau/C \gg 1/(U^B - U^n)$ , при котором справедливо приближенное равенство  $u_{i-1}(\tau) \approx U^n + C/(\nu\tau)$ . Величина  $C/(\nu\tau)$  характеризует динамические потери при передаче сигнала через ячейку структуры.

**ПЗС с переносом поверхностного заряда на границе раздела полупроводник — диэлектрик.** Принцип действия этого устройства в отличие от рассмотренного основан на возможности накопления заряда неосновных носителей в потенциальной яме, формируемой в поверхностном слое кремниевой подложки  $n$ -типа под металлическим электродом при подаче на электрод достаточно большого отрицательного напряжения. Такую потенциальную яму можно рассматривать как индуцированную в полупроводнике обкладку конденсатора. Сокращение числа  $p$ -областей, которые в ПЗС данного типа используются только для генерации заряда и считывания выходного сигнала, позволяет увеличить плотность размещения элементов на кристалле.

На рис. 13.22, *а, б* изображен фрагмент структуры ПЗС с двухслойной металлизацией и приведены временные диаграммы управляющих напряжений  $\Phi_1, \Phi_2$ , подаваемых на металлические электроды. Форма потенциального рельефа  $\phi(x)$  на поверхности подложки в моменты  $t_0, t_1, t_2$ , отличающиеся соотношением напряжений  $\Phi_1, \Phi_2$ , показана на рис. 13.22, *в*. В моменты  $t_0$  и  $t_2$   $\Phi_1 = \Phi_2 = -E_0$ ,

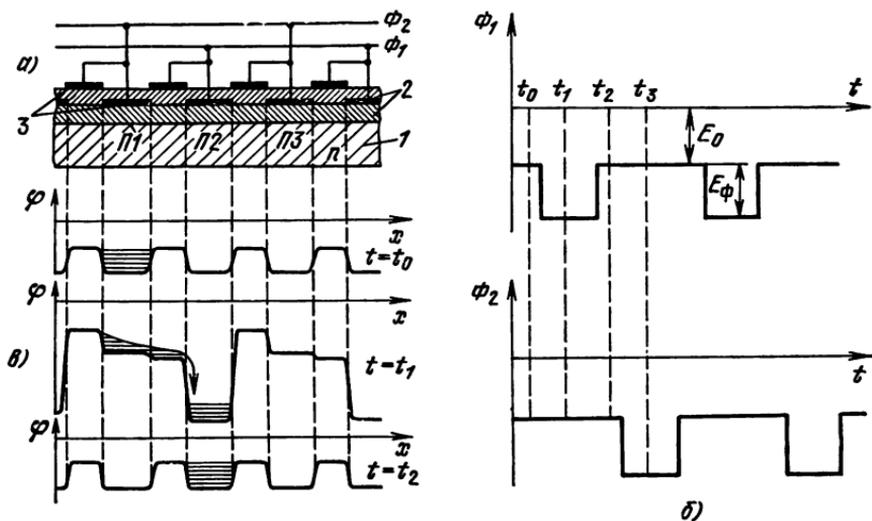


Рис. 13.22

т. е. на все металлические электроды структуры подается одинаковое напряжение. Потенциальные ямы формируются под электродами, которые расположены ближе к поверхности подложки. Передаваемый через структуру сигнал определяется зарядом неосновных носителей (дырок), накопленных в потенциальной яме. Предположим, что в момент  $t_0$  потенциальная яма под пластиной  $P2$  пуста, а в потенциальной яме под пластиной  $P1$  хранится заряд  $Q$  (рис. 13.22, в). При подаче отрицательного импульса  $\Phi_1$  ( $t = t_1$ ) за счет деформации потенциального рельефа происходит перетекание заряда от пластины  $P1$  к пластине  $P_2$ . Одновременно освобождается от заряда яма под пластиной  $P3$ . Передача заряда от пластины  $P2$  к  $P3$  происходит аналогично под действием импульса  $\Phi_2$ . На этом заканчивается цикл сдвига информации на один разряд.

### 13.3. СЧЕТЧИКИ

Счетчиком называется устройство, предназначенное для подсчета числа импульсов. Их широко применяют в различных областях радиотехники, прикладной электроники и вычислительной техники. Основными характеристиками счетчика являются быстродействие и информационная емкость.

Быстродействие определяется двумя параметрами:  $f_{сч}$  — максимальной частотой счета (или минимальным периодом счета  $T_{сч} = 1/f_{сч}$ ) и  $\tau_{уст}$  — временем установления, равным временному интервалу между поступлением последнего счетного импульса и моментом установления выходного кода.

Информационная емкость определяется модулем счета  $\mu$ , равным максимальному числу импульсов, которое может сосчитать счетчик.

Счетчик представляет собой автомат с  $\mu$  внутренними состояниями, закодированными числовым кодом  $N$ , принимающим значения  $0, 1, 2, \dots, \mu - 1$ . В дальнейшем значения кода будем отождествлять с внутренними состояниями. Код  $N$  является также выходным кодом (словом) счетчика, представляющим результат счета.

Состояние  $N = 0$  называется начальным. Как правило, в счетчиках предусматривается микрооперация «установка 0», выполняемая при подаче управляющего сигнала на установочный вход  $R$  и состоящая в переходе счетчика из любого текущего состояния в начальное.

По своему назначению счетчики делятся на суммирующие, вычитающие и реверсивные. В суммирующем счетчике единичный сигнал на входе увеличивает значение кода на единицу, в вычитающем счетчике уменьшает код на единицу. Реверсивный счетчик в зависимости от управляющих сигналов может работать либо как суммирующий, либо как вычитающий.

Эти нестрогие определения не описывают работу счетчиков в ситуациях переполнения, когда код  $N$  достигает максимального (или минимального) значения и дальнейший нормальный счет в положительном (или отрицательном) направлении невозможен. Мы будем рассматривать счетчики, обладающие специальными выходами, сигналы на которых указывают возникновение ситуации переполнения. Наличие таких выходов, называемых выходами переполнения, позволяет соединять счетчики, увеличивая их информационную емкость. Строгие определения таких счетчиков можно дать, используя язык описания конечных автоматов.

**Суммирующий счетчик.** Это устройство представляет собой автомат с одним информационным (счетным) двоичным входом  $T_c$  и двоичным выходом переноса  $P_c$ , который описывается функцией переходов

$$N(t+1) = \begin{cases} N(t) & \text{при } T_c(t) = 0, \\ N(t) + 1 & \text{при } T_c(t) = 1 \text{ и } N(t) \neq \mu - 1, \\ 0 & \text{при } T_c(t) = 1 \text{ и } N(t) = \mu - 1 \end{cases} \quad (13.13a)$$

и функцией выходов

$$P_c(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } T_c(t) = 0 \text{ или } N(t) \neq \mu - 1, \\ 1 & \text{при } T_c(t) = 1 \text{ и } N(t) = \mu - 1. \end{cases} \quad (13.13b)$$

Из уравнений следует, что если в некоторый момент  $t$  значение кода становится равным  $\mu - 1$ , то дальнейший нормальный счет невозможен. В этом состоянии единичный сигнал на входе формирует значение выходного сигнала  $P_c = 1$  и переводит счетчик в начальное состояние. Единица на выходе  $P_c$  указывает на переполнение счетчика и называется единицей переноса.

**Вычитающий счетчик.** Это устройство представляет собой автомат с одним информационным (счетным) входом  $T_v$  и двоичным вы-

ходом переноса  $P_B$ , функционирование которого описывается уравнениями

$$N(t+1) = \begin{cases} N(t) & \text{при } T_B(t) = 0, \\ N(t) - 1 & \text{при } T_B(t) = 1 \text{ и } N(t) \neq 0, \\ \mu - 1 & \text{при } T_B(t) = 1 \text{ и } N(t) = 0; \end{cases} \quad (13.14a)$$

$$P_B(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } T_B(t) = 0 \text{ или } N(t) \neq 0, \\ 1 & \text{при } T_B(t) = 1 \text{ и } N(t) = 0. \end{cases} \quad (13.14б)$$

Сравнение соответствующих уравнений для вычитающего и суммирующего счетчиков показывает, что их отличие сводится к замене операции увеличения  $N$  на единицу операцией уменьшения  $N$  на единицу. При этом переполнение счетчика возникает при достижении им начального состояния  $N = 0$ .

**Реверсивный счетчик.** Это устройство выполняет операцию суммирования и вычитания импульсов. В зависимости от характера управляющих сигналов различают счетчики с двумя счетными входами и с одним счетным и одним знаковым входом.

Реверсивный счетчик первого типа имеет счетный вход сложения  $T_C$ , выход переноса сложения  $P_C$ , счетный вход вычитания  $T_B$  и выход переноса вычитания  $P_B$ . Счетчик работает как суммирующий при  $T_B = 0$  и как вычитающий при  $T_C = 0$ . Одновременно подавать единицу по обоим счетным входам обычно запрещается. При отсутствии запрета необходимо, чтобы при  $T_C T_B = 1$  счетчик не совершал операций счета, т. е.

$$P_C = P_B = 0 \text{ и } N(t+1) = N(t). \quad (13.15)$$

Реверсивный счетчик второго типа имеет счетный вход  $T$ , выход переноса  $P$  и знаковый вход  $Sg$ , управляющий направлением счета. Счетчик работает как суммирующий при  $Sg = 0$  и как вычитающий при  $Sg = 1$ .

Любой из рассмотренных счетчиков можно реализовать по синхронному или асинхронному принципу. Синхронные счетчики строят на синхронных (тактируемых) триггерах (рис. 13.23). Кроме информационных входов каждый счетчик имеет тактирующий вход  $C$ , на который следует подать последовательность тактирующих импульсов, задающую дискретное время в автомате.

Асинхронные счетчики строят на асинхронных триггерах или на синхронных, работающих в асинхронном режиме, при котором вход синхронизации используется как информационный. Количество информационных входов и выходов асинхронных счетчиков и их назначение аналогично входам и выходам синхронных счетчиков. Отличие внешнего функционирования асинхронного счетчика от аналогичного синхронного сводится к тому, что роль единичных сигналов на входах  $T_C$ ,  $T_B$ ,  $T$  и выходах  $P_C$ ,  $P_B$ ,  $P$  играет динамический сигнал, изменяющий значения соответствующих двоичных переменных с 0 на 1 или с 1 на 0. В первом случае асинхронный счет-

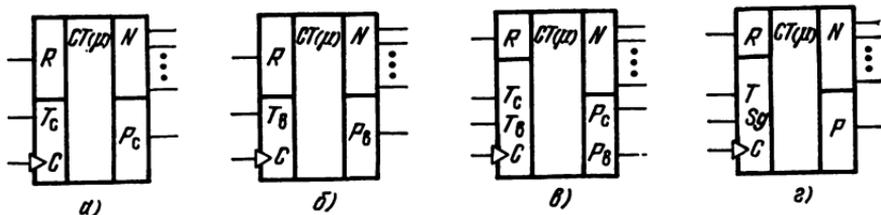


Рис. 13.23

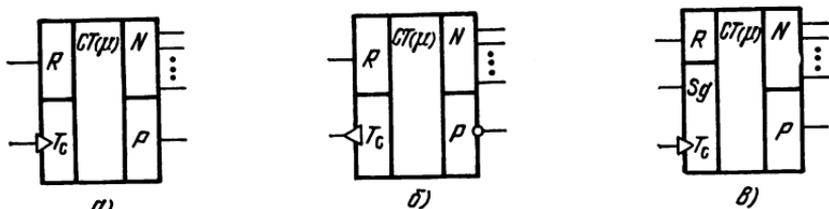


Рис. 13.24

чик будем называть счетчиком с прямым динамическим входом, во втором — счетчиком с инверсным динамическим входом. На рис. 13.24 даны условные обозначения некоторых типов синхронных счетчиков. Вход Sg реверсивного счетчика, сам по себе не изменяющий состояние счетчика (управляющий вход), обозначен как вход статического типа.

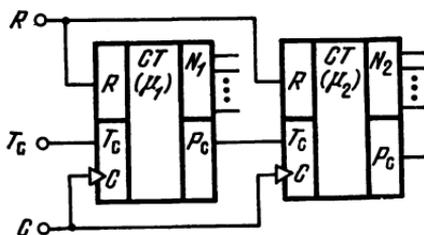


Рис. 13.25

**Каскадное соединение счетчиков.** Такое соединение позволяет строить счетчики с большей информационной емкостью, чем исходные. Оно образуется при подключении выхода переноса одного счетчика с одноименным счетным входом другого, например  $P_c$  с  $T_c$ ,  $P_b$  с  $T_b$  и т. д. Рассмотрим в качестве примера работу счетчика (рис. 13.25), представляющего собой каскадно соединенные синхронные суммирующие счетчики с модулями счета  $\mu_1$  и  $\mu_2$ . Предположим, что в начальный момент времени оба счетчика находятся в начальном состоянии. После подачи  $\mu_1$  единиц на счетный вход первого счетчика в нем возникает ситуация переполнения. Сигнал переноса, поданный на вход второго счетчика, воспринимается им как счетный. При этом код  $N_1$  примет значение 0, а код  $N_2$  увеличится на единицу. После подачи на вход первого счетчика еще  $\mu_1$  единиц ситуация повторится. Общее число единиц поданных на вход счетчика, равно

$$N_2 = \mu_1 N_2 + N_1. \quad (13.16)$$

Одновременное переполнение обоих счетчиков наступает после подачи на вход  $\mu_1 \mu_2$  единиц. Таким образом, модуль счета каскад-

ного соединения двух счетчиков равен произведению их модулей счета. Аналогичный результат можно получить при каскадном соединении вычитающих и реверсивных счетчиков. Его легко распространить на каскадное соединение произвольного числа счетчиков. Типичной является ситуация, при которой соединяемые счетчики имеют одинаковые модули  $\mu_1 = \mu_2 = \dots = \mu_n = \mu$ . В этом случае суммарное число единиц, поданных на вход счетчика, определяется соотношением

$$N_2 = \mu^{n-1} N_n + \mu^{n-2} N_{n-1} + \dots + \mu^0 N_1, \quad (13.17)$$

которое является обобщением (13.16).

Соотношение (13.17) показывает, что каскадное соединение счетчиков с одинаковыми модулями счета можно рассматривать как счетчик, выходной код которого представляет число в позиционной системе счисления по основанию  $\mu$ .

### Двоичные счетчики

Двоичным называется счетчик, у которого модуль счета равен целой степени двух, а выходной код  $N$  представляет собой число в двоичной системе счисления:

$$N = 2^{n-1} N_n + 2^{n-2} N_{n-1} + \dots + 2^0 N_1, \quad (13.18)$$

где  $N_1, N_2, \dots, N_n$  — двоичные переменные.

Сравнение (13.18) с (13.17) показывает, что двоичный счетчик можно построить, соединяя каскадно  $n$  счетчиков, каждый из которых имеет  $\mu = 2$ . В дальнейшем такой элементарный счетчик будем называть двоичной пересчетной ячейкой.

Двоичная пересчетная ячейка представляет собой автомат с двумя внутренними состояниями и содержит обычно один триггер, выходная двоичная переменная  $Q$  которого определяет значение выходного кода ячейки, т. е.  $N = Q$ . Кроме триггера, ячейка может содержать логические схемы, предназначенные для формирования управляющих сигналов триггера и сигналов переноса.

