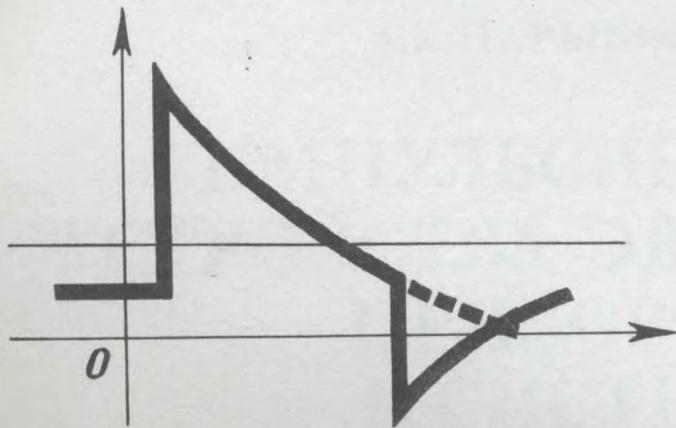


ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА ЭВМ, ПРИБОРОВ И СИСТЕМ



для учащихся техникумов

А.К. НАРЫШКИН

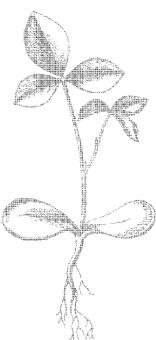
ИМПУЛЬСНЫЕ
УСТРОЙСТВА ЭВМ,
ПРИБОРОВ
И СИСТЕМ



А.К. НАРЫШКИН

**ИМПУЛЬСНЫЕ
УСТРОЙСТВА ЭВМ,
ПРИБОРОВ
И СИСТЕМ**

Допущено Министерством радиопромышленности СССР
в качестве учебника для средних специальных учебных
заведений специальностей электронно-вычислительной
техники



МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ 1991

ББК 32.973.2-04

Н 30

УДК 681.3 : 621.3.032 (075.32)

Рецензенты: предметная комиссия спецдисциплин Киевского техникума радиоэлектроники; предметная комиссия спецдисциплин Пензенского радиоприборостроительного техникума

Нарышкин А. К.

Н 30 Импульсные устройства ЭВМ, приборов и систем: Учеб. для техникумов.—М.: Энергоатомиздат, 1991.—248 с.: ил.

ISBN 5-283-01539-4

Излагаются теория функционирования, методы расчета и примеры схемной реализации усилителей, формирователей и линий передач импульсных сигналов, логических элементов, комбинационных и последовательностных цифровых автоматов, аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей сигналов на основе интегральных микросхем. Приведены программы расчета на микрокалькуляторе типа «Электроника Б3-34»

Для учащихся техникумов специальности 0612.

Н $\frac{2404020000-011}{051(01)-91}$ 232-91

ББК 32.973.2-04

ISBN 5-283-01539-4

© Автор, 1991

ПРЕДИСЛОВИЕ

Бурное развитие в течение последних десятилетий микроэлектроники обусловило революционное преобразование систем управления, радиоэлектроники и вычислительной техники. В ногу с этим процессом должно идти обучение в средних специальных и высших технических учебных заведениях специалистов, призванных разрабатывать, производить и эксплуатировать эту технику. Вот почему учебные планы и программы дисциплин меняются через каждые 5—10 лет. При изменении программ возникает необходимость в создании новых учебников. Так и в данном случае — в связи с введением новой программы появились разделы, не отраженные в прежних учебниках.

Предлагаемый учебник соответствует программе дисциплин «Импульсная техника» и «Импульсные устройства ЭВМ, приборов и устройств», утвержденной Управлением кадров и учебных заведений Министерства радиопромышленности для средних специальных учебных заведений, ведущих обучение по специальностям «Электроприборостроение», «Производство электронных и электрических средств автоматизации» и «Электронные вычислительные машины, приборы и устройства». Эта программа предусматривает изучение основных импульсных устройств и физических процессов, протекающих в них; ознакомление с методикой проведения расчета этих устройств; выяснение роли, которую выполняют импульсные устройства в современных радиоэлектронных приборах и системах.

Настоящий учебник, написанный кандидатом технических наук, доцентом кафедры радиотехнических приборов Московского

энергетического института, является обобщением собственного многолетнего научно-методического и педагогического опыта автора и большого объема материала, опубликованного другими авторами в учебниках, учебных пособиях, монографиях, справочниках и статьях. Большая часть учебника основана на применении интегральных микросхем, выпускаемых отечественной промышленностью. Каждый раздел снабжен контрольными вопросами, что важно для проверки качества усвоения учащимися материала.

Автор приносит рецензентам С. Г. Гребенику и В. А. Ковтуну сердечную благодарность за внимательное и заинтересованное прочтение рукописи и полезные замечания, учтенные при доработке и, несомненно, способствовавшие улучшению учебника. Автор заранее выражает признательность тем пользователям учебника (преподавателям и учащимся), которые сообщат издательству по адресу 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10 свои замечания и предложения для внесения в учебник исправлений и дополнений в случае его последующего переиздания.

Автор

ВВЕДЕНИЕ

Возникновение импульсной техники и оформление ее как новой отрасли технических наук было обусловлено развитием производства и потребностей общественной практики и стало возможным в результате многолетнего развития электротехники, радиотехники, вычислительной техники и других технических отраслей науки.

В связи с развитием практических применений электричества, которым человечество обязано главным образом русским ученым М. В. Ломоносову, В. В. Петрову, Б. С. Якоби, Э. Х. Ленцу, А. Г. Столетову, П. Н. Яблочкову, А. Н. Лодыгину и др., уже на заре электротехники нестационарные (импульсные) процессы привлекли к себе внимание ученых. Эти процессы вызывали в электрических установках нежелательные результаты, а подчас даже аварии. Необходимость предотвращения аварий, в свою очередь, требовала изучения импульсных процессов.

С изобретением электрического телеграфа русскими учеными П. Л. Шиллингом и Б. С. Якоби, особенно в связи с потребностью увеличения дальности телеграфирования и скорости сигналов, искажения импульсных процессов оказались основным препятствием, которое надо было преодолеть, а следовательно, надо было прежде всего их изучить. Вопросы, касающиеся нестационарных процессов вообще и импульсных методов работы в частности, возникали и в ряде других электротехнических отраслей. Так, например, современная импульсная техника многое получила благодаря работам специалистов в области высоких напряжений, и особенно в связи с разработкой методов импульсного испытания установок высокого напряжения.

Однако с особой остротой эти задачи поставила радиотехника, возникшая благодаря гениальному изобретению великого русского ученого А. С. Попова. Радиотехника в своем дальнейшем развитии в наибольшей степени способствовала как

постановке, так и решению тех задач, которые привели к появлению импульсных методов, используемых в настоящее время.

Необходимость изучения быстропротекающих электрических процессов требовала не только разработки теоретических методов анализа, но и прежде всего экспериментальных средств их наблюдения. В 1907 г. Л. И. Мандельштам разработал метод и схему электрической временной развертки, что позволило создать прототип современных осциллографов (осциллоскопов), широко применяемых для целей исследования и контроля, а также в качестве индикаторов радиолокационных установок, телевизионных мониторов и дисплеев ЭВМ.

Другой русский ученый — Б. Л. Розинг в том же 1907 г. первым применил электронно-лучевую трубку для приема изображений, чем положил начало современной электронной системе телевидения. Дальнейшее развитие телевидения, проходящее в основном с 30-х годов нашего столетия, сыграло очень большую роль в разработке импульсных методов.

Исклучительно важное значение для всего последующего развития импульсных устройств имело открытие, сделанное в 1918 г. советским ученым М. А. Бонч-Бруевичем, обнаружившим, что напряжения и токи в апериодическом усилителе с замкнутой петлей положительной обратной связи приобретают способность к скачкам (регенеративным процессам, т. е. очень быстрым изменениям). Изобретенное М. А. Бонч-Бруевичем спусковое устройство, в котором использовано сделанное им открытие, явилось основой для получивших широкое применение в различных областях техники (в том числе, конечно, и вычислительной) всякого рода электронных реле (триггеров) и релаксационных генераторов (мультивибраторов и других устройств).