Функции переходов и выходов двоичной пересчетной ячейки следуют из общих соотношений (13.12)—(13.14), которые после замены кода  $N$  двоичной переменной  $Q$ , представляют в виде переключательных функций:

— для суммирующей ячейки

$$Q(t+1) = Q(t) \oplus T_c(t), \quad P_c(t) = Q(t) T_c(t); \quad (13.19a)$$

— для вычитающей ячейки

$$Q(t+1) = Q(t) \oplus T_c(t), \quad P_v(t) = \bar{Q}(t) T_v(t); \quad (13.19b)$$

— для реверсивной ячейки с двумя счетными входами

$$\begin{aligned} Q(t+1) &= Q(t) \oplus [T_v(t) \oplus T_c(t)], \\ P_c(t) &= Q(t) T_c(t) \bar{T}_v(t), \quad P_v(t) = \bar{Q}(t) \bar{T}_c(t) T_v(t); \end{aligned} \quad (13.19b)$$

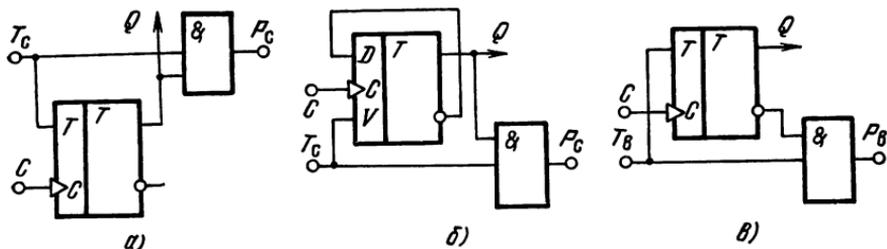


Рис. 13.26

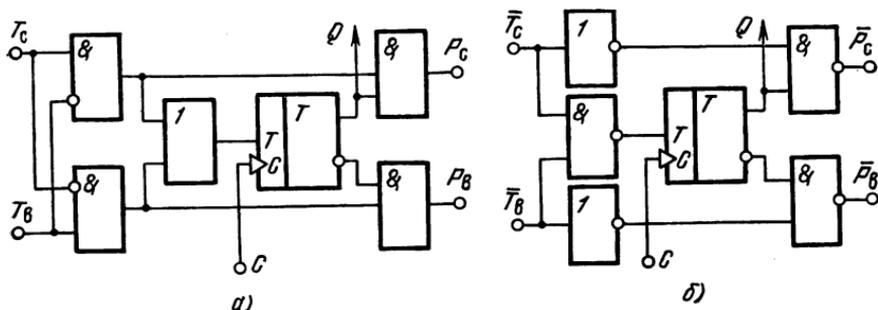


Рис. 13.27

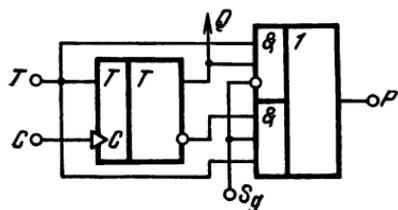


Рис. 13.28

— для реверсивной ячейки со знаковым входом

$$Q(t+1) = Q(t) \oplus T(t), P(t) = Q(t) \oplus Sg(t) \oplus T(t). \quad (13.19г)$$

Из сравнения (13.19а) и (13.19б) видно, что для перехода от суммирования к вычитанию достаточно инвертировать переменную в выражении, определяющем функцию выхода переноса. Это позволяет легко переходить от схем суммирующих счетчиков к схемам вычитающих, заменяя в цепях формирования переноса прямой выход триггера инверсным или, наоборот, инверсный выход прямым.

**Двоичные пересчетные ячейки синхронного типа.** Эти устройства обычно реализуются на синхронных Т-триггерах. При этом структура ячеек непосредственно следует из уравнений (13.19). Схема ячейки суммирующего счетчика изображена на рис. 13.26, а, функцию переходов (13.19) реализуют, подключая счетный вход к счетному входу триггера. Для формирования сигнала переноса в схему вводится конъюнктор. В качестве счетного триггера может использоваться также JK- или DV-триггер. На рис. 13.26, б показана реализация суммирующей ячейки на DV-триггере. Аналогично Т-триггер можно заменить универсальным триггером во всех рассматриваемых ниже схемах.

Двоичная вычитающая ячейка (рис. 13.26, в) отличается от суммирующей заменой переменной  $Q$  на входе конъюнктора ее инверсией.

Реверсивные двоичные ячейки с двумя счетными входами показаны на рис. 13.27. Структура схемы на рис. 13.27, а однозначно определяется уравнениями (13.19в). Схема на рис. 13.27, б получена в предположении, что одновременная подача единиц на входы  $T_c$  и  $T_b$  запрещена. При этом члены  $T_c \bar{T}_b$ ,  $\bar{T}_c T_b$ ,  $T_b \oplus T_c$  заменяют соответственно  $T_c$ ,  $T_b$ ,  $T_c + T_b$ . При построении схемы на рис. 13.27, б совершен переход от булевого базиса к базису И—НЕ (см. гл. 5).

Реверсивная двоичная ячейка со знаковым входом, соответствующая уравнениям (13.19г), показана на рис. 13.28. При  $Sg = 0$  схема работает аналогично схеме рис. 13.16, а при  $Sg = 1$  — схеме рис. 13.26, в.

Средняя частота счета в синхронном счетчике максимальна, когда единичный сигнал подается на информационный вход в каждом такте работы автомата. При этом быстродействие счетчика определяется минимальным периодом следования синхроимпульсов, при котором сохраняется его работоспособность. Поскольку к моменту подачи следующего импульса должны закончиться переходные процессы в триггере и комбинационной схеме минимальный период равен сумме  $T_{сч} = \tau_{т\bar{з}} + \tau_{л}$ , где  $\tau_{т\bar{з}}$ ,  $\tau_{л}$  — задержки передачи информационного сигнала через триггер и комбинационную схему.

Значение  $\tau_{л}$  зависит от структуры счетчика. Для рассмотренных типов двоичных счетчиков, представляющих каскадное соединение двоичных ячеек, быстродействие обусловлено процессами распространения сигнала в цепях переноса.

Обозначим задержку формирования переноса в двоичной счетной ячейке относительно момента подачи счетного сигнала  $T_c$  через  $\tau_p$ . Принимая за начало отсчета момент формирования счетного информационного сигнала на входе ячейки, получаем задержку формирования счетного сигнала на входе второй ячейки, равную  $\tau_p$ , задержку формирования счетного сигнала на входе третьей ячейки равной  $2\tau_p$  и т. д. Максимальная задержка формирования счетного сигнала, равная  $(n - 1)\tau_p$ , возникает на входе последней  $n$ -й ячейки, соответствующей старшему разряду выходного кода. Эта задержка и определяет  $\tau_{л}$ , откуда следует, что минимальный период следования в синхронных счетчиках при каскадном соединении двоичных пересчетных ячеек

$$T_{сч} = \tau_{т\bar{з}} + (n - 1)\tau_p. \quad (13.20)$$

Полученное соотношение показывает, что при каскадном соединении синхронных счетчиков максимальная частота счета уменьшается.

Время установки выходного кода для синхронных счетчиков рассмотренного типа совпадает с периодом следования синхроимпульсов и не является решающим параметром.

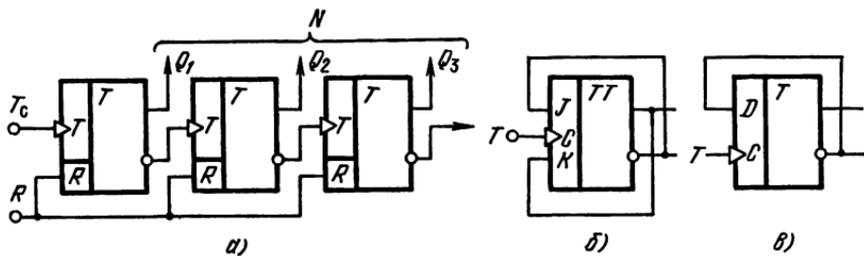


Рис. 13.29

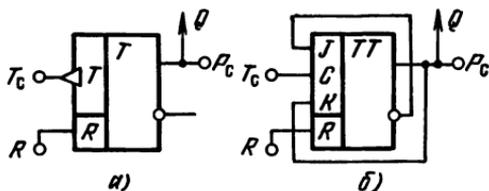


Рис. 13.30

**Двоичные пересчетные ячейки асинхронного типа.** Асинхронную форму функций переходов и выходов можно получить из соотношений (13.19), заменяя потенциальные переменные  $T_c, T_b, T, P_c, P_b, P$  их динамическими аналогами  $T_c dT_c, T_b dT_b, T dT, P_c dP_c, P_b dP_b, P dP$  в

случае запуска отрицательным фронтом сигнала и  $\bar{T}_c dT_c, \bar{T}_b dT_b, \bar{T} dT, \bar{P}_c dP_c, \bar{P}_b dP_b, \bar{P} dP$  в случае запуска положительным фронтом сигнала.

Для суммирующей ячейки, запускаемой положительным фронтом, из (13.19а) получаем

$$Q(t+1) = Q(t) \oplus \bar{T}_c dT_c, \quad (13.21a)$$

$$\bar{P}_c dP_c = Q(t) \bar{T}_c dT_c. \quad (13.21b)$$

Функция переходов вида (13.21б) реализуется асинхронным счетным триггером (Т-триггером). Запишем указанную функцию в дифференциальной форме

$$dQ(t) = \bar{T}_c(t) dT_c. \quad (13.22)$$

Подставляя (13.22) в (13.21а), можно представить функцию выходов в виде

$$\bar{P}_c dP_c = Q(t) dQ(t) = \bar{Q}(t) d\bar{Q}(t), \quad (13.23)$$

показывающим, что в качестве сигнала переноса можно использовать положительный скачок сигнала на инверсном выходе асинхронного Т-триггера, т. е.  $P_c = \bar{Q}$ .

Схема трех разрядов асинхронного счетчика, построенная на асинхронных Т-триггерах, запускаемых положительным фронтом сигнала, изображена на рис. 13.29, а. На рис. 13.29, б и в показаны способы соединения выводов тактируемых триггеров JK- и D-типа, позволяющие получить счетный режим по тактирующему входу С.

Для перехода от суммирующей ячейки к вычитающей, как уже указывалось, достаточно в схеме переноса заменить инвертирующий выход триггера прямым.

Для реализации запуска отрицательным фронтом необходимо либо включить инвертор на входе счетчика, либо использовать триггеры, обладающие инверсным динамическим счетным входом. Заменяя в выражении (13.23)  $\bar{P}_c$  на  $P_c$ , получаем  $\bar{P}_c dP_c = Q(t)dQ(t)$ , т. е. в качестве сигнала переноса двоичной суммирующей ячейки с запуском отрицательным фронтом сигнала необходимо использовать прямой выход триггера (рис. 13.30) (соответственно для вычитающей ячейки необходимо использовать инверсный выход).

В рассмотренных асинхронных пересчетных ячейках задержка формирования переноса определяется временем переключения триггера. В некоторых случаях эту задержку можно уменьшить, используя так называемые схемы со сквозным переносом, в которых переменная  $P$  формируется как переключательная функция входного сигнала и состояния триггера.

В ячейках с запуском отрицательным перепадом переключательная функция формирования переноса для суммирующей ячейки

$$P_c = T_c Q, \quad (13.24a)$$

для вычитающей

$$P_v = T_v \bar{Q}. \quad (13.24b)$$

Схемная реализация суммирующей ячейки на тактируемом JK-триггере и временные диаграммы, поясняющие ее работу показаны на рис. 13.31, а и б соответственно.

Переключательные функции формирования переноса в ячейках с запуском положительным фронтом информационного сигнала можно получить из (13.24), заменив переменные  $P_c$ ,  $P_v$ ,  $T_c$ ,  $T_v$  их инверсиями. При этом, используя законы инверсии де Моргана, имеем

$$P_c = T_c + \bar{Q}; \quad P_v = T_v + Q. \quad (13.25)$$

Реверсивные асинхронные пересчетные ячейки с двумя счетными входами строят по схемам со сквозным переносом. На рис. 13.32

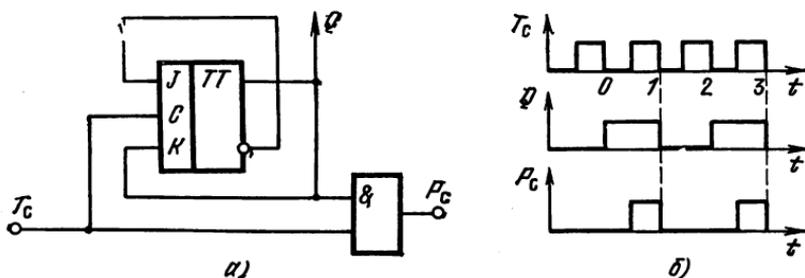


Рис. 13.31

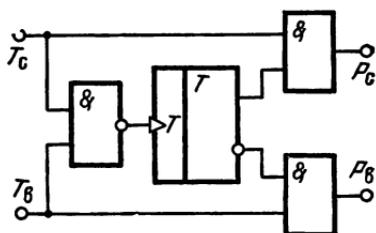


Рис. 13.32

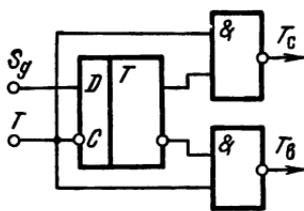


Рис. 13.33

показана схема такого счетчика, запускаемого отрицательным фронтом входного сигнала. Одновременная подача двух нулевых значений переменных  $T_c$  и  $T_b$  запрещена.

Для реализации асинхронного счетчика со знаковым входом можно использовать схему на рис. 13.33. Эта схема преобразует сигналы  $S_g$  и  $T$  в пару счетных сигналов  $T_c$  и  $T_b$  и при включении на входе счетчика с двумя счетными входами обеспечивает подачу импульсов на вход сложения при  $S_g = 0$  и на вход вычитания при  $S_g = 1$ .

Каждую двоичную пересчетную ячейку можно рассматривать как делитель частоты входных импульсов. При этом максимальная частота счета определяется максимальной частотой переключения триггера первой пересчетной ячейки, соответствующей младшему разряду выходного кода. При этом в старших разрядах асинхронных счетчиков допустимо использовать схемы, обладающие меньшим быстродействием по сравнению с младшими.

Время установления  $\tau_{уст}$  в асинхронных счетчиках обусловлено процессами распространения сигнала переноса по цепи пересчетных ячеек и зависит от значения, устанавливаемого в счетчике кода.

Максимальное значение  $\tau_{уст}$  имеет место при изменении двоичных переменных сразу во всех разрядах. При суммировании такая ситуация возникает при установке кода  $N = 0$  и  $N = 2^n - 1$ , а также в момент переполнения. Максимальное время установления определяется выражением  $\tau_{уст\max} = \tau_t + (n - 1) \tau_p$ , где  $\tau_t$  — время установки триггера;  $\tau_p$  — задержка формирования переноса в ячейке.

В устройствах без сквозного переноса  $\tau_p = \tau_t$  в устройствах со сквозным переносом  $\tau_p$  зависит от задержки в логической схеме и обычно меньше  $\tau_t$ .

Время  $\tau_{уст}$  минимально при изменении двоичной переменной только в одном разряде. При суммировании такая ситуация возникает в моменты установки кодов  $N = 2^m + 1$ ,  $m = 0, 1, \dots, n - 1$ . Минимальное значение  $\tau_{уст}$  обусловлено быстродействием триггера младшего разряда счетчика:  $\tau_{уст\min} = \tau_t$ .

Двоичные счетчики с параллельным переносом. Эти счетчики отличаются от обычных синхронных (или асинхронных со сквоз-

ным переносом) тем, что каскадное соединение логических элементов формирования переноса заменяется параллельными цепями.

Принцип построения счетчиков с параллельным переносом рассмотрим на примере суммирующих счетчиков, являющихся аналогами схем, показанных на рис. 13.26, *a* и рис. 13.31, *a*. В обоих случаях сигнал переноса формируется как конъюнкция входного сигнала  $T_0$  и состояния триггера. При этом справедливо рекуррентное соотношение

$$T_{ck} = T_{ck-1} Q_{k-1},$$

где  $T_{ck}$  — значение двоичной переменной на информационном входе  $k$ -й ячейки;  $Q_k$  — состояние триггера  $k$ -й ячейки. Последовательно раскрывая это соотношение, получаем цепочку равенств:

$$T_{ck} = T_{ck-1} Q_{k-1} = T_{ck-2} Q_{k-2} Q_{k-1} = \dots = T_{c1} Q_1 \dots Q_{k-1}. \quad (13.26)$$

Принцип построения счетчика с параллельным переносом состоит в реализации выражения, стоящего в правой части (13.26), отдельно для каждого разряда счетчика. Получаемые при этом схемы пересчетных синхронных и асинхронных ячеек показаны на рис. 13.34, *a* и *b* соответственно.

Минимальный период следования синхроимпульсов для синхронного счетчика с параллельным переносом (рис. 13.34, *a*) определяется суммой

$$T_{сч} = \tau_{т\sigma} + \tau_{и}, \quad (13.27)$$

где  $\tau_{и}$  — задержка передачи сигнала в конъюнкторе, включенном на входе ячейки.

Соотношение для времени установления выходного кода в асинхронном счетчике с параллельным переносом (рис. 13.34, *b*) аналогично (13.27):

$$\tau_{уст} = \tau_t + \tau_{и}. \quad (13.28)$$

Соотношения (13.27) и (13.28) показывают, что быстродействие счетчиков с параллельным переносом не зависит от числа разрядов.

В некоторых случаях функцию конъюнкции можно реализовать на внутренних ЛЭ триггера. При этом быстродействие счетчиков

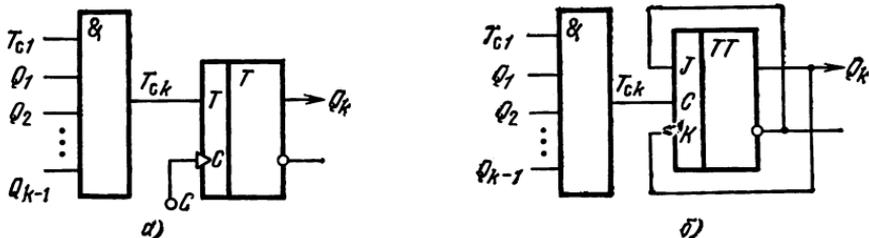


Рис. 13.34

с параллельным переносом будет зависеть только от задержки самого триггера.

Увеличение числа входов ячейки с ростом номера разряда является недостатком счетчиков с параллельным переносом. Находят применение комбинированные устройства, получаемые каскадным соединением счетчиков, каждый из которых выполнен по схеме с параллельным переносом.

#### 13.4. ЦИФРОВЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА КОМБИНАЦИОННОГО ТИПА

Основными типами цифровых микроопераций, реализуемых на устройствах комбинационного типа, являются сложение, сравнение и преобразование кодов.

#### Сумматоры

Сумматором называется устройство, выполняющее операцию сложения двух чисел. Сумматоры, работающие в двоичной позиционной системе счисления, получили наибольшее распространение в цифровой технике благодаря своей простоте и экономичности.

Сумматоры многоразрядных двоичных чисел обычно строятся на основе одnorазрядного комбинационного сумматора. При этом в одних случаях процесс суммирования состоит в многократном использовании одного и того же одnorазрядного сумматора (последовательный принцип), в других — одновременно работают несколько таких сумматоров, выполняющих операцию суммирования за один такт (параллельный принцип).

По числу входов различают два типа одnorазрядных комбинационных сумматоров: полный сумматор, имеющий три входа  $a$ ,  $b$ ,  $c$  (рис. 13.35,  $a$ ) и полусумматор, имеющий два входа  $a$ ,  $b$  (рис. 13.35,  $b$ ).

Результат сложения двух или трех одnorазрядных двоичных чисел представляет собой двухразрядное число. Младший разряд результата  $S$  называется частичной суммой, старший разряд  $P$  — переносом.

В табл. 13.1, 13.2 выходные двоичные переменные  $S$  и  $P$  определены как переключательные функции входных переменных  $a$ ,  $b$  ( $c$ ). Этим функциям соответствуют выражения в булевой алгебре:

для полного сумматора

$$S = abc + a\bar{b}\bar{c} + \bar{a}b\bar{c} + \bar{a}\bar{b}c; \quad P = abc + a\bar{b}c + a\bar{b}\bar{c} + \bar{a}bc; \quad (13.29)$$

для полусумматора

$$S = \bar{a}b + a\bar{b}; \quad P = ab. \quad (13.30)$$

Таблица 13.1

Переключательные функции полного сумматора

$a$	$b$	$c$	$P$	$S$	$a$	$b$	$c$	$P$	$S$
0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
0	0	1	0	1	1	0	1	1	0
0	1	0	0	1	1	1	0	1	0
0	1	1	1	0	1	1	1	1	1

Таблица 13.2

Переключательные функции полусумматора

$a$	$b$	$P$	$S$
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Варианты логических схем полусумматора и полного сумматора изображены на рис. 13.36 и 13.37. Читателю предоставляется самостоятельно путем составления системы структурных уравнений (см. § 5.1), подстановки и тождественных преобразований в булевой алгебре установить соответствие приведенных схем формулам (13.29) или (13.33).

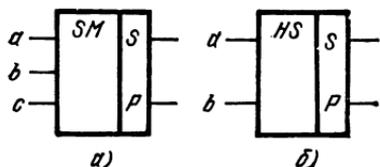


Рис. 13.35

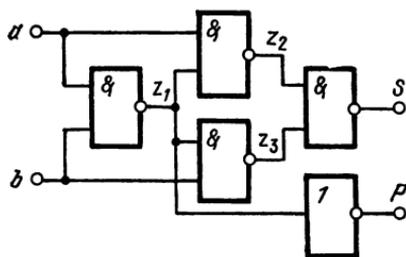


Рис. 13.36

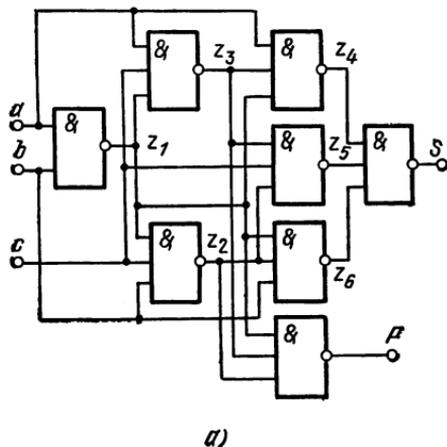
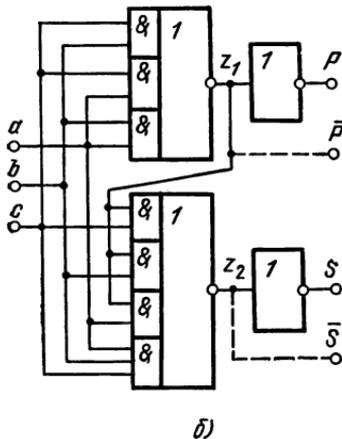


Рис. 13.37



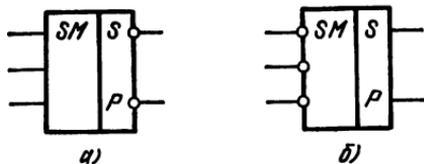


Рис. 13.38

В этих схемах все входы  $a, b, c$  и выходы  $S, P$  прямые. В некоторых случаях можно использовать устройства с инверсными входами или выходами. При этом обычно удается упростить схему сумматора и повысить его быстродействие. Примером может

служить полный сумматор, реализованный по схеме рис. 13.37, б с исключенными выходными инверторами. Инверсные выходы  $\bar{S}, \bar{P}$  формируются непосредственно на элементах И — ИЛИ — НЕ (штриховые линии на рис. 13.37, б). Условное обозначение полного сумматора с инверсными выходами показано на рис. 13.38, а.

Особенностью функций  $S(a, b, c)$  и  $P(a, b, c)$ , реализуемых полным сумматором, является их самодвойственность\*), т. е. для этих функций справедливы равенства

$$S(a, b, c) = \bar{S}(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}); \quad P(a, b, c) = \bar{P}(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}).$$

Самодвойственность переключательных функций полного сумматора означает, что инвертирование двоичных переменных на всех

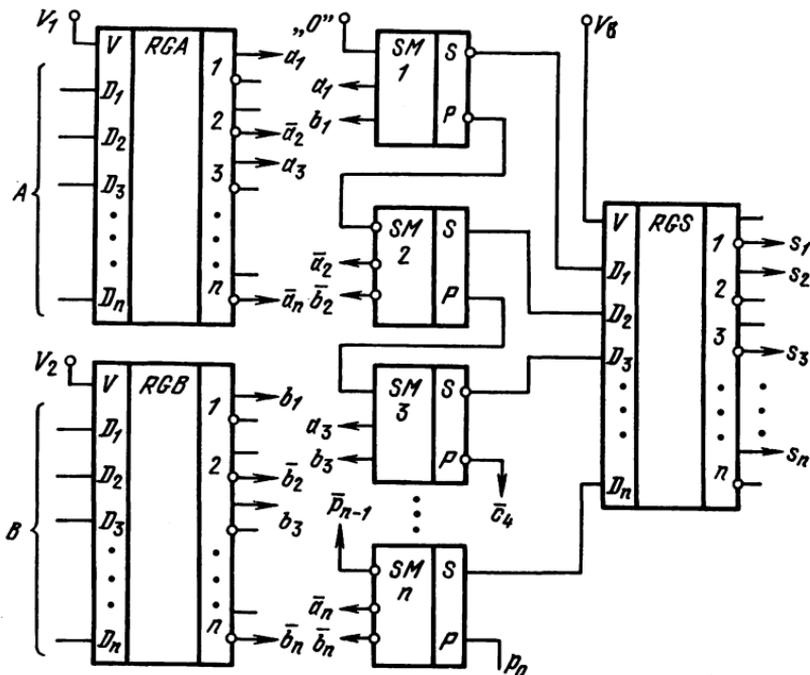


Рис. 13.39

\*) Функция  $f^*(x_1, \dots, x_n)$  называется двойственной функции  $f(x_1, \dots, x_n)$ , если имеет место равенство  $f^*(x_1, \dots, x_n) = \bar{f}(\bar{x}_1, \dots, \bar{x}_n)$ . Функция называется самодвойственной, если она совпадает с двойственной себе функцией.

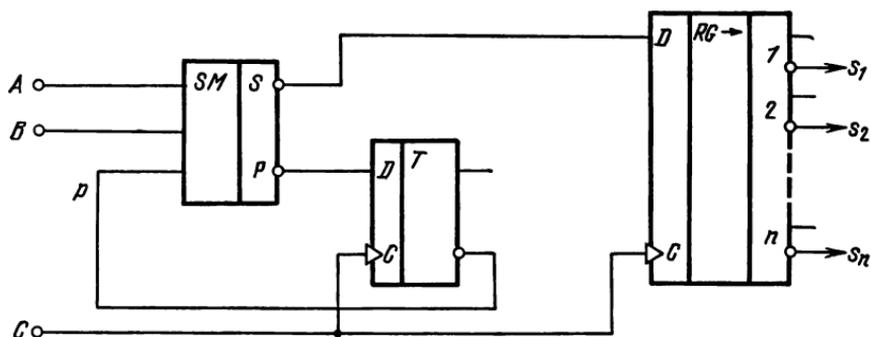


Рис. 13.40

его входах приводит к инвертированию выходных переменных независимо от значения этих переменных. Поэтому схему сумматора с инверсными выходами (рис. 13.38, а) можно интерпретировать также как схему с инверсными входами, показанную на рис. 13.38, б.

Комбинационные сумматоры с инверсными входами (выходами) удобно использовать совместно с симметричными триггерами, которые наряду с функцией памяти могут выполнять функцию инвертирования.

В качестве типовых примеров построения сумматоров многоразрядных двоичных чисел рассмотрим две схемы, изображенные на рис. 13.39 и 13.40.

**Сумматор параллельного типа.** Схема такого сумматора (рис. 13.39) содержит регистры слагаемых RGA, RGB и регистр результата RGS. Комбинационная часть состоит из  $n$  полных сумматоров с инвертированием сигнала. Цепь переноса образуется соединением выхода  $P$   $i$ -го разряда со входом  $(i + 1)$ -го разряда. Каждая нечетная суммирующая схема интерпретируется как полный сумматор с инверсными выходами, каждая четная — как полный сумматор с инверсными входами. При этом всегда прямой выход соединяется с прямым входом, а инверсный выход — с инверсным входом.

**Сумматор последовательного типа.** Это устройство (рис. 13.40) отличается от параллельного тем, что сложение слагаемых производится последовательно во времени начиная с младших разрядов. При этом слагаемые подаются на вход полного сумматора в последовательной форме. Сигнал переноса  $P$  формируется на предыдущем такте суммирования и задерживается на один такт D-триггером. Результат заносится в последовательный регистр.

## Устройство сравнения кодов

Устройство сравнения кодов предназначено для проверки равенства двух чисел. Два  $n$ -разрядных числа  $X$  и  $Y$  равны, если попарно равны значения всех одноименных разрядов  $a_i, b_i$ , т. е. ра-

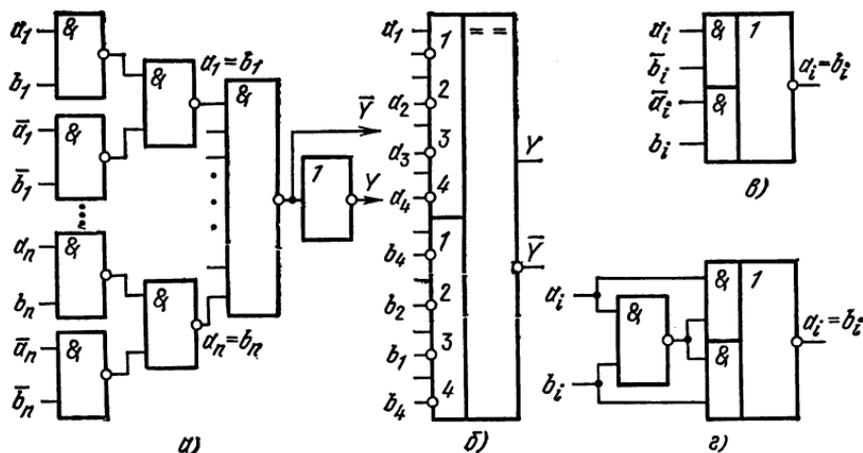


Рис. 13.41

венство  $a_i b_i + \bar{a}_i \bar{b}_i = 1$  справедливо для всех  $i$ . В соответствии с этим переключательную функцию  $Y$ , реализуемую устройством, можно представить выражением  $Y = \prod_{i=1}^n (a_i b_i + \bar{a}_i \bar{b}_i)$ .

На рис. 13.41 показана функциональная схема устройства сравнения на элементах И—НЕ (рис. 13.41, а), ее условное обозначение (рис. 13.41, б) и даны варианты построения одного разряда первой ступени компаратора на элементах И—ИЛИ—НЕ (рис. 13.41, в, г). Так как все разряды сравниваемых чисел обрабатываются одновременно, общая задержка схемы слабо зависит от числа разрядов и лежит в пределах  $(3 \dots 5) \tau_{ад}$ .

## Дешифраторы

Дешифратором называется функциональный узел с  $n$  входами, в котором каждому предусмотренному набору входных сигналов соответствует один возбужденный выход. Если в дешифраторе используются все возможные двоичные наборы, то число выходов  $W$  определяется равенством  $W = 2^n$ . Такой дешифратор будем называть полным в отличие от неполного, использующего лишь часть возможных входных наборов. Мы будем рассматривать полные дешифраторы.

Необходимость в дешифраторе возникает всякий раз, когда нужно направить сигнал на одно из  $W$  направлений, причем номер направления представлен  $n$ -разрядным двоичным кодом. Если у дешифратора входы и выходы упорядочить по возрастающим номерам, т. е. считать, что входному коду  $x_1, x_2, x_4, \dots, x_{2^n-1}$  соответствует возбуждение выхода под номером  $w = x_1 + 2x_2 + 4x_4 + \dots + 2^{n-1}x_{2^n-1}$ , то для значений выходов полного дешифратора можно записать

$W$  упорядоченных выражений. Пусть, например,  $n = 3$ ,  $W = 8$ . Тогда

$$Y_0 = \overline{x_4 x_2 x_1},$$

$$Y_1 = \overline{x_4 x_2} x_1,$$

$$Y_2 = \overline{x_4} x_2 \overline{x_1},$$

.....

$$Y_7 = x_4 x_2 x_1.$$

**Линейный дешифратор.** Реализовав рассмотренные переключательные функции на элементах И, получим наиболее простой по структуре дешифратор, который называют линейным.