Эти три замечательных изобретения русских ученых явились основными вехами на пути возникновения импульсных методов и во многом определили современное развитие импульсной и цифровой техники.

В годы первых пятилеток выполняются очень важные для всего дальнейшего развития импульсной техники работы по телевидению. Благодаря огромным успехам, достигнутым промышленностью и наукой, стало возможным развитие радиолокации, в которой была осуществлена идея, высказанная и экспериментально проверенная А. С. Поповым. В 1932 г. М. А. Бонч-Бруевич построил первый в Советском Союзе импульсный дальномер, предназначенный для исследования высоких слоев ионосферы. Большое значение в области радиолокации имели работы А. А. Чернышева, Д. А. Рожанского и др. и, особенно, изобретение «прибора для обнаружения самолетов», за которое Ю. Б. Кобзарев, П. А. Погорелко и Н. Я. Чернецов в 1941 г. были удостоены Государственной премии.

Несмотря на отсутствие на первом этапе развития импульсной техники общих методов решения возникавших задач, необходимость вынуждала разработчиков изобретать отдельные схемы, конструкции, приемы расчетов и экспериментального исследования, что достигалось благодаря кропотливым проблемам и ошибкам, требовавшим огромной затраты труда. Организация мощной оснащенной сети исследовательских институтов, расширение сферы высшего образования, вовлечение в научную работу новых кадров и другие мероприятия создали условия для глубокого научного обобщения вопросов импульсной техники на основе богатого инженерного опыта.

Г. В. Брауде еще в 1934 г. разработал метод расчета параметров импульсных усилителей, обеспечивающих необходимые характеристики. Ю. Б. Кабзаревым и С. И. Евтяновым совместно с А. Н. Щукиным был решен важный вопрос о переходных явлениях в резонансных радиосистемах и развит метод медленно изменяющихся амплитуд. Существенный вклад в изучение вопроса о прохождении импульсов различной формы через линейные системы дали работы В. И. Сифорова и ряда других авторов. Выдающееся теоретическое исследование помехоустойчивости различных видов импульсной связи проведено В. А. Котельниковым.

Изобретение транзистора Д. Бардиным, У. Браттейном и У. Шокли (США) в конце 40-х годов оказалось революционизирующее действие на все области электроники и радиотехники, в том числе и на импульсную технику. Полупроводниковые приборы, имея значительно меньшие габаритные размеры и массы, чем радиолампы, повышают надежность работы радиоаппаратуры, счетно-математических машин и других установок.

Все проблемы вычислительной техники складываются из трех основных компонентов: создание элементной базы; создание самих ЭВМ и программного обеспечения к ним; экономически выгодное использование вычислительной техники в народном хозяйстве.

На рис. В1 представлены графики, характеризующие развитие элементной базы. На рис. В1, *a* отображены действительное изменение плотности упаковки элементов вычислительных устройств, наблюдавшееся в 1960—1963 гг., годы интенсивного внедрения микромодулей (ЭВМ второго поколения), и прогноз до конца 60-х годов, основанный на возможности использования тонкопленочной технологии (гибридные микросхемы), интегральной технологии (молекулярной электроники) и бионики. Следует отметить, что этот прогноз (исключая бионику) достаточно хорошо оправдался.

На рис. В1, *b* иллюстрируется существование принципиального ограничения на плотность упаковки при заданной мощности, рассеиваемой одним элементом, и при заданном

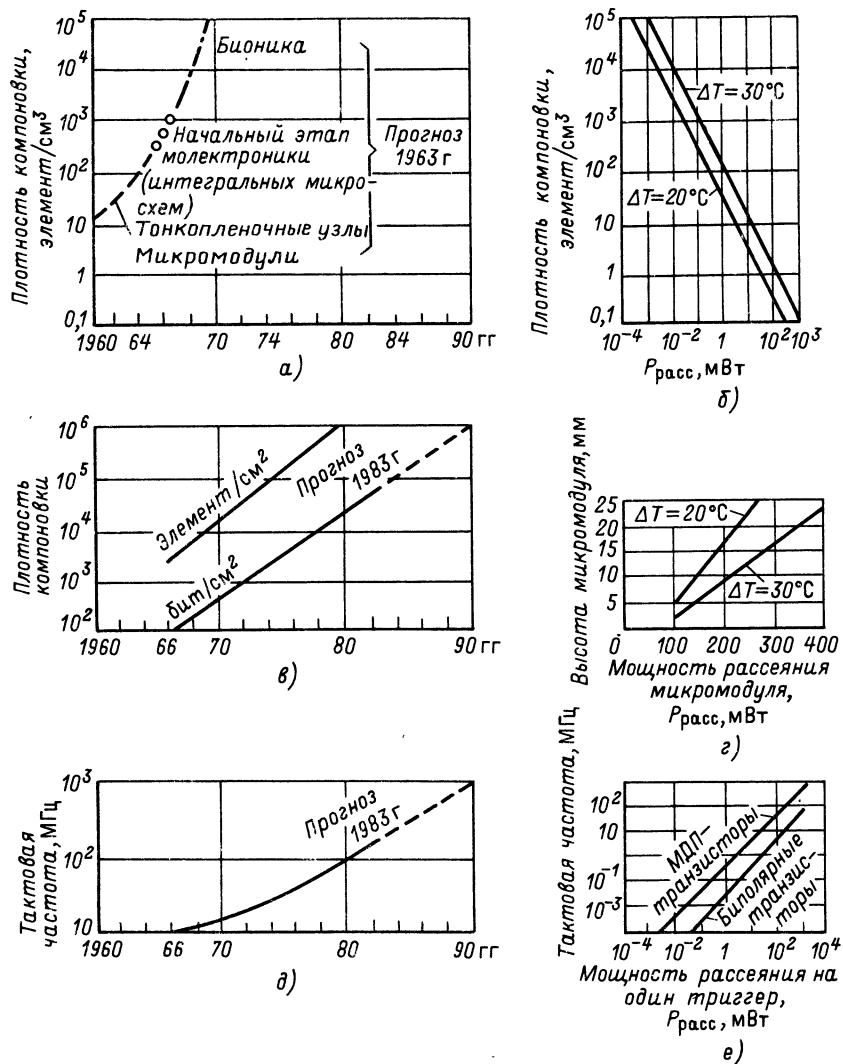


Рис. В1. Развитие элементной базы цифровых вычислительных устройств

превышении температуры элемента над температурой окружающей среды. Отсюда ясно, что увеличение плотности упаковки может вестись двумя путями: сокращением мощности, рассеиваемой одним элементом, и увеличением допустимого перегрева элементов.

С конца 60-х годов, в связи с развитием планарной интегральной технологии, плотность упаковки стали вычислять по отношению не к объему, а к площади поверхности (рис. В1, в). На верхнем графике представлена плотность различных элементов интегральных микросхем (транзисторов, резисторов, диодов и пр.). Нижний график отображает плотность элементов памяти (триггерных ячеек) в расчете, что каждая такая ячейка содержит 20—30 более простых элементов. Чтобы, хотя бы ориентировочно, можно было перейти от плотности упаковки в 1 см³ к плотности на 1 см², на рис. В1, г приведены графики требуемой высоты микромодуля в зависимости от заданной мощности, рассеиваемой микромодулем, и от допустимого перегрева по отношению к окружающей среде.

На рис. В1, д показана тенденция роста предельной тактовой частоты, начиная с конца 60-х годов и кончая 80-ми. Эта частота определяется двумя основными факторами: конструктивно-технологическими параметрами и мощностью, рассеиваемой элементами. Поскольку существует линейная зависимость тактовой частоты от рассеиваемой мощности (рис. В1, е), введено понятие энергии переключения ($\mathcal{E}_{\text{перекл}}$) того или иного элемента, определяемое как произведение рассеиваемой мощности на время задержки переключения. Например, логическая ячейка на биполярных транзисторах характеризуется значением $\mathcal{E}_{\text{перекл}} = (2 \div 3) \cdot 10^{-12}$ Дж, в то время как та же ячейка на МДП-транзисторах имеет $\mathcal{E}_{\text{перекл}} = (0,1 \div 0,15) \cdot 10^{-12}$ Дж.