Рассмотрим некоторые вопросы практической реализации таких дешифраторов на элементах И — НЕ.

Строя дешифратор на элементах И — НЕ, на его выходах получаем не сами функции  $Y_i$ , а их инверсии, т. е. все невыбранные выходы находятся в состоянии 1, а один выбранный выход — в состоянии 0. В этом случае при условном изображении дешифратора (рис. 13.42) его выходы нужно помечать символами инверсии. Для реализации прямых выходов дешифратор следует дополнить линейкой инверторов (именно это подразумевается на рис. 13.42, а). Инверсный выход дешифратора хорошо согласуется с установочными входами триггеров, построенных на элементах И — НЕ (рис. 13.42, б). В данном случае установка RS-триггера в 1 происходит при возбуждении нулевого выхода дешифратора. При подключении выхода дешифратора на тактируемые D-триггеры целесообразно также использовать инверсный сигнал, поскольку функция инвертирования может быть передана триггеру.

В выражениях, связывающих входы и выходы дешифратора, участвуют не только сами входные переменные, но и их инверсии. Соответственно на входы элементов И — НЕ нужно подавать как прямые, так и инверсные значения входных переменных. Поэтому либо цепи связи дешифратора с регистром необходимо выполнять парафазными, либо инвертировать сигналы внутри дешифратора с помощью инвертора. В линейном дешифраторе каждый вход нагружен  $W/2$  элементами И — НЕ. Учитывая, что нагрузкой реги-

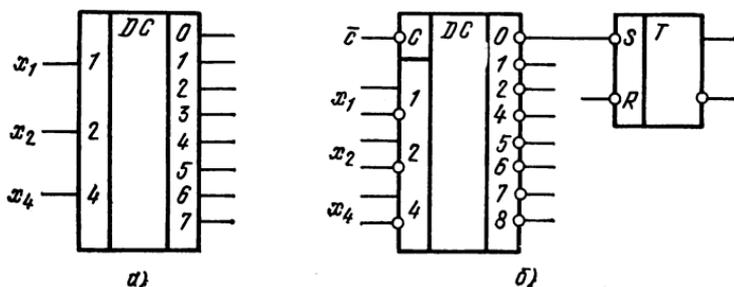


Рис. 13.42

стра одновременно могут служить несколько функциональных узлов, целесообразно на входе дешифратора включать расширители (инверторы, рис. 13.43), позволяющие существенно уменьшить нагрузку дешифратора на триггеры регистра.

Дешифратор — это частный случай многовыходной комбинационной логической схемы, имеющей различную задержку в различных путях прохождения сигналов со входа на выход. Как и для любой достаточно сложной комбинационной схемы, правильные сигналы на выходах дешифратора устанавливаются не сразу, причем могут появиться ложные выбросы. Поэтому в устройствах с дешифратором необходимо ввести цепи стробирования выходного сигнала, для чего можно использовать тактируемые триггеры. Однако можно более экономно решить эту задачу, совмещая функции дешифрации и стробирования в одних и тех же элементах И — НЕ. Для этого элементы И — НЕ должны иметь число входов, на единицу большее разрядности  $n$  дешифрируемого кода, и на дополнительный вход подавать стробирующий сигнал  $s$ , как показано на схеме рис. 13.43. Учитывая, что сигнал  $s$  подводится к большому числу ЛЭ, на входе дешифратора обычно ставится дополнительный расширитель — инвертор, делающий данный вход инверсным (рис. 13.42, б).

**Каскадное соединение дешифраторов.** На рис. 13.44 показана группа из пяти дешифраторов, соединенных последовательно в два каскада. Все дешифраторы одинаковы и имеют структуру, аналогичную рис. 13.43. На первый каскад, т. е. на входы DC4 поданы

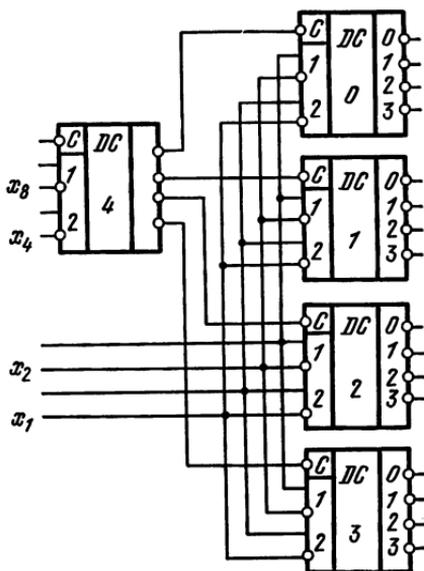
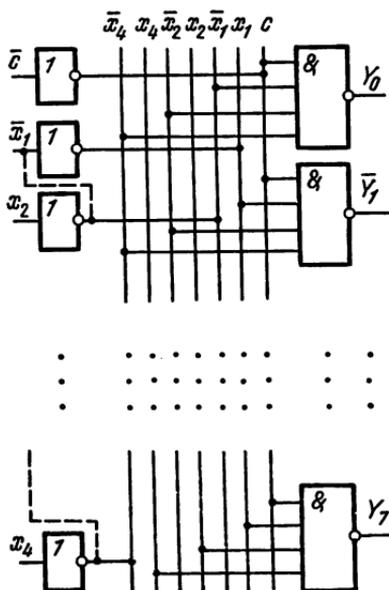


Рис. 13.43

Рис. 13.44

старшие разряды дешифрируемого числа  $x_8, x_4$ . При этом DC4 определяет, в какой четверке из возможных 16 вариантов находится избранный выход. Дешифратор DC4 «открывает» соответствующий дешифратор второго каскада, подавая на вход  $c$  нулевой сигнал, а поскольку на прочих выходах DC4 формируется 1, все остальные дешифраторы второго каскада закрыты. На кодовые входы дешифраторов второго каскада поступают младшие разряды дешифрируемого кода. Причем работает единственный не закрытый дешифратор второго каскада, возбуждая в результате один из 16 выходов, соответствующий коду, поданному на вход. Если, например, на входы  $x_8, x_4, x_2, x_1$  подан код 1011, то у DC4 возбуждается выход 2, в результате открыт будет лишь DC2, остальные дешифраторы второго каскада будут закрыты. Младшие разряды кода  $x_2 = 1, x_1 = 1$ , расшифрованные на DC2, возбуждают его выход 3. В результате будет выбран выход 11, что и соответствует входному коду.

Таким образом, каскадно соединяя дешифраторы, можно строить схемы с большим числом выходов, используя в качестве составных частей малые дешифраторы. Последние обычно изготавливаются в виде стандартных микросхем или сменных блоков.

Так как основная часть оборудования многокаскадного дешифратора сосредоточена в последнем его каскаде, желательно, чтобы элементы последнего каскада были бы по возможности наиболее простыми. Идеальным можно считать случай, когда каждый выходной сигнал формируется на двухвходовом элементе. Однако при этом в рассмотренных типах многокаскадных дешифраторов будет существенно возрастать число элементов предыдущего каскада. Наиболее удачно данное противоречие разрешается в прямоугольных дешифраторах.

**Прямоугольный дешифратор** (рис. 13.45, а). Это устройство состоит из двух дешифраторов первой ступени (DC1 и DC2) и одного матричного дешифратора DC3 второй ступени (рис. 13.45, б). Стар-

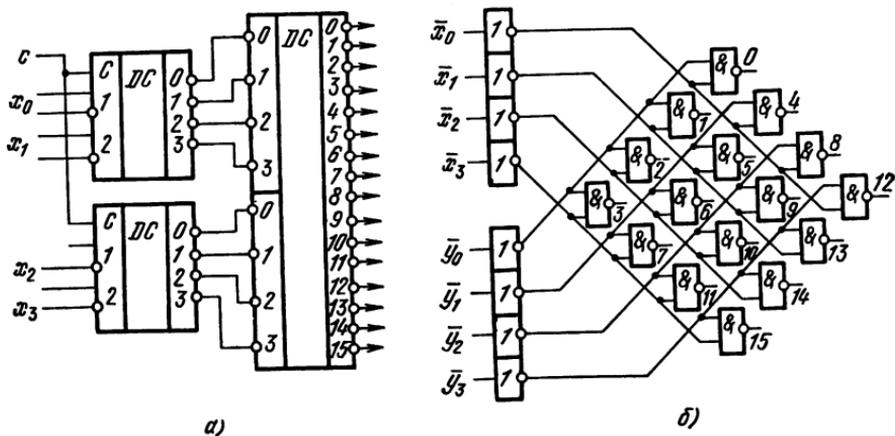


Рис. 13.45

шие и младшие группы разрядов дешифрируются независимо дешифраторами DC1 и DC2. При этом на выходе матричного дешифратора появляется сигнал, формируемый схемой И — НЕ на месте пересечения возбужденных входных шин. Например, если в матричном дешифраторе поданы 0 на входы  $y_2, z_1$ , то выходной сигнал возникает на выходе 6.

Прямоугольный дешифратор состоит из первой и второй ступени. Вторая ступень включает  $W$  двухвходовых элементов И — НЕ. При заданном  $W$  размеры дешифратора первой ступени DC1 и DC2 зависят от того, на какие группы разбит набор входных переменных. Обозначим числа выходов DC1 и DC2 через  $W_1$  и  $W_2$ . Тогда  $W_1 W_2 = W$ , а  $W_1 + W_2$  определяет общие затраты на оборудование первой ступени. При заданном произведении сумма двух величин минимальна, если эти величины равны, поэтому входные переменные нужно разбивать желательнее на равные группы. Если  $n$  четно, то  $W_1 = W_2 = \sqrt{W}$ . Такая зависимость говорит о том, что доля оборудования первой ступени уменьшается с ростом  $W$  и при больших  $W$  основное оборудование сосредоточено во второй ступени.

### 13.5. КОМПАРАТОРЫ

Компаратором называется ключевое устройство, преобразующее знак разности входных аналоговых величин  $x_1, x_2$  в выходную двоичную переменную  $y$ .

Предполагая потенциальную форму представления  $y$ , характеристику передачи идеального компаратора можно изобразить в виде, показанном на рис. 13.46, а. Согласно этой характеристике на выходе компаратора при  $x_1 > x_2$  формируется высокий уровень напряжения, соответствующий  $y = 1$ , а при  $x_1 < x_2$  — низкий уровень напряжения, соответствующий  $y = 0$ . Уровни  $U^в$  и  $U^н$  должны быть согласованы с характеристиками логических элементов, используемых в цифровой части импульсного устройства.

Характеристики передачи реальных ключевых устройств (рис. 13.46, б) могут совпадать с характеристикой идеального компаратора только при достаточно больших абсолютных значениях разностного сигнала  $x = x_1 - x_2$ . В области малых значений  $|x|$  из-за ряда таких факторов, как дрейф, флуктуационный шум, пульсации питающих напряжений, гистерезис, значение сигнала на вы-

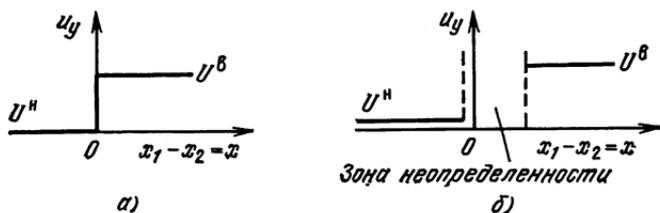


Рис. 13.46

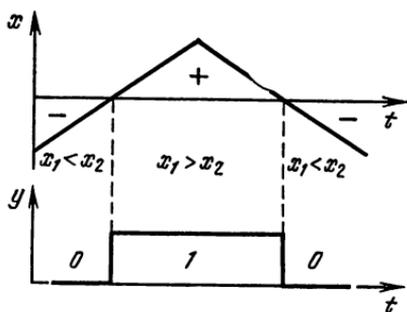


Рис. 13.47

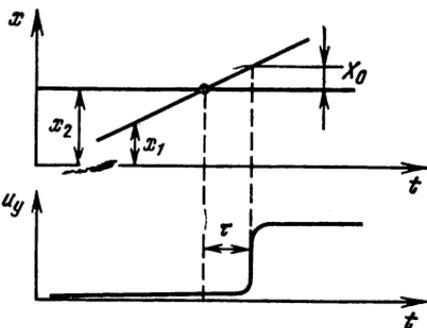


Рис. 13.48

ходе компаратора невозможно предсказать однозначно. Ширина зоны неопределенности тесно связана с одним из главных параметров компаратора — чувствительностью — минимальным значением приращения входного сигнала, обеспечивающим надежное переключение выходной переменной. Внутри зоны неопределенности поведение компаратора может быть различным для разных его типов.

В зависимости от характера изменения  $y$  (при изменении входных величин) компараторы делятся на асинхронные и синхронные (тактируемые).

**Асинхронные компараторы.** Идеальный асинхронный компаратор представляет собой устройство, формирующее на выходе скачок напряжения в момент прохождения разностного сигнала  $x(t)$  через нуль. Иногда такие компараторы называют нуль-индикаторами. При увеличении разностного сигнала формируется положительный скачок  $\overline{ydy}$  при уменьшении — отрицательный  $ydy$  (рис. 13.47).

Реальные компараторы асинхронного типа часто предназначены для работы при однонаправленном изменении разностного сигнала  $x(t)$  — увеличении или уменьшении. Момент формирования им скачка выходного сигнала в общем случае не совпадает с моментом равенства  $x(t) = 0$ , отличаясь от него на время  $\tau$  (рис. 13.48). Точность работы компаратора оценивают приведенной ко входу погрешностью, называемой также погрешностью сравнения и определяемой как значение разностного сигнала  $x = X_0$  в момент формирования выходного скачка.

**Синхронные компараторы.** Эти устройства отличаются от асинхронных тем, что в них значение выходной переменной может изменяться только под воздействием тактирующего импульса и не связано непосредственно с моментом изменения знака разности сравниваемых величин (рис. 13.49). Связывая дискретное время с фронтом тактирующего сигнала  $C$ , функцию передачи идеального синхронного компаратора можно записать в виде

$$y(t+1) = \begin{cases} 1 & \text{при } x_1(t) > x_2(t), \\ 0 & \text{при } x_1(t) < x_2(t). \end{cases}$$

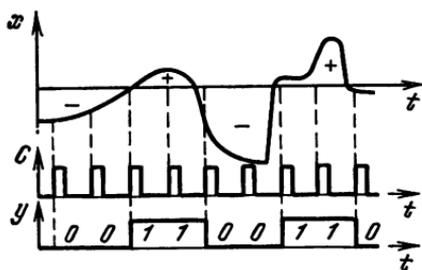


Рис. 13.49

Как уже указывалось, реальные устройства отличаются от идеальных наличием зоны неопределенности. Работу синхронного компаратора (как внутри зоны неопределенности, так и вне ее) можно строго описать, если рассматривать появление на выходе 0 или 1 как два взаимно дополняющих и исключающих друг друга случайных события.

Систематическая погрешность сравнения  $\bar{X}_0$  синхронного компаратора определяется как статическое значение разностного сигнала, при котором появление на выходе 0 и 1 равновероятно.

Случайная составляющая погрешности синхронного компаратора  $\Delta X_0$  определяется как минимальное по модулю отклонение разностного сигнала от  $\bar{X}_0$ , при котором с заданной доверительной вероятностью  $P_{\text{дов}}$  обеспечивается правильная работа компаратора в момент  $t^*$  при произвольном  $y$  ( $t^* - 1$ ). При этом точки  $\bar{X}_0 + \Delta X_0$  и  $\bar{X}_0 - \Delta X_0$  можно рассматривать как верхнюю и нижнюю границы зоны неопределенности на статической характеристике компаратора.

В синхронных компараторах в отличие от асинхронных скорость изменения разностного сигнала в паузе между тактирующими импульсами обычно не ограничивается. Поэтому для количественной оценки динамической погрешности синхронного компаратора принято исследовать его реакцию на скачок разностного сигнала, имеющий стандартную амплитуду  $X_m$  (в компараторах напряжения амплитуду скачка обычно выбирают равной 100 мВ). Положение скачка (рис. 13.50, а) определяется временем  $\tau$ , на которое он опережает тактовый импульс, и значением перевозбуждения  $\Delta X$ , равным превышению входного сигнала над пороговым уровнем  $\bar{X}_0$ . В общем случае достоверность срабатывания компаратора зависит от соотношения между параметрами  $\tau$  и  $\Delta X$ . При этом для любого

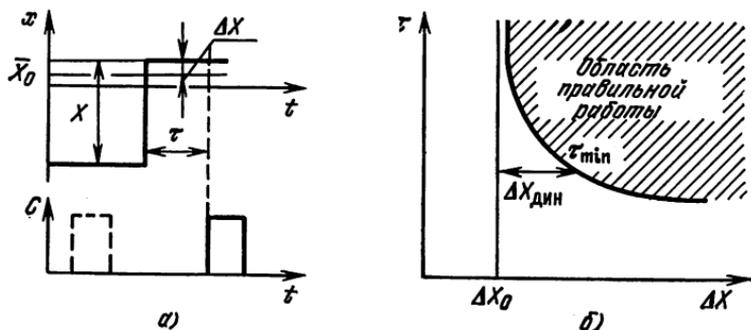


Рис. 13.50

$\Delta X > \Delta X_0$  существует конечное значение  $\tau_{\text{min}}$  (рис. 13.50, б), при котором правильная работа компаратора происходит с заданной доверительной вероятностью.

Определим динамическую погрешность  $\Delta X_{\text{дин}}$  как превышение перевозбуждения над значением случайной погрешности  $\Delta X_0$  при заданном  $\tau_{\text{min}}$ . Динамическая погрешность стремится к нулю при  $\tau \rightarrow \infty$ , при этом необходимое значение перевозбуждения полностью обусловлено случайной составляющей погрешности компаратора.

Физическая природа сравниваемых величин может быть различной. В импульсных устройствах применяют амплитудные, фазовые и частотные компараторы. В амплитудных компараторах сравниваемыми величинами являются мгновенные значения напряжения (или тока) на его входах, в фазовых и частотных — параметры квазипериодических импульсных сигналов.

### Амплитудные компараторы

Амплитудный компаратор (рис. 13.51, а) представляет собой каскадное соединение разностного и порогового элементов. Разностный элемент (РЭ) формирует на выходе напряжение  $u_p$ , пропорциональное разности сравниваемых величин:

$$u_p = K(x_1 - x_2), \quad (13.31)$$

где  $K$  — коэффициент передачи разностного сигнала.

Пороговый элемент (ПЭ) реализует функцию преобразования аналогового сигнала  $u_p$  в цифровое значение выходной двоичной переменной. От типа ПЭ зависит функциональная специфика всего компаратора. ПЭ можно рассматривать как одновходовой компаратор (сравнивающий  $u_p$  с нулем), для которого определены систематическая, динамическая и случайная погрешности. Для ПЭ основное

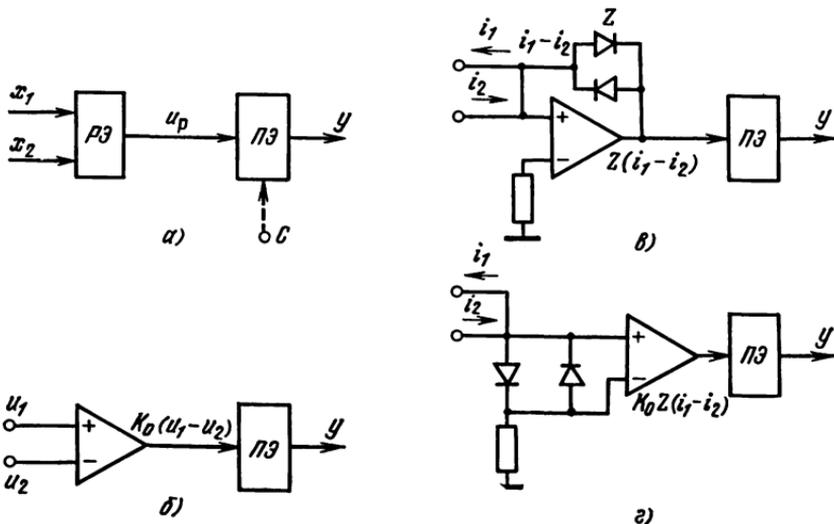


Рис. 13.51

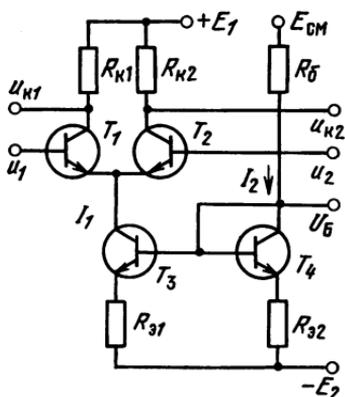


Рис. 13.52

разностный сигнал преобразуется в напряжение на нелинейном сопротивлении  $Z$  двух параллельно включенных диодов. Достоинство схемы на рис. 13.51, в является низкое входное сопротивление и отсутствие режима ограничения в усилителе. Схема на рис. 13.51, г, обладая большей устойчивостью, позволяет получить больший коэффициент передачи разностного сигнала. Нелинейность сопротивления  $Z$  ограничивает амплитуду напряжения и предотвращает перегрузку усилителя.

Наибольшее распространение в компараторах получили УПТ с дифференциальными входами в интегральном исполнении, представляющие конструктивно законченный функциональный узел. Схема типового каскада такого УПТ показана на рис. 13.52. Принцип его работы основан на предположении, что все транзисторы имеют идентичные характеристики, которое обеспечивается интегральной технологией. Схема состоит из токового переключателя на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$  (см. § 5.5) и генератора тока на транзисторах  $T_3$  и  $T_4$ . Полагая в (5.52)  $I = I_1$ ,  $M = 1$ ,  $u_x - E_0 = u_1 - u_2 = = u_d$ , передаточную характеристику дифференциального каскада можно представить в виде

$$u_{K1} = E_1 - \frac{I_1 \alpha R_{K1}}{1 + \exp(-u_d/m\varphi_T)}, \quad u_{K2} = E_1 - \frac{I_1 \alpha R_{K2}}{1 + \exp(u_d/m\varphi_T)}. \quad (13.32)$$

Коэффициенты усиления  $K_1, K_2$  определяются как производные  $du_{K1}/du_d, du_{K2}/du_d$  в точке  $u_d = 0$ . Дифференцируя (13.32), получаем

$$K_1 = -\frac{I_1 \alpha R_{K1}}{4m\varphi_T}; \quad K_2 = \frac{I_1 \alpha R_{K2}}{4m\varphi_T}. \quad (13.33)$$

На практике используют симметричные каскады, в которых  $R_{K1} = R_{K2} = R_K$ . При этом  $-K_1 = +K_2 = I_1 \alpha R_K / (4m\varphi_T)$ , откуда видно, что усиление дифференциального каскада зависит от максимальной амплитуды изменения выходного сигнала, равной

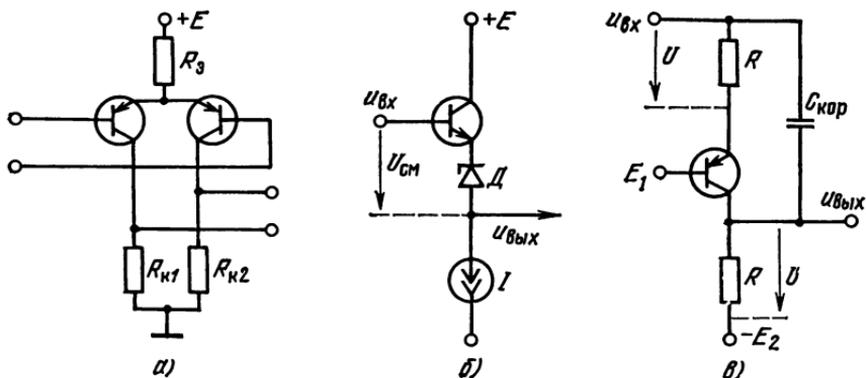


Рис. 13.53

$I_1 \alpha R_{к}$ . Требование большого диапазона изменения входных напряжений ограничивает значение  $I_1 \alpha R_{к}$ . Поэтому коэффициент усиления каскада обычно не превышает 100. Для увеличения усиления применяют многокаскадные усилители.

Если следующий каскад усилителя имеет дифференциальный вход, выходным напряжением является  $u_{к2} - u_{к1}$ . При этом коэффициент усиления каскада удваивается.

В рассмотренном простейшем усилительном каскаде для обеспечения активного режима работы транзисторов диапазон изменения выходных напряжений необходимо сместить в положительную область. На практике вводят специальные элементы обратного смещения, позволяющие формировать на выходе УПТ биполярный сигнал (рис. 13.53). На первый взгляд казалось бы, что наиболее совершенной является схема дифференциального каскада на транзисторах  $p - n - p$ -типа (рис. 13.53, а), поскольку она одновременно со сдвигом выходного напряжения обеспечивает также и усиление сигнала. Однако интегральные кремниевые  $p - n - p$ -транзисторы обладают низким быстродействием.

Смещающая цепь со стабилитроном  $D$  (рис. 13.53, б) характеризуется высоким быстродействием и применяется в тех случаях, когда требуется сместить выходное напряжение на постоянную величину. Транзисторный каскад с общей базой (рис. 13.53, в) также имеет высокое быстродействие за счет передачи высокочастотной составляющей сигнала через емкость  $C_{кор}$ . Возможность произвольно устанавливать смещение, изменяя напряжение  $E_1$  или  $E_2$ , является достоинством такого каскада.

**Пороговый элемент.** В качестве ПЭ могут использоваться различные импульсные устройства регенеративного типа: триггеры, мультивибраторы, блокинг-генераторы, схемы на туннельных диодах. Однако в последнее время в связи с развитием интегральной цифровой схемотехники наибольшее распространение получили триггеры на потенциальных ЛЭ. Порог срабатывания ПЭ при этом определяется уровнем  $U_{пор}$  на статической передаточной характери-

стике цепи ЛЭ на пути прохождения сигнала до точки замыкания петли обратной связи. Нестабильность порога срабатывания ПЭ при использовании ЛЭ широкого назначения может достигать сотни милливольт. Поэтому высокую точность сравнения можно обеспечить либо с помощью разностной схемы с большим коэффициентом усиления, либо с помощью методов автоматической коррекции погрешности [25].

Асинхронные ПЭ реализуют на триггерах асинхронного типа. Наиболее распространена схема на RS-триггере (триггер с отдельным запуском), показанная на рис. 13.54. Перед началом работы триггер устанавливается в состояние 0 сигналом «сброс». Переключение триггера в 1 происходит в момент формирования фронта сигнала с выхода УПТ, совпадающего с моментом изменения знака разности  $u_1 - u_2$ . Данное устройство является однонаправленным. Для построения компаратора, срабатывающего от входного сигнала в обоих направлениях, приходится использовать два усилителя, один из которых формирует сигнал установки триггера в 1, другой — сигнал установки триггера в 0 ПЭ на RS-триггере, показанный на рис. 13.55, а, переключается в 1 в момент, когда нарастающее напряжение  $u(t)$  пересекает верхний пороговый уровень  $u_1$  (рис. 13.55, б), и в 0 при обратном ходе изменения  $u(t)$  в момент достижения нижнего порогового уровня  $u_4$ . Выполнение неравенства  $u_1 > u_4$  предотвращает появление запрещенной комбинации  $SR = 1$  на входе триггера. Данную схему можно использовать и при независимом изменении напряжений на входах  $u_2, u_3$ , когда одновременное появление неравенств  $u_2 > u_1$  и  $u_4 > u_3$  запрещено.

Свободным от ограничений на изменение входных сигналов является компаратор с ПЭ на JK-триггере (рис. 13.56, а). В зависимости от того, на какие входы подается переменное напряжение  $u(t)$ , возможна реализация различных алгоритмов работы компаратора. На рис. 13.56 показан случай, когда  $u(t)$  подается на инвертирующие входы обоих УПТ. При этом переключение триггера в 1 и 0 происходит на возрастающем участке кривой  $u(t)$  (рис. 13.56, б). Линейный закон изменения  $u(t)$  позволяет получить на выходе компаратора импульс, длительность которого пропорциональна разности  $u_4 - u_1$ .

Синхронные ПЭ реализуются обычно как тактируемые D-триггеры. На рис. 13.57, а в качестве ПЭ синхронного типа изображен тактирующий D-триггер с автоблокировкой. Такой триггер обладал бы идеальной пороговой характеристикой при идентичности параметров ЛЭ, входящих в схему управления. Действительно, любое входное напряжение из-за отсутствия зоны неопределенности будет восприниматься цепью либо как 1, либо как 0. Поэтому после подачи тактирующего импульса, разблокирующего вентили 3 и 4, на одном из них

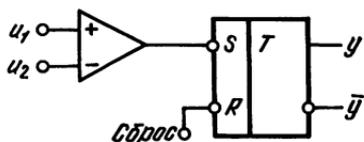


Рис. 13.54

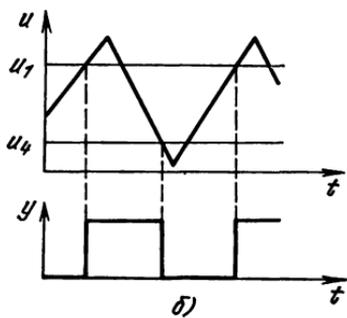
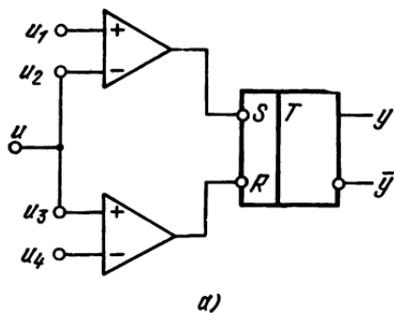


Рис. 13.55

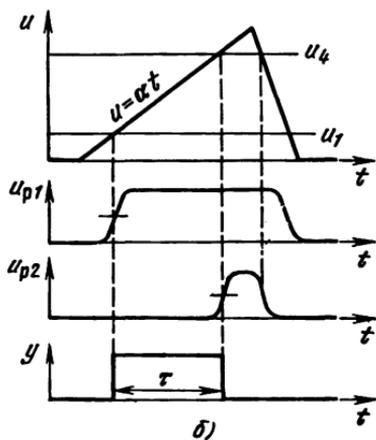
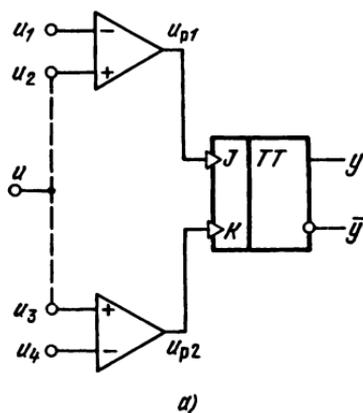


Рис 13.56

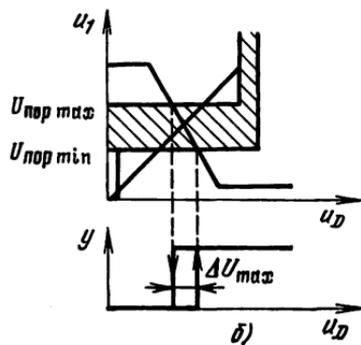
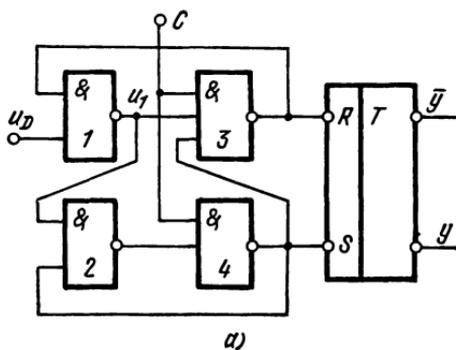


Рис. 13.57

установится напряжение логического 0, обеспечивающее срабатывание автоблокировки. В условиях же реально существующего разброса пороговых уровней принципиально возможна ситуация, когда напряжение  $u_1$  на выходе элемента 1 будет воспринято элементами 3...4 как 0, а элементами 2...4 как 1. При этом после подачи тактирующего импульса на выходах элементов 3 и 4 сохранится 1, автоблокировка не произойдет и состояние триггерной ячейки не изменится. Максимальная ширина зоны нечувствительности  $\Delta U_{\max}$  (рис. 13.57, б) равна отношению ширины зоны неопределенности  $U_{\text{пор max}} \dots U_{\text{пор min}}$  к коэффициенту усиления входного ЛЭ, вследствие этого она оказывается в несколько раз меньше, чем возможная нестабильность порогового уровня. При РЭ с большим коэффициентом усиления из-за наличия шумовых напряжений существование зоны нечувствительности D-триггера на характеристики компаратора практически не сказывается.