Современные ЭВМ способны производить миллион операций в секунду. Такие ЭВМ можно сделать только на новых микросхемах. В настоящее время однокристальные интегральные микросхемы со сверхбольшой степенью интеграции (СБИС) представляют собой микропроцессоры для цифровой обработки сигналов с периодом дискретизации 200 нс. Они содержат быстрые умножители для кодовых слов длиной 16 бит. В состав микропроцессоров также входят преобразователи аналог—цифра и цифра—аналог. Известны интегральные микросхемы с большой степенью интеграции (БИС), позволяющие производить обработку входного сигнала со скоростью до 46 Мбит/с, содержащие свыше 33 тыс. транзисторов с удельной плотностью 1,5 тыс./мм² и рассеивающие мощность до 200 мВт.

Ожидается, что к 1990 г. подложка из одного кристалла размером менее 1 см² будет содержать 1 млн единиц информации (сейчас она содержит 64 тыс.). Если скорость обработки

информации с помощью ЭВМ в настоящее время определяется кремниевыми полупроводниками и достигает миллиардных долей секунды, то использование новых материалов вместо кремния может в 10 раз увеличить быстродействие ЭВМ. Однако ясно, что будущее принадлежит оптическим волокнам и разработанным на их основе оптическим ЭВМ.

В радиотехнике цифровые вычислительные устройства применяются в нескольких аспектах: 1) для формирования и обработки сигналов в системах радиолокации, телевидения, радионавигации, радиоуправления, передачи информации; 2) для моделирования реальных радиотехнических устройств, систем и комплексов; 3) для анализа и оптимизации характеристик отдельных устройств (например, распределение электромагнитного поля в ближней зоне раскрыва антенны); 4) в системах автоматизированного проектирования устройств и систем. В этом перечне все задачи, за исключением первой, решаются с помощью универсальных цифровых вычислительных машин. Что касается первой задачи, то, как правило, она решается путем использования как специализированных цифровых вычислительных устройств [синхронизаторы, формирователи зондирующих широкополосных сигналов, аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи, устройства первичной (по одному циклу обзора) обработки информации — устройства обнаружения и оценки параметров сигнала], так и универсальных (от микро до больших ЭВМ).

Следует отметить, что резкое изменение элементной базы цифровых вычислительных устройств путем перехода от схем на дискретных элементах к интегральным микросхемам различной степени интеграции привело к качественному скачку в области инженерных методов синтеза цифровых вычислительных устройств на их основе. Все эти изменения нашли свое отражение в настоящем учебнике.

Революция в микроэлектронике останется важнейшей составной частью научно-технического прогресса по меньшей мере до конца XX в. Шире используя ЭВМ, можно повысить производительность труда, сэкономить ресурсы и рабочее время. Бурное развитие информационно-вычислительной техники в мире дает возможность говорить о наступлении века информации, о превращении общества индустриального в информационное. Сегодня ЭВМ становится исключительно важным элементом в научно-технической культуре народного хозяйства.

Глава 1

ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ

1.1. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Общие сведения и понятия. Слово *импульс* происходит от латинского «импульсус»—удар, толчок. Электрический *импульс*—это кратковременное отклонение напряжения или тока от некоторого постоянного значения.

Различают *видеоимпульсы* и *радиоимпульсы* (рис. 1.1). Радиоимпульсы характеризуются наличием высокочастотного заполнения. Поскольку радиоимпульсы не нашли широкого применения в вычислительной технике, в дальнейшем рассматриваются только видеосигналы.

Сигналы могут состоять из одного или нескольких импульсов, образующих группу (пачку) или бесконечную последовательность.

Обычно импульсы имеют три характерных участка: *фронт* (положительный перепад) и *срез* (отрицательный перепад), отличающиеся резким изменением уровня сигнала, и *вершину*, расположенную между фронтом и срезом, с постоянным или незначительно изменяющимся уровнем. Расстояние между срезом одного импульса и фронтом другого называют *паузой*.

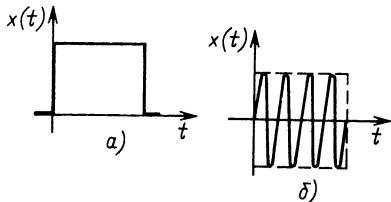


Рис. 1.1 Сигналы прямоугольной формы:
а—видеоимпульс; б—радиоимпульс

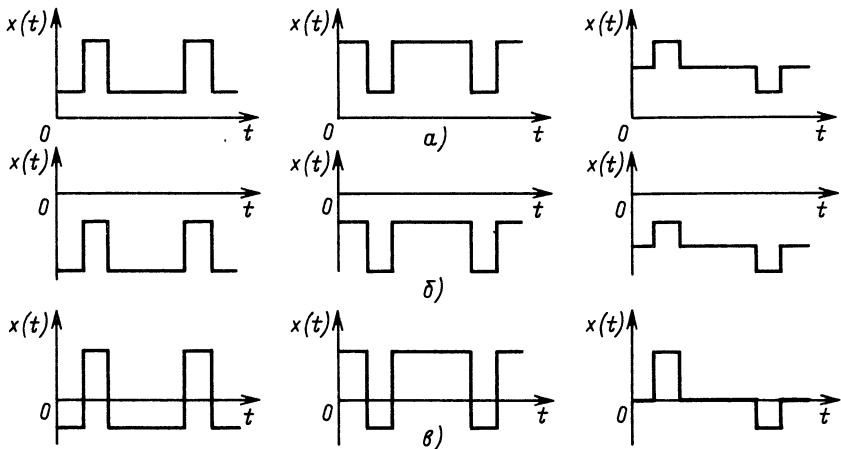


Рис. 1.2. Полярность импульсных сигналов:
а — положительная; б — отрицательная; в — двойная

Существуют сигналы *однополярные* (униполярные) положительной или отрицательной полярности и *двуихполярные* (биполярные) (рис. 1.2). Следует отметить, что эти термины неоднозначны. С одной стороны, как следует из рис. 1.2 и подписей к нему, термин определяется знаком отклонения импульса от уровня сигнала во время паузы. С другой стороны, важным является то, в какой области относительно нулевого потенциала располагается сигнал: в положительной (рис. 1.2, а), отрицательной (рис. 1.2, б) или в обеих областях (рис. 1.2, в). Поэтому для определенности иногда вводят необходимое уточнение.

Импульсные сигналы описываются следующими основными параметрами (рис. 1.3).

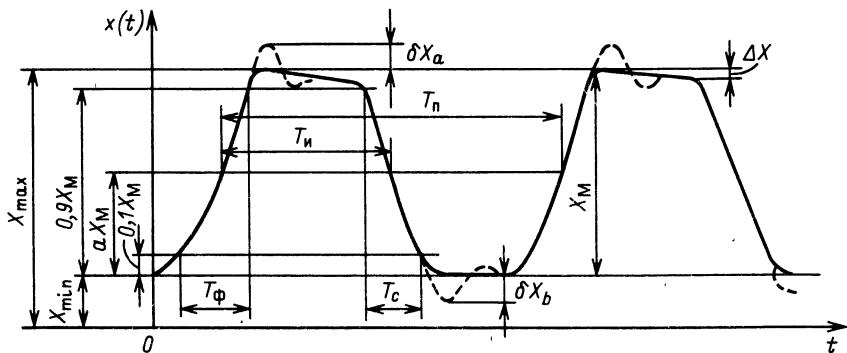


Рис. 1.3. Основные параметры видеоимпульсов

X_{\max} , X_{\min} — максимальный и минимальный уровни сигнала (напряжения или тока).

Амплитуда X_M импульсов, представляющая собой разность максимального и минимального уровней сигнала:

$$X_M = X_{\max} - X_{\min}.$$

Спад вершины ΔX , отсчитываемый от X_{\max} до уровня, соответствующего резкому излому сигнала, там где вторая производная $|d^2x(t)/dt^2|$ максимальна.

Длительности фронта T_Φ и среза T_c импульсов, обычно оцениваемые как разность моментов пересечения сигналом уровней $0,1X_M$ и $0,9X_M$. Однако в тех случаях, когда границы между паузой и фронтом, фронтом и вершиной, вершиной и срезом, срезом и паузой четко обозначены, оценка T_Φ и T_c может производиться по этим границам, т. е. по уровням X_{\min} и X_{\max} .