Зона нечувствительности принципиально отсутствует в D-триггерах типа «зашелка».

### Фазовый компаратор

В фазовом компараторе входным сигналом является разность фаз двух импульсных последовательностей  $x_1$  и  $x_2$ , показанных на рис. 13.58, а. Фаза измеряется временным сдвигом между положительными фронтами импульсов. Как видно из рис. 13.58, а, при положительном сдвиге фаз ( $\varphi_2 - \varphi_1 > 0$ ) в момент формирования положительного фронта  $x_2$  ( $t$ ) переменная  $x_1$  равна 1 и, наоборот, при отрицательном сдвиге фаз ( $\varphi_2 - \varphi_1 < 0$ ) она равна 0. Поэтому функцию фазового компаратора может выполнять тактируемый D-триггер (рис. 13.58, б).

Периодичность передаточной характеристики  $y$  ( $\varphi_2 - \varphi_1$ ) фазового компаратора (рис. 13.58, в) связана с тем, что разность фаз можно определить в точности до слагаемого  $2\pi n$  ( $n$  — произвольное целое число). Погрешность работы фазового компаратора обусловлена задержками распространения сигнала в ЛЭ триггера. Поэтому

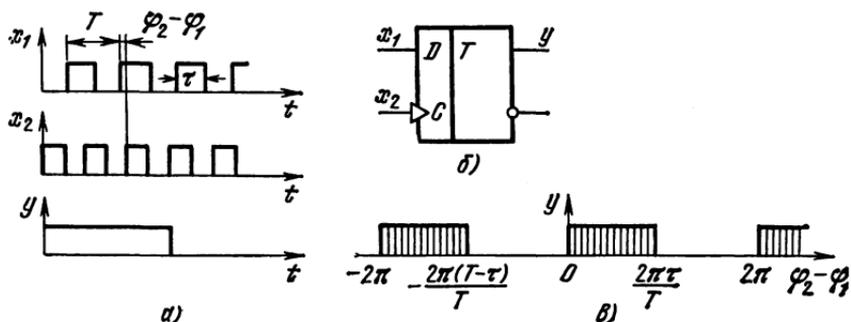


Рис. 13.58

чем выше быстродействие используемого триггера, тем больше разрешающая способность компаратора. Систематическая погрешность сравнения равна такой разности фаз, при которой триггер может с равной вероятностью устанавливаться в состояние 0 или 1.

### Частотный компаратор

Частотный компаратор формирует на выходе двоичный сигнал  $y$ , значение которого определяется знаком разности частот ( $f_1 - f_2$ ) следования двух периодических импульсных последовательностей  $x_1, x_2$ . Принцип сравнения частот  $f_1$  и  $f_2$  основан на выделении и анализе последовательности моментов появления (фронтов) импульсов  $x_1$  и  $x_2$ , пронумерованных на временных диаграммах целыми числами. В дальнейшем для простоты моменты появления импульсов  $x_1$  или  $x_2$  будем называть сокращенно моментами  $x_1$  или  $x_2$ . Частотный компаратор подобно фазовому (в отсутствие систематической погрешности) относит совпадение моментов  $x_1$  и  $x_2$  с равной вероятностью к одному из двух событий: момент  $x_1$  опережает момент  $x_2$  либо момент  $x_2$  опережает момент  $x_1$ . Это позволяет исключить из рассмотрения возможность совпадения моментов  $x_1$  и  $x_2$ .

В случае равенства частот  $f_1$  и  $f_2$  моменты  $x_1$  и  $x_2$  строго чередуются. При  $f_1 \neq f_2$  такое чередование нарушается. Рассмотрим для определенности случай  $f_1 > f_2$ . Обозначим через  $\tau_2$  временной интервал, на котором число моментов  $x_2$  на единицу больше числа моментов  $x_1$ . Значение  $\tau_2$  находим из уравнения  $f_2\tau_2 - f_1\tau_1 = 1$ , откуда

$$\tau_2 = 1/(f_2 - f_1). \quad (13.34)$$

На произвольном  $\tau_2$  существует единственная пара соседних моментов  $x_1$  ( $t_5$  и  $t_8$  на рис. 13.59, б), между которыми укладываются два момента  $x_2$  (моменты  $t_6$  и  $t_7$ ). Аналогично при  $f_1 < f_2$  на временном интервале  $\tau_1 = 1/(f_1 - f_2)$  имеется единственная пара соседних моментов  $x_2$ , между которыми укладываются два момента  $x_1$ . Рассмотренные ситуации нарушения чередования моментов  $x_1$  и  $x_2$  повторяются с частотой  $f_p = |f_1 - f_2|$ .

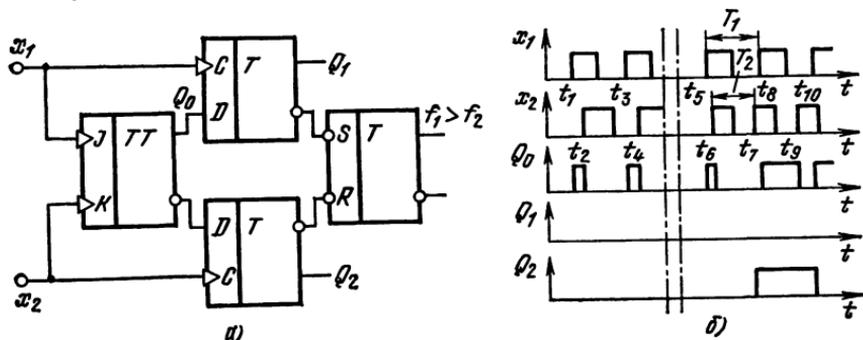


Рис 13.59

Частотный компаратор представляет собой асинхронный автомат с двумя прямыми динамическими входами  $x_1$ ,  $x_2$ , который работает в соответствии со следующим алгоритмом:

1. Состояние выхода остается неизменным, если на входах имеется чередующаяся последовательность сигналов  $x_1$  и  $x_2$ .

2. Выход устанавливается в состояние 1, если на входе  $x_1$  возникает смежная пара сигналов, не разделенных сигналом  $x_2$ .

3. Выход компаратора устанавливается в состояние 0, если смежная пара сигналов возникает на входе  $x_2$ .

Схема компаратора, реализующая указанный алгоритм, показана на рис. 13.59, а, временные диаграммы на рис. 13.59, б иллюстрируют его работу.

При чередующейся последовательности импульсов под действием каждого очередного импульса происходит переключение асинхронного JK-триггера, при этом всегда в момент прихода  $x_1$  триггер находится в состоянии  $Q_0 = 0$  и в момент прихода  $x_2$  — в состоянии  $Q_0 = 1$ .

При наличии двух смежных сигналов  $x_1$  к моменту появления второго из них JK-триггер будет находиться в состоянии 1. При этом под действием этого (второго смежного) сигнала  $x_1$  единица «запишется» в верхний D-триггер, состояние которого  $Q_1 = 1$  и устанавливает выходной RS-триггер в единицу.

Аналогично при двух смежных сигналах  $x_2$  к моменту появления второго их низ JK-триггер будет находиться в состоянии 0, при этом 1 заносится в нижний D-триггер и сигнал  $Q_2 = 1$  переключает выходной триггер в 0.

Импульсы на выходе  $Q_1$  верхнего триггера возникают при  $f_1 > f_2$  с частотой  $f_p = f_1 - f_2$ . Импульсы на выходе  $Q_2$  нижнего триггера возникают при  $f_2 > f_1$  с частотой  $f_p = f_2 - f_1$ .

В рассмотренном компараторе отсутствует тактирование, т. е. он является компаратором асинхронного типа.

Алгоритм работы частотного компаратора предполагает задержку переключения выхода относительно момента изменения знака разностного сигнала  $f_1 - f_2$ . Максимальное значение задержки при скачкообразном изменении разностного сигнала в соответствии с (13.34) определяется соотношением  $\tau_{зд\max} = 1/|f_1 - f_2|$ . Средняя задержка равна половине максимальной.

Рассмотрим случай линейного изменения разностного сигнала по закону  $(f_1 - f_2) = At$ . Момент времени  $t_1$ , на котором число импульсов  $x_2$  с момента изменения знака разности  $f_1 - f_2$  будет на единицу больше числа импульсов  $x_1$ , можно найти из уравнения

$$\int_0^{t_1} At dt = 0,5At_1^2 = 1,$$

откуда  $t_1 = \sqrt{2A^{-1}}$ . Время  $t_1$  определяет максимальную задержку переключения компаратора. Среднюю задержку можно найти аналогично из уравнения  $0,5At_{зд}^2 = 0,5$ , откуда  $\bar{\tau}_{зд} = \sqrt{A^{-1}}$ . При

этом систематическая погрешность, приведенная ко входу компаратора, будет  $\overline{(f_1 - f_2)} = A\tau_{зд} = \sqrt{A}$ . Систематическая погрешность уменьшается при уменьшении скорости изменения разностного сигнала.

### 13.6. ВРЕМЕННЫЕ СЕЛЕКТОРЫ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Временной селектор предназначен для воспроизведения на выходе поступающего сигнала в течение определенного (селектируемого) интервала времени. Вне селектируемого интервала сигнал должен отсутствовать. Селектируемый интервал времени определяется управляющим сигналом, который называется также селекторным или стробирующим импульсом и обычно имеет прямоугольную форму. Частным случаем временного селектора является логический вентиль (§ 6.7), который в зависимости от управляющего сигнала может находиться в режиме блокировки или пропуска сигнала. Мы будем рассматривать устройства, предназначенные для селекции импульсных аналоговых сигналов.

В зависимости от способа включения ключевого элемента временные селекторы разделяются на последовательные (рис. 13.60, а), параллельные (рис. 13.60, б), последовательно-параллельные (рис. 13.60, в) и токовые (рис. 13.60, г). Сравнительные достоинства и недостатки первых трех схем полностью аналогичны свойствам последовательных, параллельных и последовательно-параллельных ограничителей амплитуды, рассмотренных в гл. 4. Основным требованием к ключам, используемым в этих устройствах является выполнение неравенств  $r_{зам} \ll R \ll r_{раз}$ . В противоположность этому в схеме на рис. 13.60, г первое из указанных неравенств практически не влияет на точность работы селектора.

В качестве ключей во временных селекторах применяют как транзисторные, так и диодные элементы. Рассмотрим три основных типа диодного мостового ключа (рис. 13.61), работающего во временном селекторе последовательного типа.

Управление ключом осуществляется парой парафазных сигналов  $e_{сел}$  и  $-e_{сел}$ . Замкнутому состоянию ключа соответствует условие  $e_{сел} > e_0$ , при котором все диоды, входящие в мост, открываются. Для правильной работы схем необходимо, чтобы амплитуда сигнала  $e(t)$  удовлетворяла условию  $|e|_{max} < |e_{сел}| + e_0$ . Недостатком схемы с двумя диодами (рис. 13.61, а) является сравнительно высокое сопротивление в замкнутом состоянии:  $r_{зам} \approx R_1 = R_2$ .

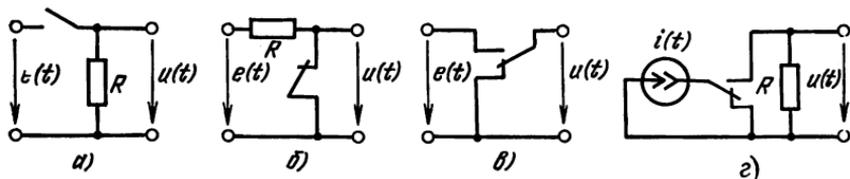


Рис. 13.60

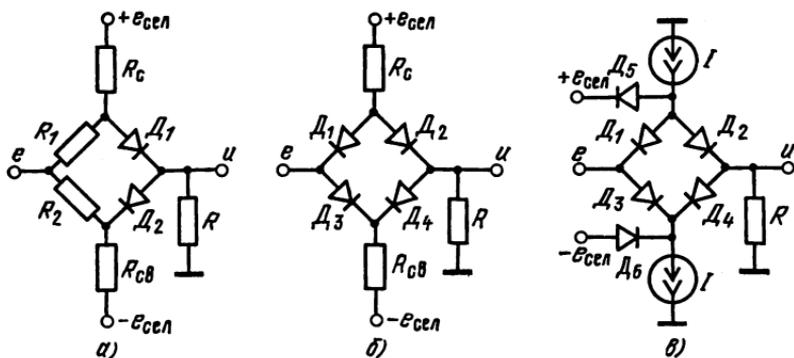


Рис. 13.61

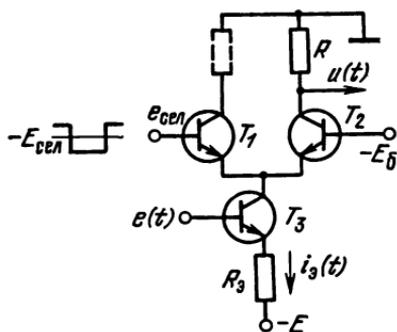


Рис. 13.62

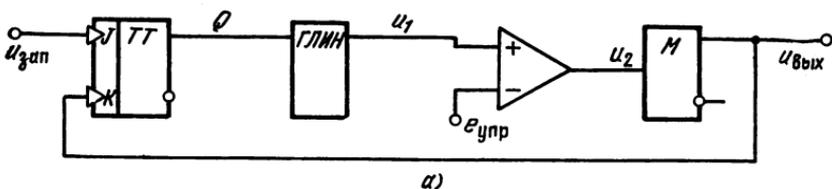
Для схем на рис. 13.61, б и в сопротивление в замкнутом состоянии определяется только прямым сопротивлением диодов:  $r_{зам} \approx \approx 2 r_{пр}$ . К достоинствам схемы на рис. 13.61, в относится отсутствие шунтирования резисторами  $R_{св}$  нагрузочного резистора  $R$ , в результате чего уменьшается влияние внутреннего сопротивления источника сигнала  $r_{и}$ . Аналогичные диодные ключи можно использовать в параллельных селекторах.

В заключение рассмотрим временной селектор токового типа (рис. 13.62). Состояние селектора задается состоянием переключателя тока на транзисторах  $T_1, T_2$ . В режиме пропускания сигнала открыт  $T_2$ . При этом ток эмиттера  $i_3(t)$  транзистора  $T_3$ , определяемый входным сигналом  $e(t)$  практически целиком протекает через нагрузочный резистор  $R$ , формируя выходной сигнал  $u(t)$ . В закрытом состоянии селектора  $T_2$  закрыт и  $u(t) = 0$ .

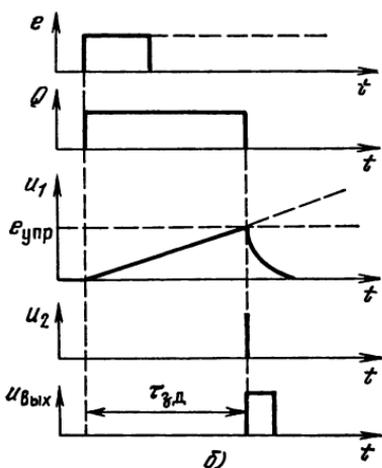
### 13.7. УСТРОЙСТВА РЕГУЛИРУЕМОЙ ЗАДЕРЖКИ ИМПУЛЬСОВ

Устройством регулируемой задержки называется функциональное устройство, формирующее на выходе импульс, момент появления которого задержан на время  $\tau_{зд}$  относительно момента появления запускающего импульса  $e_{зап}$ . Значение  $\tau_{зд}$  определяется управляющим сигналом, который может представлять собой либо аналоговую (например, управляющее напряжение  $e_{упр}$ ), либо цифровую. В большинстве случаев требуется, чтобы зависимость  $\tau_{зд}(e_{упр})$  или  $\tau_{зд}(N_{упр})$ , (где  $N_{упр}$  — числовое значение кода) была линейной.