Крутизна фронта v_Φ и среза v_c , представляющая собой скорость изменения сигнала на этих участках импульсов, которая рассчитывается по формулам

$$v_\Phi = 0,8X_M/T_\Phi; \quad v_c = 0,8X_M/T_c.$$

Длительность импульса T_i , определяемая на уровне $aX_M + X_{\min}$. Коэффициент a , находящийся в диапазоне $0—1$, выбирается исходя либо из желания обеспечить максимальную точность измерения T_i в точке перегиба (т. е. там, где $|d^2x(t)/dt^2|=0$), либо из условия равенства $aX_M + X_{\min} = X_{\text{пор}}$, где $X_{\text{пор}}$ — пороговый уровень сигнала, при котором происходит срабатывание устройства под воздействием данного сигнала. Чаще всего, однако, T_i определяется при $a=0,5$.

Период повторения T_n (следования) импульсов — наименьший промежуток времени, через который сигнал возвращается в исходное состояние, определяется на том же уровне, что и длительность импульса.

С учетом этого определения, *периодические* импульсные сигналы *аналитически* выражаются следующим образом:

$$x(t) = x(t - kT_n), \quad (1.1)$$

где k — любое целое число.

Для оценки соотношения между T_i и T_n вводят два параметра: *коэффициент заполнения*

$$\xi = T_i/T_n$$

и *скважность* (величина, обратная ξ)

$$Q = T_n/T_i = 1/\xi.$$

Отметим, что импульсы, следующие со скважностью $Q=2$, называются *мейндром*.

Скважность определяет соотношение между *пиковой* (импульсной) *мощностью*

$$P_{\text{и}} = \frac{1}{T_{\text{и}}} \int_0^{T_{\text{и}}} x^2(t) dt$$

и средней мощностью импульсов

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T_{\text{и}}} \int_0^{T_{\text{и}}} x^2(t) dt$$

(в расчете на нагрузку в один ом), т. е.

$$Q = P_{\text{и}} / P_{\text{ср}}. \quad (1.2)$$

Это соотношение необходимо учитывать при выборе режима эксплуатации радиоэлектронных устройств. Заметим, что формула (1.2) верна при условии, что $X_{\min} = 0$.

Среднее (за период) значение импульсного колебания определяется по формуле

$$X_{\text{ср}} = \frac{1}{T_{\text{и}}} \int_0^{T_{\text{и}}} x(t) dt,$$

полезной при расчете постоянной составляющей уровня сигнала после разделительного конденсатора.

Пользуются также понятием *частоты повторения* $F_{\text{и}}$, означающим количество импульсов, проходящих в единицу времени:

$$F_{\text{и}} = 1 / T_{\text{и}}.$$

Различные соотношения между параметрами импульсов свидетельствуют о различной форме сигналов. Некоторые импульсы характерной формы имеют свои названия. Помимо импульсов *прямоугольной* формы (см. рис. 1.1) существуют импульсы (рис. 1.4): *трапецидальные*, *тилообразные* (треугольные), *экспоненциальные*, *колоколообразные* и пр.

Прямоугольными (рис. 1.1, а) называют импульсы, у которых $(T_{\Phi}, T_c) < T_{\text{и}} / 10$. У треугольных (рис. 1.4, б) и экспоненциальных (рис. 1.4, в) импульсов длительность вершины равна нулю. Трапецидальные импульсы (рис. 1.4, а) занимают промежуточное положение. Колоколообразные импульсы (рис. 1.4, г) получили свое название благодаря своей форме, напоминающей колокол.

В ряде случаев наблюдаются *выбросы на вершине и «хвосте»* импульса (см. штриховые линии на рис. 1.3). Амплитуда этих выбросов обозначается, соответственно, через δX_a и δX_b .

Единицами параметров импульсных сигналов являются вольты или амперы для параметров X_{\min} , X_{\max} , X_M , $X_{\text{ср}}$, $X_{\text{поп}}$; секунды или ее доли (милли-, микро-,nano-, пикосекунд).

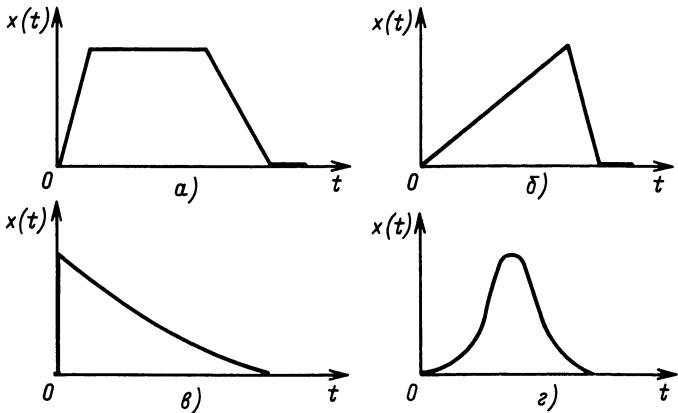


Рис. 1.4. Форма видеоимпульсов:
а — трапецидальная; б — пилообразная; в — экспоненциальная; г — колоколообразная

ды) — для оценки длительности T_{π} , T_i , T_{ϕ} , T_c ; вольты (амперы) в квадрате, поделенные на секунду, или ватты — для определения мощностей P_i , P_{cp} ; герцы (а также и кило- или мегагерцы) — для определения частоты F_{π} ; вольты, поделенные на секунду (а чаще, на микросекунду) — для выражения крутизны v_{ϕ} и v_c ; проценты — для измерения спада ΔX и выбросов δX_a , δX_b ; в относительных (безразмерных) единицах оцениваются параметры Q и ξ .

Частотный спектр импульсов. Помимо реализаций сигнала $x(t)$ как функций времени и связанных с ними параметров, часто используется понятие спектра сигнала, определяемого для периодического сигнала (1.1) рядом Фурье [22]:

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_1 t) + b_n \sin(n\omega_1 t)], \quad (1.3)$$

в котором

$$\omega_1 = 2\pi/T_{\pi} = 2\pi F_{\pi}$$

— основная частота, или первая гармоника, импульсного колебания;

$$a_0 = \frac{1}{T_{\pi}} \int_{-T_{\pi}/2}^{T_{\pi}/2} x(t) dt$$

— постоянная составляющая сигнала;

a_n , b_n — коэффициенты гармоник:

$$a_n = \frac{2}{T_{\pi}} \int_{-T_{\pi}/2}^{T_{\pi}/2} x(t) \cos(n\omega_1 t) dt;$$

$$b_n = \frac{2}{T_n} \int_{-T_n/2}^{T_n/2} x(t) \sin(n\omega_1 t) dt.$$

Итак, в общем случае периодический сигнал можно представить суммой постоянной составляющей и бесконечным числом гармонических составляющих.

Наряду с (1.3) используется другая форма ряда Фурье:

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_1 t - \varphi_n),$$

где $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ — амплитуда гармоники; $\varphi_n = \arctg(b_n/a_n)$ — фаза гармоники.

Графическое изображение амплитудных и фазовых параметров ряда Фурье называется *спектральной диаграммой* (рис. 1.5).

Для периодической последовательности *прямоугольных* импульсов, симметричной относительно нулевого отсчета времени, амплитуды гармоник и постоянная составляющая имеют простые аналитические выражения:

$$a_0 = X_M/Q; \quad A_n = 2X_M \sin(n\pi/Q)/(n\pi).$$

В [4, 23, 24] можно найти готовые программы для расчета амплитуд и фаз гармоник произвольных сигналов и для расчета временных реализаций сигналов по известным параметрам ряда Фурье с помощью микрокалькуляторов.

Реальный сигнал никогда не содержит бесконечно большого числа гармоник, поскольку реальные электрические цепи обладают ограниченной полосой пропускания. Чем больше гармонических составляющих удается реализовать, тем ближе сформированный (задержанный, усиленный, преобразованный) сигнал к идеальному импульсному сигналу. Отсюда следует, что спектральное представление сигнала важно для определения передаточной функции [амплитудно-частотной (АЧХ) и фа-

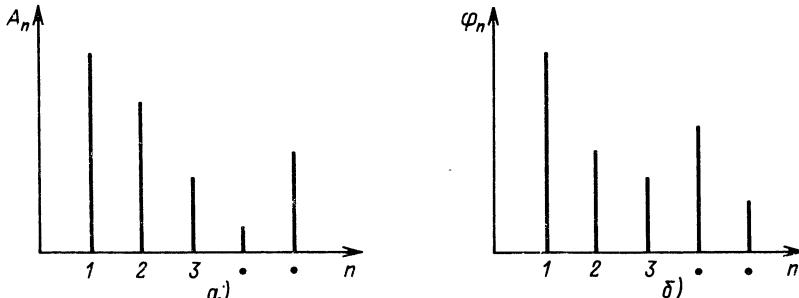


Рис. 1.5. Примеры спектральных диаграмм периодических сигналов:
а) — амплитудная; б) — фазовая

зочастотной (ФЧХ) характеристик цепей] и, следовательно, для оценки получаемых искажений.

Требования неискаженной передачи цепи сводятся к тому, чтобы АЧХ была постоянной, а ФЧХ — линейной во всем диапазоне спектра сигнала. Например, для трапециoidalных импульсов ширина спектра сигнала определяется длительностью фронта (или среза) импульса:

$$F_b = 1/T_\phi, \text{ если } T_\phi \leq T_c, \text{ или } F_b = 1/T_c, \text{ если } T_c \leq T_\phi,$$

где F_b — верхняя частота цепи. При этих условиях импульс на выходе цепи передачи претерпевает только задержку по времени:

$$T_{\text{зад}} = -d\phi(\omega)/d\omega,$$

где $\phi(\omega)$ — ФЧХ цепи; $\omega = 2\pi f$ — круговая частота.

1.2. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ИНФОРМАЦИИ В ЭЛЕКТРОННЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИНАХ ЦИФРОВЫМИ СИГНАЛАМИ

Общие сведения о двоичной системе счисления. Цифровые системы оперируют действительными ($N_{\text{действ}}$), целыми ($N_{\text{цел}}$) и дробными ($N_{\text{дроб}}$) числами:

$$N_{\text{действ}} = N_{\text{цел}} + N_{\text{дроб}},$$

где $N_{\text{цел}} = \text{ent}(N_{\text{действ}})$.

Действительные числа могут иметь две формы представления: с фиксированной и плавающей запятой.

При использовании *фиксированной запятой* число представляется в виде единого целого, причем положение запятой, отделяющей целую часть числа от дробной, в используемой разрядной сетке жестко фиксировано. Например, из $m+n+1$ разрядов, отводимых на все действительное число, n разрядов выделяется на дробную часть. Старший m -й разряд является знаковым.

В системе с *плавающей запятой* действительное число состоит из двух частей: *мантиосы* M , содержащей знак и значение цифры числа, и *порядка* P , показывающего степень, в которую надо возвести основание счисления a , чтобы полученное при этом число, умноженное на мантиссу, дало значение числа в коде с фиксированной запятой:

$$N_a = Ma^P.$$

В двоичной системе основанием является число два ($a=2$). Приоритет этому числу перед всеми остальными обеспечили число устойчивых состояний элементарных ячеек памяти — триггеров и возможность выполнения арифметических действий с помощью логических элементов.

В натуральном двоичном коде число N можно записать в следующем виде:

$$N = (-1)^{x_m} (x_{m-1} \cdot 2^{m-1} + \dots + x_0 \cdot 2^0 + x_{-1} \cdot 2^{-1} + \dots + x_{-n} \cdot 2^{-n}), \quad (1.4)$$

где x_k принимает всего лишь два значения: 0 или 1.

Следует отметить, что в (1.4) коэффициент x_m определяет знак числа, сумма $\sum_{k=0}^{m-1} x_k p_k = \text{ent}|N|$ выражает его целую часть, а сумма $\sum_{k=-n}^{-1} x_k p_k$ его дробную часть.

Прямой, обратный и дополнительный коды. При рассмотрении предыдущего материала использовался *прямой код*, т. е. такой код, в котором логическая 1 отображалась единицей, а логический 0 — нулем. Такая система кодирования удобна для осуществления арифметической операции суммирования положительных чисел. Если есть необходимость суммирования положительных и отрицательных чисел, то оказывается удобным оперировать с числами, представленными в дополнительном коде.

Рассмотрим правила перехода от прямого кода к дополнительному.

1. Если число положительное (знаковый разряд представлен нулем), то дополнительный код не отличается от прямого. Например, $0101_{\text{пр}} = 0101_{\text{доп}}$.

2. Если число отрицательное (знаковый разряд равен единице), то число сначала преобразуется в обратный код путем инвертирования цифр значащих разрядов, а затем в дополнительный путем добавления единицы к числу, выраженному в обратном коде. Например, $1101_{\text{пр}} = 1010_{\text{обр}} = 1011_{\text{доп}}$.

Допустим, что необходимо произвести операцию сложения двух чисел, например $+5_{10}$ и -5_{10} . В двоичном коде это будет выглядеть следующим образом: $0101 + 1101_{\text{пр}} = 0101 + 1011_{\text{доп}} = 0000$. Окончательный результат получен обычным поразрядным суммированием двоичных чисел, начиная с младшего разряда и кончая знаковым. Сигнал переноса, возникающий при суммировании цифр знаковых разрядов, не записывается.

Если в результате суммирования чисел в дополнительном коде получилось положительное число, то оно не подлежит обратному преобразованию, поскольку положительные числа в прямом и обратном кодах совпадают. Если получено отрицательное число, то для его перевода в прямой код необходимо сначала проинвертировать значащие разряды, а затем к полученному числу добавить единицу. Допустим, например, что получено число -5_{10} . В дополнительном двоичном коде оно выражается, как было показано, в виде $1011_{\text{доп}}$. Инвертирование значащих разрядов приводит к выражению 1100 , а добавление единицы — к $1101_{\text{пр}}$.

Понятие цифрового сигнала. Наряду с аналоговыми импульсными сигналами, которые в произвольные моменты времени могут принимать произвольные значения, в вычислительной цифровой технике используются цифровые сигналы, которые в промежутках между быстрыми перепадами принимают

ют лишь определенные квантованные значения. В более узком смысле слова, быстрые перепады цифровых сигналов должны происходить в строго определенные моменты времени, заданные системой синхронизации.

Двоичный цифровой сигнал имеет два фиксированных уровня, условно обозначаемых нулем x^0 и единицей x^1 (рис. 1.6), разделенных между собой пороговым уровнем $x_{\text{пор}}$.

Различают потенциальное и импульсное кодирование. При *потенциальном кодировании* сигнал, превышающий пороговый уровень ($x > x_{\text{пор}}$), обозначается логической единицей (лог. 1); сигнал $x < x_{\text{пор}}$ обозначается логическим нулем (лог. 0) (рис. 1.6, а, б).

При *импульсном кодировании* существенным является не уровень сигнала, а знак (направление) перепада. Если установлено, что работа идет по *положительному перепаду*, то фронт и кодируется логической единицей, а вся остальная часть сигнала — логическим нулем (рис. 1.6, в). При работе по *отрицательному перепаду* срез кодируется логической единицей, а все остальное — логическим нулем (рис. 1.6, г).

Таким образом, кодирование цифрового сигнала информационными (логическими) символами является условным и требует обязательной оговорки.

Способы передачи информации между устройствами ЭВМ. Мини- и микроЭВМ обычно имеют *магистральную структуру*, при которой обмен информацией между всеми устройствами производится по одной или нескольким общим линиям связи — *магистралям*. В результате достигается относительная простота системы, однако производительность ее снижается, так как одновременно могут обмениваться информацией только два устройства (рис. 1.7, а).

Для повышения быстродействия можно увеличивать число магистралей, но при этом усложняются как сами устройства, так и организация их работы. Поэтому в большинстве случаев ограничиваются двумя-тремя магистралями (шины команд, данных и др.) [5, 25] (рис. 1.7, б).