Типовая функциональная схема устройства задержки аналогового типа и временные диаграммы, иллюстрирующие ее работу по-



а)



б)

Рис. 13.63

состояние. Решая уравнение (13.35) относительно времени, получаем, что выходной импульс мультивибратора задержан относительно фронта запускающего импульса на время

$$\tau_{зд} = e_{упр}/A. \quad (13.36)$$

В реальных устройствах соотношение (13.36) выполняется приближенно из-за погрешности, вносимой ГЛИН и компаратором. Использование прецизионных элементов позволяет получить относительную погрешность менее 1%.

Описанная схема является примером устройства с отдельными функциональными элементами. Для упрощения аппаратуры при невысокой требуемой точности задержки применяют устройства с совмещенными функциональными элементами, в которых функции ГЛИН, сравнивающего устройства и триггера совмещены. Примером такого устройства может служить фантастронный генератор, рассмотренный в гл. 9.

В устройствах задержки цифрового типа функцию величин  $u_1(t) = At$  и  $e_{упр}$  выполняют числа  $N$  и  $N_{упр}$ . При этом ГЛИН заменяется счетчиком, а аналоговый компаратор — устройством сравнения кодов (рис. 13.64). В исходном состоянии  $Q = 0$  и  $N = 0$ . После подачи запускающего импульса триггер устанавливается в состояние  $Q = 1$ , в результате чего каждый очередной тактирующий

казаны на рис. 13.63. Исходный режим схемы задается состоянием триггера  $Q = 0$ . Импульс  $e_{звп}$ , переключая фронт триггера в единицу, запускает ГЛИН. Принимая момент запуска за начало отсчета времени, закон изменения напряжения на выходе генератора можно записать в виде  $u_1(t) = At$ . В момент равенства

$$At = e_{упр}. \quad (13.35)$$

происходит переключение сравнивающего устройства и запуск ждущего мультивибратора (М). Фронт импульса с выхода мультивибратора устанавливает триггер в 0, возвращая устройство в исходное

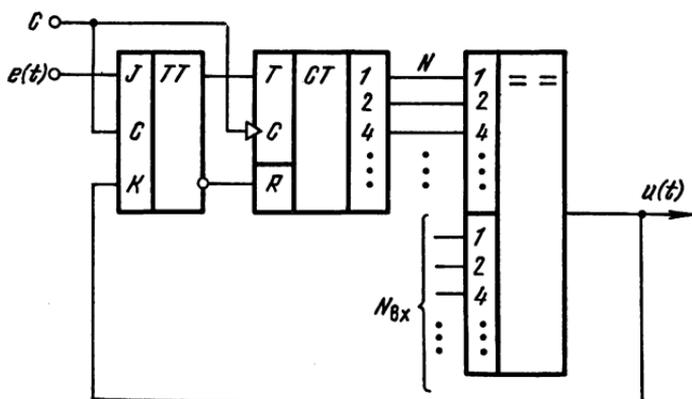


Рис. 13.64

импульс будет увеличивать число  $N$  на единицу. Переключение триггера в 0 произойдет сразу после того, как компаратор выделит момент равенства  $N = N_{\text{упр}}$ . Время задержки определяется соотношением  $\tau_{\text{зд}} = T_{\text{си}} N_{\text{упр}}$ , где  $T_{\text{си}}$  — период следования синхронизирующих импульсов.

Допустимая относительная погрешность цифровых устройств задержки ограничивается нестабильностью величины  $T_{\text{си}}$ . Применение генераторов СИ, синхронизированных кварцевыми резонаторами, позволяет получить погрешность порядка  $10^{-4} \dots 10^{-5}$ , что практически недостижимо в устройствах аналогового типа.

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ

- 13.1. Чем отличаются последовательные статические регистры от параллельных? Сравнить их по числу тактов, записи и считывания слова, а также по числу входных и выходных клемм.
- 13.2. Указать преимущества и недостатки динамических регистров по сравнению со статическими. Построить структурную схему параллельного динамического регистра.
- 13.3. На вход  $A_1$  восьмиразрядного параллельного регистра по схеме на рис. 13.1 подается слово 11000100, на вход  $A_2$  — слово 01010101. Для последовательности управляющих сигналов, задаваемых табл. 13.3, найти последовательность значений хранимого в регистре слова.
- 13.4. Полагая дискретное время  $t$  известным на интервале действия тактирующего импульса на входе  $C$  и пренебрегая значением переменной  $R'$ , решить задачу 13.3 для регистров по схемам на рис. 13.2 и 13.3.
- 13.5. Трехразрядный последовательный регистр построен по схеме на рис. 13.15. Для последовательности входных сигналов, заданных табл. 13.4, найти последовательность сигналов на выходах  $Y_R, Y_L$ , если на его параллельные входы  $D_1 \dots D_3$  в рассматриваемом временном интервале подано слово 100.
- 13.6. Построить логическую схему разряда регистра, условное изображение которого дано на рис. 13.6, а.
- 13.7. Построить логические схемы разряда двоичного счетчика с последовательным переносом (рис. 13.24, б) на элементах И — НЕ и элементах И — ИЛИ — НЕ. Сравнить полученные схемы по быстродействию, полагая для этих элементов значения  $\tau_{\text{зд}}$  равными.

Таблица 13.3

Последовательность управляющих сигналов

$t$	$R'$	$v_1$	$v_2$
0	0	0	0
1	1	0	0
2	1	1	0
3	1	0	0
4	1	0	1
5	1	0	0
6	0	0	0

Таблица 13.4

Последовательность входных сигналов

$t$	$V_R$	$\bar{V}_C dV_C$	$\bar{R}$	$\bar{S}$	$S_R$	$D_R$	$R_L$
0	0	0	0	1	0	1	0
1	1	0	1	1	0	1	0
2	0	1	1	1	0	1	0
3	0	1	1	1	0	1	0
4	0	0	1	1	1	1	0
5	0	1	1	1	1	1	1
6	0	1	1	1	1	0	1
7	0	0	1	1	1	0	0
8	0	0	0	1	1	1	1

- 13.8. Построить функциональную схему разряда двухтактного суммирующего и реверсивного счетчиков.
- 13.9. Указать методы повышения быстродействия счетчиков.
- 13.10. Построить логическую схему трехразрядного асинхронного суммирующего счетчика с параллельным переносом на элементах И — НЕ. Оценить динамические параметры такого счетчика.
- 13.11. Построить принципиальную схему аналогового устройства управляемой задержки, используя интегральные ОУ 1УТ401Б и элементы 133 серии, включающей элементы И — НЕ, И — ИЛИ — НЕ, а также триггеры, показанные на рис. 6.31, 6.38, 6.39, а.
- 13.12. Построить схему цифрового функционального узла, формирующего единичный сигнал, когда последовательные значения двоичной переменной  $x_1$  удовлетворяют равенствам:  $x_1(t) = 0$ ,  $x_1(t-1) = 1$ ,  $x_1(t-5) = 1$ ,  $x_1(t-6) = 0$ . Дискретное время задается положительным фронтом двоичной переменной  $x_2$ . Используется последовательно-параллельный регистр и устройство сравнения кодов.
- 13.13. Построить схему функционального узла, отличающегося от устройства, рассмотренного в задаче 13.12 тем, что при появлении указанной последовательности значений происходит переключение выходной переменной из 0 в 1. Обратное переключение совершается при появлении последовательности:  $x_1(t) = 1$ ,  $x_1(t-2) = 1$ ,  $x_1(t-3) = 0$ ,  $x_1(t-6) = 1$ .
- 13.14. В пятиразрядном последовательном регистре выход  $\bar{V}_R$  соединен со входом  $D_R$ . На вход  $V_R$  подается периодическая последовательность импульсов. Найти последовательные значения слова в регистре в моменты времени  $t = 1, 2, \dots$ , если при  $t = 0$  оно равно 00000.
- 13.15. Используя полученную в задаче 13.13 последовательность значений слова для кодирования натуральных чисел 0, 1, ..., 9, построить асинхронный счетчик с модулем счета 10, 100, 10<sup>n</sup>.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Меерович Л. А., Зеличенко Л. Г. Импульсная техника. — Изд. 2-е. — М.: Сов. радио, 1954. — 760 с.
2. Ицхоки Я. С. Импульсные устройства. — М.: Сов. радио, 1959. — 728 с.
3. Гольденберг Л. М. Импульсные и цифровые устройства. — М.: Связь, 1973. — 496 с.
4. Фролкин В. Т. Импульсные устройства. — М.: Машиностроение, 1966. — 447 с.
5. Миллман Я., Тауб Г. Импульсные и цифровые устройства: Пер. с англ. / Под ред. Л. А. Мееровича. — М.: Госэнергоиздат, 1960. — 416 с.
6. Айзинов М. М. Переходные процессы в элементах радиоустройств. — Л.: Морской транспорт, 1955. — 491 с.
7. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Сов. радио, 1977. — 607 с.
8. Гаврилов Г. К. Приближенные методы анализа переходных процессов. — М.: Сов. радио, 1966. — 152 с.
9. Литвиненко О. Н., Сошников В. И. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике. — М.: Сов. радио, 1964. — 535 с.
10. Литвиненко О. Н., Сошников В. И. Расчет формирующих линий. — Киев: Гостехиздат УССР, 1962. — 116 с.
11. Лукин Ф. В. Переходные процессы в линейных элементах радиотехнических устройств. — М.: Оборонгиз, 1960. — 140 с.
12. Важенина З. П., Волкова Н. Н., Чадович И. И. Методы и схемы временной задержки импульсных сигналов. — М.: Сов. радио, 1971. — 280 с.
13. Меерович Л. А., Ватин И. М., Зайцев Э. Ф., Кандыкин В. М. Магнитные генераторы импульсов. — М.: Сов. радио, 1968. — 476 с.
14. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. — М.: Энергия, 1977. — 671 с.
15. Шац С. Я. Транзисторы в импульсной технике. — Л.: Судпромгиз, 1963. — 251 с.
16. Агаханян Т. М. Электронные ключи и нелинейные импульсные усилители. — М.: Сов. радио, 1966. — 359 с.
17. Яковлев В. Н. Импульсные генераторы на транзисторах — Киев: Техника, 1968. — 443 с.
18. Доронкин Е. Ф., Воскресенский В. В. Транзисторные генераторы импульсов. — М.: Связь, 1968. — 323 с.
19. Расчет электрических допусков радиоэлектронной аппаратуры / В. П. Гусев, А. В. Фомин, Г. М. Кунявский и др. — М.: Сов. радио, 1963. — 367 с.
20. Ильин В. А., Коншин Б. Н. Импульсные устройства с мостовыми времязадающими цепями. — М.: Энергия, 1972. — 231 с.
21. Моругин Л. А. Импульсные схемы на туннельных диодах. — М.: Сов. радио, 1966. — 272 с.
22. Горяинов С. А., Абезгауз И. Д. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. — М.: Энергия, 1970 — 320 с.
23. Важенина З. П. Фантастические генераторы: Теория проектирования, расчет. — М.: Сов. радио, 1968. — 176 с.
24. Наумов Ю. Е. Интегральные логические схемы. — М.: Сов. радио, 1970. — 432 с.
25. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. — М.: Госэнергоиздат, 1975. — 447с.
26. Алексенко А. Г. Современная микросхемотехника. — М.: Энергия, 1979.
27. Проектирование радиоэлектронных устройств на интегральных микросхемах / Л. Ю. Астанин В. И. Белицкий, В. Б. Краскин и др.; Под ред. С. А. Шаца. — М.: Сов. радио, 1976. — 310 с.
28. Ильин В. Н. Основы автоматизации схемотехнического проектирования. — М.: Энергия, 1979. — 392 с.
29. Проектирование радиотехнических схем на инженерных ЭЦВМ / Я. К. Трохименко, И. С. Каширский, В. К. Ловкий — Киев: Техника, 1976.

30. Агаханян Т. М., Гаврилов Л. Е., Мищенко Б. Г. Основы наносекундной импульсной техники. — М.: Атомиздат, 1976.—376 с.
31. Иццоки Я. С., Овчинников Н. И. Импульсные и цифровые устройства. — М.: Сов. радио, 1972.—592 с.
32. Ильин В. Н., Фролкин В. Т. Цифровые схемы и устройства на МДП транзисторах. — М.: Энергия, 1975.—129 с.
33. Берман В. Р., Фролкин В. Т. Генераторы магнитной развертки электронно-лучевых индикаторов. — М.: Сов. радио, 1976.— 318 с.
34. Носов Ю. Р., Петросьянц К. О., Шилин В. А. Математические модели элементов интегральной электроники. — М.: Сов. радио, 1976.— 304 с.
35. Гаврилов Г. К. Переходные процессы в транзисторе и методы расчета импульсных схем. — М.: Связь, 1971.—160 с.
36. Справочник по импульсной технике /В. Н. Яковлев. Воскресенский В. В., Генис А. А. и др.; Под ред. В. Н. Яковлева. — Киев: Техника, 1970.
37. Букреев И. Н., Мансуров Б. М., Горячев В. И. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. — М.: Сов. радио, 1975.—368 с.
38. Расчет элементов импульсных и цифровых схем радиотехнических устройств/В. П. Васильева, Ю. П. Гришин, В. Д. Зюбенко и др.; Под ред. Ю. М. Казаринова. — М.: Высшая школа, 1976.—359 с.
39. Расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах: Сборник примеров и задач/ Т. М. Агаханян, А. Н. Кармазинский, А. В. Мезенцев и др.; Под ред. Т. М. Агаханяна. — М.: Сов. радио, 1975.—344 с.
40. Расчет и проектирование импульсных устройств /В. А. Малев, М. Н. Поляк, Э. А. Крюгнус и др.; Под ред. Л. М. Гольденберга. — М.: Сов. радио, 1975, 293—294 с.
41. Millman J., Taub H. Pulse digital and switching waveforms. — New York: McGraw-Hill Book Co, 1970.—950 p.
42. Millman J., Halkias Ch. Integrated electronics analog and digital circuits and systems. — New York: McGraw-Hill Book Co., 1972.—910 p.
43. Аваев Н. А., Дулин В. Н., Наумов Ю. Е. Большие интегральные схемы с инжекционным питанием. — М.: Сов. радио, 1977.—248 с.
44. Микро мощные интегральные схемы /К. А. Валиев, В. Н. Дягилев, В. И. Лебедев и др. — М.: Сов. радио, 1975.—256 с.
45. Корж В. И. Шагурин И. И. Графический метод определения помехоустойчивости цепочек логических элементов. — Изв. вузов. Приборостроение, 1970, т. 13, № 6, с. 52—59.
46. Шагурин И. И. Транзисторно-транзисторные логические схемы. — М.: Сов. радио., 1974.—160 с.
47. Люкс. Запас помехоустойчивости цифровых интегральных схем. — ТИИЭР, 1964, т. 52, № 12, с. 1698—1705.
48. Гилл Артур. Введение в теорию конечных автоматов: Пер. с англ./ Под ред. П. П. Пархоменко — М.: Наука, 1966.—272 с.
49. Миллер Р. Теория переключательных схем. В 2-х т.: Пер. с англ. / Под ред. П. П. Пархоменко. — М.: Наука, 1971, Т. 2.—304 с.
50. Проектирование микроэлектронных устройств / О. А. Пятлин, П. И. Овсищев, И. М. Лазер и др.; Под ред. С. А. Майорова. — М.: Сов. радио. 1977.—272 с.
51. Угрюмов Е. П. Элементы и узлы ЭЦВМ. — М.: Высшая школа, 1976.
52. Проектирование цифровых вычислительных машин /С. А. Майоров, Г. Н. Новиков, О. Ф. Немолочнов и др.; Под ред. С. А. Майорова. — М.: Высшая школа, 1972.—344 с.
53. Дулин В. Н. Электронные приборы. — М.: Энергия, 1977.— 423 с.
54. Ерофеев Ю. Н. Основы импульсной техники. — М.: Высшая школа, 1979.—383 с.
55. Аналоговые и цифровые интегральные схемы/ С. В. Якубовский, Н. А. Барканов, Б. П. Кудряшов и др.; Под ред. С. В. Якубовского. — М.: Сов. радио, 1979.—335 с.
56. Носов Ю. Р. Полупроводниковые диоды с накоплением заряда и их применение. — М.: Сов. радио, 1966.

## ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автомат конечный:**  
асинхронный 169  
внутреннее состояние 166  
определение 166  
синхронный 175  
функция переходов и выходов 166, 171  
элементарный 167
- Амплитуда импульса:**  
мультивибратора 196, 202  
на выходе *RC*-цепи 9, 12, 13, 15, 16  
— *RL*-цепи 23  
триггера на тиристоре 303  
— на туннельном диоде 298  
фангастрона 264
- Активная длительность участков импульсов** 5, 38, 39
- Блокинг-генератор:**  
восстановление начального состояния 228, 229  
длительность импульса 226, 231  
ждущий 232, 233  
на ИТ с насыщающимся сердечником 232, 233  
на линии задержки 231  
период колебаний 229  
преобразователь напряжения 233  
с коллекторно-базовой связью 221  
с эмиттерным резистором 229  
условия работоспособности 220, 221
- Булева алгебра** 104
- ВАХ:**  
диода 44, 45  
транзистора 56  
прибора с отрицательным сопротивлением 293, 294
- Вентиль** 180
- Время:**  
задержки включения 54, 69  
— выключения 51, 72, 77  
накопления 71  
нарастания коллекторного тока 71  
обратного хода ЛИН 243—245  
спада коллекторного тока 72—74  
рассасывания 72
- Вход триггера:**  
динамический 171  
статический 171  
счетный 156, 161  
тактовый 175  
управляющий 171  
установочный 171
- Генератор линейно изменяющегося напряжения:**  
восстановление начального состояния 253, 254  
компенсационный с ООС 256—258  
— — условия работоспособности 245  
— с ПОС параллельной 254—255  
с простой *RC*-цепью 241  
с токостабилизирующим двухполосником 236
- Генераторы импульсов тока в индуктивной нагрузке:**  
с операционным усилителем 287, 288  
со стабилизацией отклоняющего тока 283  
— управляющего тока 281
- Генераторы телевизионной развертки** 289—292
- Деление частоты** 270—272, 334
- Дешифратор:**  
каскадное соединение 342  
линейный 341  
прямоугольный 343
- Диаграмма областей синхронизации** 267—269
- Дизъюнкция** 103, 105
- Емкость:**  
барьерная диода 49, 52, 54  
коллектора 63, 64  
— эмиттера 63  
паразитная нагрузки 54, 68, 88, 156
- Задержка:**  
комбинационной логической схемы 186, 331  
логического элемента 115, 124, 129, 140, 141  
управляемая 356,  
установки счетчика 325, 335  
триггера 181, 186
- Запас статической помехоустойчивости** 113, 120, 128, 137
- Заряд инжектированных (неосновных) носителей:**  
граничный 67  
избыточный 68  
распределение плотности 50  
уравнение 65, 67

Затвор 142

Инвертор 105, 116, 143

Интегрирование импульсных сигналов 19

Исток 142

Каскадное соединение:

дешифраторов 342

логических элементов 109, 115

регистров 311

счетчиков 328

Компаратор:

асинхронный 345

погрешность 345, 346

синхронный 345

фазовый 352

цифровой 339, 340

частотный 353

чувствительность 345

Конденсатор хронизирующий 197, 258

Контур ударного возбуждения 24

Конъюнктор 105

Коэффициент:

инжекции 64, 65

насыщения 58

нелинейности 236, 237, 241, 247,

248, 252, 257, 258, 291

обратной связи 154

объединения по входу 107

передачи тока базы 58, 59

— — в режиме большого и мало-  
го сигнала 61

— — коллектора в эмиттер 56

— — эмиттера в коллектор 56

разветвления по выходу 107

связи 117

трансформации оптимальный 224

усиления петлевой 153, 198

Логическая функция 102

Логические элементы:

импульсные 107

на биполярных транзисторах с ди-  
одной связью (ДТЛ) 126—130

— — с резистивной связью (РТЛ)  
116—125

— — с резистивно-конденсаторной  
связью (РКТЛ) 116, 124

— — с транзисторной связью  
(ТТЛ) 130—133

нагрузочная способность 107

на МДП транзисторах 141—146

на переключателях тока 134—141

передаточная характеристика 108

помехоустойчивость статическая  
112

условия работоспособности 112, 121

Линии задержки:

коаксиальные 35

на лестничных цепях 37—40

полосковые 37

спиральные 36

ультразвуковые 40

Модель:

диола 43, 49

— идентификация параметров 47—  
—49

— кусочно-линейная 44, 59

— области использования 47

— порог отпираания 45, 48

— сопротивление 45, 46, 48

— температурная нестабильность  
49

прямоугольного импульса 5

транзистора 55, 63

экспоненциальная 46, 57

Эбберса—Молла 57

Молла формула 72

Моргана законы инверсии 104

Мультивибратор:

восстановление начального состоя-  
ния 198, 205, 210, 212, 217, 297

внутреннее состояние 195, 202, 216

длительность импульса 197, 203,  
209, 210, 301

ждущий 195, 202, 207, 215

на лавинных транзисторах 300

на логических элементах 207

на операционном усилителе 213

на туннельном диоде 296

период колебаний 201, 206, 214

с коллекторно-базовыми связями  
195, 200

условия работоспособности 196, 201

Напряжение:

компенсирующее 19, 249, 289

линейно изменяющееся 17, 235

обратное 44, 48

отпираания 45, 48

отпускания см. Порог отпускания  
помехи 112

пробоя 44

прямое 44, 48

срабатывания см. Порог срабаты-  
вания

хронизирующее 195, 197, 203, 205,  
213, 214, 258, 267

Ограничители:

диодные операционные 84

— параллельные 84, 87

последовательные 84, 88

— последовательно-параллельные  
84, 89

передаточная характеристика 82, 83

транзисторные с ОБ 91

— с ОК 92

— с ОЭ 90

— с эмиттерной связью 93

условия работоспособности 83

- Переключательная функция 102  
Плотность распределения заряда в базе 50  
Повторитель-эмиттерный 135, 199  
Порог ограничения 83, 87  
— отпускания 150  
— срабатывания 150  
Преобразователь напряжения 233  
Приборы с зарядовой связью 321
- Рассасывание избыточного заряда 72  
— эмиттерное 74  
Расширение входов 191  
Расширители логические 315  
Регистр:  
динамический 319  
параллельный 307—309  
параллельно-последовательный 318  
последовательный 309—317  
— внутреннее состояние 309  
Резистор хронизирующий 197  
Режим:  
ключевой работы ограничителя 95  
— — электронного прибора 42  
насыщения 58, 59, 67  
транзистора активный 64  
— инверсный 59  
Релаксационный процесс 194  
Рекомбинация 65
- Синхронизация релаксационных генераторов 266—269  
Смещение динамическое 124, 159  
Сложение логическое 103  
— по модулю два 106  
Смещения каскад 349  
— ток 119, 127, 128  
Сопrotивление объемное 57  
Среднее время жизни 64  
Стабилизатор 43, 44  
Стадия подготовки переключения 185  
Сток 142  
Сумматор одноразрядный комбинационный 336, 337  
— параллельный 339  
Счетчик:  
асинхронный 332  
внутреннее состояние 326  
каскадное соединение 328  
синхронный 330  
с параллельным переносом 334, 335
- Тактирующий импульс (сигнал) 175, 177, 317, 320  
Транзистор лавинный 298  
— Шоттки 79  
Трансформатор:  
вихревые токи 28  
магнитное рассеяние 28—29  
магнитный гистерезис 26, 27  
насыщение сердечника 231—232  
токи смещения 28—29  
эквивалентная схема 30
- Триггер:  
восстановление начального состояния 159, 163, 164  
на лавинном транзисторе 300  
на логических элементах 180—193  
на дифференциальном УПТ 153  
на тиристоре 303, 304  
на туннельном диоде 298  
несимметричный с эмиттерной связью 150—153  
помехоустойчивость 160  
симметричный 154—164  
стационарное состояние 148, 149, 298  
типа D 167, 174, 182, 187, 188, 190, 312, 350  
— JK 168, 189, 332, 350, 353  
— MS 177  
— SR 168, 173, 181, 182, 350  
— T 167, 190, 330, 332  
условия работоспособности 151, 155  
чувствительность 160
- Удлинение импульсов 16  
Укорочение импульсов 13, 22  
Уровень напряжения логический 107  
— ограничения 83  
— пороговый 109, 348, 350  
Усилитель:  
дифференциальный 21, 95, 153, 347, 348  
напряжения 257  
операционный, входное сопротивление 20  
— интегрирующий (дифференцирующий) 17, 18  
— — в генераторах импульсов тока 279, 287  
— коэффициент усиления 20  
— на ДУПТ 21, 22  
— функциональная схема 19  
Устройство сравнения кодов 339
- Фактор поля 51  
Фантастронный генератор 258—264  
восстановление начального состояния 261  
длительность импульса 262—264  
условия работоспособности 261, 262  
Фиксация уровня:  
биполярного сигнала 100  
по максимуму 100  
по минимуму 98  
ненулевого 98  
Фронт импульса 15, 16, 31, 222—224  
— логического сигнала 170
- Частота счета максимальная 325

# ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
<b>Глава 1.</b>	
ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ . . . . .	4
1.1. Предмет курса импульсных устройств . . . . .	4
1.2. Способы анализа импульсных устройств . . . . .	6
<b>Глава 2.</b>	
ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ С ПОМОЩЬЮ ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ . . . . .	8
2.1. Общие сведения . . . . .	8
2.2. Формирование напряжения на резисторе $RC$ -цепи . . . . .	9
2.3. Формирование напряжения на конденсаторе $RC$ -цепи . . . . .	15
2.4. Электрическое дифференцирование и интегрирование импульсных сигналов . . . . .	18
2.5. Формирование импульсов напряжения при помощи катушек индуктивности . . . . .	22
2.6. Импульсные трансформаторы . . . . .	24
2.7. Линии задержки импульсных сигналов . . . . .	32
Контрольные вопросы и задачи . . . . .	40
<b>Глава 3.</b>	
КЛЮЧЕВЫЕ УСТРОЙСТВА . . . . .	42
3.1. Общие сведения . . . . .	42
3.2. Диодные ключи . . . . .	43
3.3. Транзисторные ключи . . . . .	55
3.4. Разновидности транзисторных ключей . . . . .	75
Контрольные вопросы и задачи . . . . .	79
<b>Глава 4.</b>	
НЕЛИНЕЙНЫЕ КЛЮЧЕВЫЕ ФОРМИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА . . . . .	82
4.1. Общие сведения . . . . .	82
4.2. Диодные ограничители . . . . .	83
4.3. Транзисторные ограничители . . . . .	90
4.4. Ключевой режим работы двусторонних ограничителей . . . . .	95
4.5. Фиксация начального уровня импульсных сигналов . . . . .	96
Контрольные вопросы и задачи . . . . .	101
<b>Глава 5.</b>	
ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ . . . . .	102
5.1. Элементы теории переключательных функций . . . . .	102
5.2. Основные характеристики логических элементов . . . . .	107
5.3. Логические элементы на транзисторных ключах с общим эмиттером . . . . .	116

5.4. Элементы многоступенчатой логики . . . . .	
5.5. Логические элементы на транзисторных переключателях тока . .	
5.6. Логические элементы на МДП-транзисторах . . . . .	
Контрольные вопросы и задачи . . . . .	

## Глава

ТРИГГЕРЫ . . . . .	
--------------------	--

6.1. Общие сведения . . . . .	
6.2. Несимметричные формирующие триггеры . . . . .	
6.3. Симметричные формирующие триггеры . . . . .	
6.4. Триггеры на лампах . . . . .	
6.5. Работа триггеров в цифровых устройствах . . . . .	
6.6. Триггеры на потенциальных логических элементах . . . . .	
Контрольные вопросы и задачи . . . . .	

## Глава 7.

МУЛЬТИВИБРАТОРЫ . . . . .	
---------------------------	--

7.1. Общие сведения . . . . .	
7.2. Мультивибраторы на дискретных элементах . . . . .	
7.3. Мультивибраторы на специализированных интегральных микросхемах	
7.4. Мультивибраторы на логических интегральных схемах . . . . .	
7.5. Мультивибраторы на дифференциальных усилителях постоянного	
тока . . . . .	
Контрольные вопросы и задачи . . . . .	

## Глава 8.

БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ . . . . .	
------------------------------	--

8.1. Общие сведения . . . . .	
8.2. Блокинг-генератор с коллекторно-базовой связью . . . . .	
8.3. Разновидности схем блокинг-генераторов . . . . .	
Контрольные вопросы и задачи . . . . .	

## Глава 9.

ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ . . . . .	
---	--

9.1. Общие сведения . . . . .	
9.2. Генераторы ЛИН с простой интегрирующей цепью . . . . .	
9.3. ГЛИН с транзистором в качестве токостабилизирующего двух-	
полосника . . . . .	
9.4. Компенсационные генераторы ЛИН . . . . .	
Контрольные вопросы и задачи . . . . .	

## Глава 10.

СИНХРОНИЗАЦИЯ РЕЛАКСАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ И ДЕЛЕНИЕ	
ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ . . . . .	

10.1. Общие сведения . . . . .	
10.2. Синхронизация самовозбуждающихся релаксационных генераторов	
10.3. Деление частоты повторения при помощи ждущих релаксаторов	
Контрольные вопросы и задачи . . . . .	

## Глава 11.

### ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ ТОКА В ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ 273

11.1. Общие сведения . . . . .	273
11.2. Переходные процессы в отклоняющей системе . . . . .	274
11.3. Генераторы с ООС по току . . . . .	279
11.4. Генераторы развертки с интегрирующим операционным усилителем . . . . .	287
11.5. Телевизионные генераторы ЛИТ . . . . .	289
Контрольные вопросы и задачи . . . . .	292

## Глава 12.

### ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ПРИБОРАХ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ . . . . . 293

12.1. Общие сведения . . . . .	293
12.2. Импульсные устройства на туннельных диодах . . . . .	294
12.3. Релаксаторы на лавинных транзисторах . . . . .	298
12.4. Релаксаторы на тиристорах . . . . .	301
Контрольные вопросы и задачи . . . . .	305

## Глава 13.

### ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ И ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА . 305

13.1. Общие положения . . . . .	305
13.2. Регистры . . . . .	306
13.3. Счетчики . . . . .	325
13.4. Цифровые функциональные устройства комбинационного типа . . . . .	336
13.5. Компараторы . . . . .	344
13.6. Временные селекторы импульсных сигналов . . . . .	355
13.7. Устройства регулируемой задержки импульсов . . . . .	356
Контрольные вопросы и задачи . . . . .	358
Список литературы . . . . .	360
Предметный указатель . . . . .	362

**Виктор Тихонович Фролкин**  
**Лев Николаевич Понов**

**ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА**

**Учебник для вузов**

**Редактор Э. М. Горелик**  
**Художественный редактор Н. А. Игнатъев**  
**Художник Л. Г. Прохоров**  
**Технический редактор Г. З. Кузнецова**  
**Корректор З. Г. Галушкина**

**ИБ № 374**

**Сдано в набор 07.02.80. Подписано в печать 15.07.80. Т-08690**  
**Формат 60×90<sup>1/16</sup>. Бумага типографская № 2. Гарнитура литерат. Печать высокая**  
**Объем 23 усл. п. л. 24,69 уч.-изд. л. Тираж 33 000 экз. Зак. 1615 Цена 1 р. 10 к.**  
**Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, а/я 693**

**Московская типография № 4 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР**  
**по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.**  
**129041 Москва, Б, Переяславская, 46**