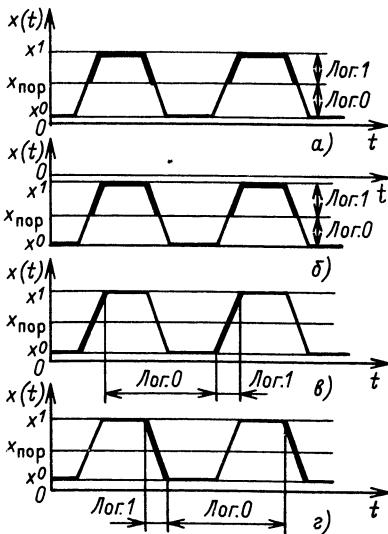


Рис. 1.6. Кодирование цифровых сигналов:
потенциальное: а — прямое (положительное); б — обратное (отрицательное); импульсное: в — по положительному перепаду; г — по отрицательному перепаду

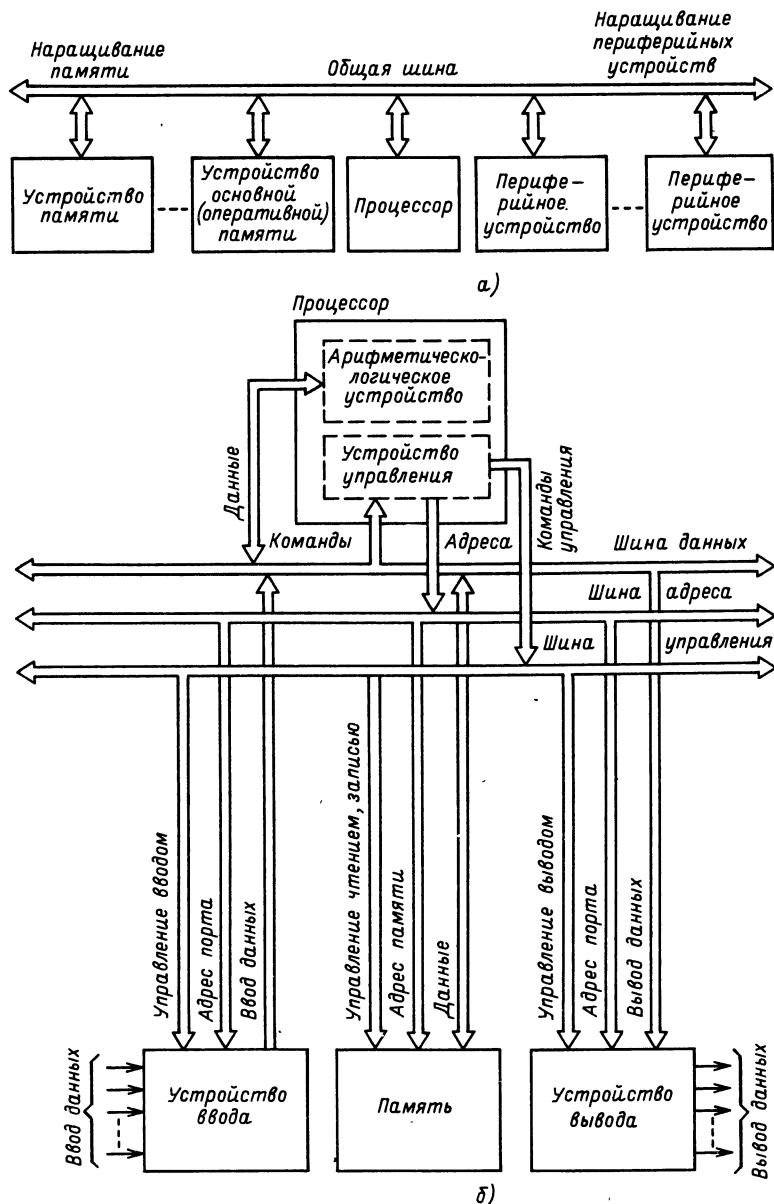


Рис. 1.7. Структурная схема мини-ЭВМ:
а — одношинная; б — многошинная

Цифровые сигналы в электронных, радиотехнических устройствах и устройствах связи. Помимо устройств цифровой вычислительной техники (универсальных и специализированных), цифровые сигналы нашли широкое применение в ряде других областей радиоэлектроники.

В радиолокационных системах и системах связи используются так называемые *сложные сигналы* — сигналы, у которых произведение длительности на ширину спектра (*база сигнала*) много больше единицы, что достигается амплитудной, фазовой или частотной модуляцией. Широкий спектр сигнала позволяет получать требуемую *разрешающую способность* радиолокационных систем по дальности, а в системах связи — *многоканальность и информативность*; большая длительность сигнала $T_{\text{сигн}}$ обеспечивает требуемую *помехоустойчивость* за счет увеличения энергии сигнала $\mathcal{E}_{\text{сигн}}$ при ограниченной мощности $P_{\text{пред}}$ передатчика, поскольку $\mathcal{E}_{\text{сигн}} = P_{\text{пред}} T_{\text{сигн}}$.

Однако аналоговыми средствами сформировать и обработать сложный сигнал с большой базой ($B > 10$) затруднительно или просто невозможно. Здесь приходит на выручку цифровая техника с практически неограниченными возможностями. В качестве примера можно сослаться на использование в 1958 г. кодированных сигналов для измерения с высокой точностью расстояния до Венеры. Применялись цифровые сигналы и в советских радиолокаторах на борту межпланетных космических станций «Венера-15» и «Венера-16» как для детального картографирования поверхности планеты Венеры, так и для передачи полученной информации на Землю. Известны и другие применения цифровых сигналов, например в цифровом телевидении и звукозаписи.

Контрольные вопросы

1. В чем заключается различие между видео- и радиоимпульсами?
2. Назовите основные параметры импульсных сигналов.
3. Какую скважность имеют импульсы типа «меандр»?
4. С помощью какого третьего параметра связаны между собой средняя и импульсная мощности сигнала?
5. Как аналитически выразить периодический сигнал?
6. Каким соотношением связаны друг с другом спектр и временная реализация сигнала?
7. Выразите число $N_{10} = 25$ двоичным натуральным кодом.
8. Преобразуйте число $N_2 = 11011_{\text{пп}}$ в десятичное.
9. Преобразуйте двоичное число 11011 из прямого кода в дополнительный.
10. Преобразуйте двоичное число 11011 из дополнительного кода в прямой.
11. Представьте число $N_2 = 00101100$ двоичным кодом с плавающей запятой.
12. Как отличить в двоичном коде отрицательные и положительные числа?
13. В каком коде удобно производить алгебраическое сложение чисел?
14. Что называется потенциальным кодированием цифрового сигнала?

15. Какие разновидности импульсного кодирования Вы знаете?
16. Для каких целей служит магистральная структура ЭВМ? Какие у нее преимущества и недостатки?
17. Назовите области применения цифровых сигналов.

Глава 2

ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Определение линейного элемента. Преобразования сигналов в радиоэлектронике осуществляются с помощью большого числа линейных и нелинейных элементов и цепей. Эти цепи, в свою очередь, подразделяются на *цепи с сосредоточенными и с распределенными параметрами*. Цепи с сосредоточенными параметрами состоят из катушек индуктивности, конденсаторов и резисторов. Цепи с распределенными параметрами — длинные линии, волноводы и излучающие системы.

Линейные элементы и цепи с сосредоточенными параметрами описываются линейными дифференциальными уравнениями вида

$$a_0 dy^n(t)/dt^n + a_1 dy^{n-1}(t)/dt^{n-1} + \dots + a_n y(t) = x(t), \quad (2.1)$$

где a_0, \dots, a_n — параметры линейной цепи, не зависящие от входного воздействия $x(t)$.

Одним из проявлений линейности цепи является независимость соотношения между входными и выходными сигналами (напряжениями, токами) от уровня входного сигнала (напряжения, тока).

Другим важным свойством линейных цепей является справедливость *принципа независимости или наложения (суперпозиции)*, суть которого заключается в следующем: сумма эффектов от различных воздействий равна эффекту от суммы этих воздействий.

Классификация линейных элементов. Линейные элементы делятся на *пассивные* (катушки индуктивности, конденсаторы и резисторы) и *активные*, содержащие источники энергии (генераторы ЭДС или тока).

Активный характер цепей радиоэлектронных устройств обусловлен применением в них усилительных элементов — транзисторов.

Определение стационарного и переходного процессов. В радиоэлектронике приходится иметь дело с различными сигналами и разнообразными (в основном с инерционными) цепями. При передаче импульсных сигналов по таким цепям возникают *переходные процессы*. Эти процессы оказывают влияние на форму сигналов и в конечном счете на содержащуюся в них информацию.

Стационарными называют процессы, параметры которых не меняются с течением времени. Таким образом, стационарным процессом можно считать процесс, происходящий в интервале времени между двумя соседними переходными процессами.

Переходные процессы и стационарные состояния описываются переходными характеристиками элементов и цепей. *Переходной характеристикой* называют зависимость мгновенного значения выходного сигнала $y(t)$ от времени при ступенчатой форме входного воздействия $x(t) = 1(t)$, где $1(t)$ — функция, принимающая значения $1(t) = 0$ при $t < 0$ и $1(t) = 1$, при $t \geq 0$ (рис. 2.1). Иногда ступенчатую функцию обозначают символом $\text{step}(t)$.

Переходная характеристика определяет процесс перехода элемента или цепи из одного стационарного состояния в другое. К известным параметрам импульсных процессов здесь добавляются: задержка распространения $T_{\text{зд.р}}$ сигнала и время установления $T_{\text{уст}}$ переходного процесса.

Задержка распространения сигнала определяется по интервалу времени между моментом включения ступенчатой функции на входе и моментом достижения выходным сигналом середины между двумя стационарными состояниями или некоторого порогового уровня, оговоренного заранее.

Время установления переходного процесса оценивается по интервалу времени между моментом включения ступенчатой функции и окончательным появлением выходного сигнала в зоне заранее определенной погрешности $\pm \delta y_M$ относительно установленвшегося (стационарного) состояния.

Часто используется понятие *нормированной переходной характеристики*, отвечающей условию

$$h(t) = y(t)/K,$$

где K — коэффициент передачи исследуемой цепи.

Методы анализа и расчета процессов в линейных импульсных цепях. Основными методами являются: метод дифференциальных уравнений (для простейших цепей, описываемых дифференциальными уравнениями не выше второго порядка); методы, основанные на спектральном представлении сигнала (метод интеграла Фурье и операторный метод), и метод

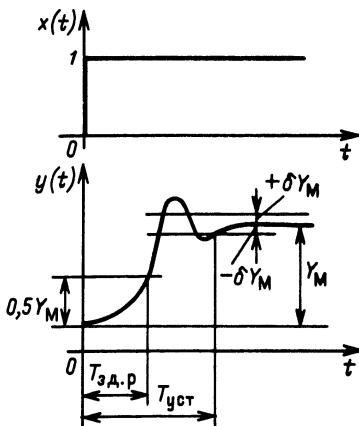


Рис. 2.1. Переходная характеристика элемента (цепи)

интеграла наложения, основанный на представлении входного сигнала в виде суммы ступенчатых или дельта-функций.

В радиоэлектронике в большинстве практических случаев используются одновременно как линейные, так и нелинейные элементы. В связи с этим деление цепей на линейные и нелинейные является весьма условным. При анализе реальных цепей, содержащих нелинейные элементы, обычно для описания поведения различных узлов одного и того же устройства приходится применять разнообразные математические методы — линейные, нелинейные и приближенные.

В таких сложных цепях выделяют линейные элементы и рассматривают изолированно от нелинейных. Кроме того, оказалось, что линейные методы хорошо работают и в случае прохождения импульсов через элементы со слабо выраженной нелинейностью. Даже для существенно нелинейных устройств результаты, полученные линейными методами, дают, как правило, хорошее нулевое приближение.

Следует отметить, что в импульсных и цифровых устройствах активные элементы — транзисторы работают в *ключевом режиме*, в котором каждая из *статических характеристик* транзисторов (*входная, передаточная и выходные*) может быть представлена тремя отрезками, в пределах которых элемент можно считать линейным или квазилинейным (*режимы отсечки, усиления и насыщения*). Почти мгновенный переход от одного отрезка характеристики к другому позволяет переходный процесс анализировать на основе трех *эквивалентных схем* с постоянными параметрами, и, таким образом, задача сводится к анализу линейных цепей.

Метод линейных дифференциальных уравнений. Рассмотрим линейное дифференциальное уравнение первого порядка как частный случай уравнения (2.1):

$$\tau dy(t)/dt + y(t) = x(t). \quad (2.2)$$

Поскольку входное воздействие $x(t)$ всегда можно представить последовательностью линейно зависящих от времени функций, предположим, что

$$x(t) = x_0 + x_1 t, \quad (2.3)$$

где x_0, x_1 — некоторые постоянные величины.

С учетом (2.3) уравнение (2.2) можно представить как *однородное* путем замены

$$y(t) = z(t) + x_0 + x_1 t - \tau x_1. \quad (2.4)$$

Подставляя (2.4) в (2.2), с учетом (2.3) находим

$$\tau dz(t)/dt + z(t) + x_0 + x_1 t - \tau x_1 = x_0 + x_1 t$$

или, сокращая подобные члены, получаем однородное уравнение

$$\tau dz(t)/dt + z(t) = 0. \quad (2.5)$$

Решим это уравнение, разделяя переменные. Перенесем $z(t)$ в правую часть:

$$\tau dz(t)/dt = -z(t).$$

Обе части помножим на $dt/[\tau z(t)]$:

$$dz(t)/z(t) = -dt/\tau. \quad (2.6)$$

Проинтегрируем обе части (2.6):

$$\ln z(t) = -t/\tau + \ln C, \quad (2.7)$$

где C — постоянная интегрирования.

Пропотенцируем (2.7), находя искомое решение уравнения (2.5):

$$z(t) = C \exp(-t/\tau), \quad (2.8)$$

откуда следует, что τ — постоянная времени экспоненциального процесса.

Подставив (2.8) в (2.4), получим решение исходного уравнения (2.2) при условии (2.3):

$$y(t) = C \exp(-t/\tau) + x_0 + x_1(t-\tau). \quad (2.9)$$

Постоянная интегрирования C определяется из начальных условий, которые, как правило, бывают известны.

При $t=0$ $y(0) = C + x_0 - x_1\tau$, откуда

$$C = y(0) - x_0 + x_1\tau. \quad (2.10)$$

Рассмотрим более подробно случай, когда $x_1 = 0$, т. е. $x(t) = x_0 = \text{const}$. Этот случай имеет важное значение в импульсной технике, поскольку при исследовании переходных характеристик входным воздействием является ступенчатая функция $1(t)$, и во многих устройствах, в связи с ключевым режимом работы активных элементов, входное воздействие в течение относительно длительных промежутков времени можно считать постоянным.

С учетом сделанных замечаний из (2.9) и (2.10) имеем:

$$y(t) = [y(0) - x_0] \exp(-t/\tau) + x_0. \quad (2.11)$$

Из (2.11) легко заметить, что при $t \rightarrow \infty$ $y(t) \rightarrow x_0 = y(\infty)$. Поэтому обычно (2.11) записывается в виде

$$y(t) = [y(0) - y(\infty)] \exp(-t/\tau) + y(\infty). \quad (2.12)$$

Определим интервал времени

$$\Delta t = t_{\text{кон}} - t_{\text{нач}}, \quad (2.13)$$

в течение которого экспоненциально изменяющаяся функция $y(t)$ проходит от уровня $y(t_{\text{нач}}) = y_{\text{нач}}$ начала временного интервала до уровня $y(t_{\text{кон}}) = y_{\text{кон}}$ конца временного интервала (рис. 2.2).

Согласно (2.12) можно записать:

$$y_{\text{нач}} = y(\infty) + [y(0) - y(\infty)] \exp(-t_{\text{нач}}/\tau),$$

откуда

$$t_{\text{нач}} = \tau \ln \{[y(\infty) - y(0)] / [y(\infty) - y_{\text{нач}}]\}; \quad (2.14)$$

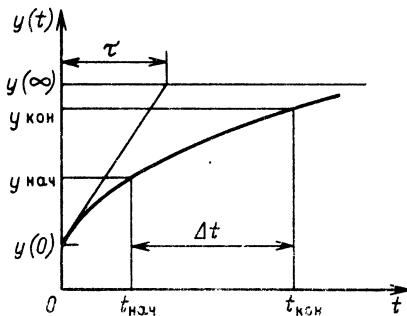


Рис. 2.2. Определение интервала времени экспоненциального процесса

процесса на натуральный логарифм от дроби, в числителе которой стоит начальный размах экспоненты $[y(\infty) - y_{\text{нач}}]$, а в знаменателе «неиспользованная» ее часть $[y(\infty) - y_{\text{кон}}]$.

Формулой (2.16) будем широко пользоваться для определения длительностей импульсов, фронтов, срезов и других временных интервалов.

В качестве примера найдем длительность фронта T_Φ процесса, изменяющегося по экспоненциальному закону. Если выбрать 10%-ные уровни отсчета: $y_{\text{нач}} = 0,1y(\infty)$, $y_{\text{кон}} = 0,9y(\infty)$, то согласно (2.16) получим

$$T_\Phi = \tau \ln(0,9/0,1) \approx 2,2\tau.$$

Если принять 5%-ные уровни, то

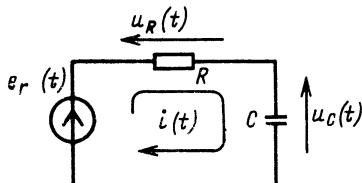
$$T_\Phi = \tau \ln(0,95/0,05) \approx 3\tau.$$

И, наконец, для 1%-ных уровней: $T_\Phi \approx 4,6\tau$.

2.2. RC-ЭЛЕМЕНТЫ

Свойства RC-элементов. Составим дифференциальное уравнение для RC-цепи, изображенной на рис. 2.3. Пусть в этой цепи действует генератор ЭДС $e_r(t)$, тогда по закону Кирхгофа

$$e_r(t) = u_R(t) + u_C(t). \quad (2.17)$$



аналогично

$$t_{\text{кон}} = \tau \ln \left[\frac{[y(\infty) - y(0)]}{[y(\infty) - y_{\text{кон}}]} \right]. \quad (2.15)$$

Подставляя (2.14) и (2.15) в (2.13), получаем

$$\Delta t = \tau \ln \left[\frac{[y(\infty) - y_{\text{нач}}]}{[y(\infty) - y_{\text{кон}}]} \right], \quad (2.16)$$

т. е. интервал времени Δt равен произведению постоянной времени τ экспоненциального

формы от дроби, в числителе которой стоит начальный размах экспоненты $[y(\infty) - y_{\text{нач}}]$, а в знаменателе «неиспользованная» ее часть $[y(\infty) - y_{\text{кон}}]$.

Формулой (2.16) будем широко пользоваться для определения длительностей импульсов, фронтов, срезов и других временных интервалов.

В качестве примера найдем длительность фронта T_Φ процесса, изменяющегося по экспоненциальному закону. Если выбрать 10%-ные уровни отсчета: $y_{\text{нач}} = 0,1y(\infty)$, $y_{\text{кон}} = 0,9y(\infty)$, то согласно (2.16) получим

$$T_\Phi = \tau \ln(0,9/0,1) \approx 2,2\tau.$$

Если принять 5%-ные уровни, то

$$T_\Phi = \tau \ln(0,95/0,05) \approx 3\tau.$$

И, наконец, для 1%-ных уровняй: $T_\Phi \approx 4,6\tau$.

Рис. 2.3. Последовательная RC-цепь, возбуждаемая ЭДС

Поскольку через все элементы цепи протекает один и тот же контурный ток $i(t)$, напряжение на сопротивлении $u_R(t)$ можно записать в следующем виде:

$$u_R(t) = Ri(t), \quad (2.18)$$

а ток $i(t)$ выразить через скорость изменения напряжения на емкости:

$$i(t) = Cdu_C(t)/dt. \quad (2.19)$$

Последовательная подстановка (2.19) в (2.18), а (2.18) в (2.17) приводит к дифференциальному неоднородному уравнению первого порядка

$$e_r(t) = \tau du_C(t)/dt + u_C(t), \quad (2.20)$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени цепи.

Сравнивая (2.20) с (2.2), находим в соответствии с (2.12) закон изменения напряжения на емкости:

$$u_C(t) = [u_C(0) - u_C(\infty)] \exp(-t/\tau) + u_C(\infty). \quad (2.21)$$

Полагая, что $e_r(t) = 1(t)$, и подставляя (2.21) в (2.12), получаем соотношение для переходной функции RC -цепи:

$$u_C(t) = h_C(t) = 1 - \exp(-t/\tau), \quad (2.22)$$

из которого следует, что изменение напряжения на емкости носит экспоненциальный характер (рис. 2.4).

Из (2.17) определяем, что напряжение на сопротивлении с учетом (2.22) подчиняется уравнению

$$u_R(t) = e_r(t) - u_C(t) = \exp(-t/\tau), \quad (2.23)$$

т. е. переходная характеристика также описывается экспоненциальной функцией.

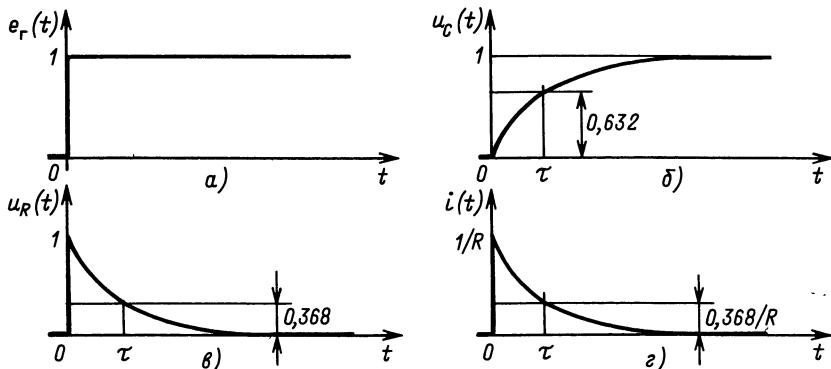


Рис. 2.4. Переходная характеристика RC -цепи:
а — внешняя ЭДС; б — напряжение на емкости; в — напряжение на сопротивлении; г — ток в цепи

И, наконец, из (2.23) находим закон изменения контурного тока RC -цепи:

$$i(t) = u_R(t)/R = (1/R) \exp(-t/\tau). \quad (2.24)$$

Из (2.22) — (2.24) и графиков на рис. 2.4 видно, что постоянная времени τ имеет реальный физический смысл, заключающийся в интервале времени между моментом включения ступенчатой функции и моментом достижения напряжением на конденсаторе значения $1 - \exp(-1) = 0,632$, или током (или напряжением на сопротивлении) значения, равного $\exp(-1) = 0,368$.

Постоянная времени τ характеризует также скорость переходного процесса. Например, из (2.22) получаем

$$v_C(t) = du_C(t)/dt = (1/\tau) \exp(-t/\tau).$$

Отсюда при $t=0$ находим, что *начальная скорость переходного процесса* (начальная крутизна переходной характеристики)

$$v_{C0} = v_C(0) = 1/\tau.$$

Длительность переходного процесса в RC -цепи оценивается интервалом времени между началом переходного процесса и моментом достижения напряжения на емкости или сопротивлении определенного уровня (назовем его условно пороговым) $U_{\text{пор}}$. Тогда из (2.22) находим

$$U_C(T_{\text{пер}}) = U_{\text{пор}} = 1 - \exp(-T_{\text{пер}}/\tau),$$

где $T_{\text{пер}}$ — длительность переходного процесса; откуда

$$\exp(-T_{\text{пер}}/\tau) = 1 - U_{\text{пор}}.$$

Прологарифмировав левую и правую части:

$$-T_{\text{пер}}/\tau = \ln(1 - U_{\text{пор}}),$$

окончательно получим выражение для длительности переходного процесса

$$T_{\text{пер}} = \tau \ln(1 - U_{\text{пор}})^{-1}.$$

Наиболее часто используются значения порогового уровня $U_{\text{пор}} = 0,9$, при этом $T_{\text{пер}, 0,9} = 2,3\tau$, и $U_{\text{пор}} = 0,95$, тогда $T_{\text{пер}, 0,95} = 3\tau$.

Последовательная RC -цепь часто используется в качестве простейшего элемента, формирующего сигналы. В зависимости от того, с резистора или с конденсатора снимается выходное напряжение, свойства цепи становятся *дифференциирующими* или *интегрирующими*. Рассмотрим некоторые важные свойства этих разновидностей.

Интегрирующая (удлиняющая) RC -цепь. Эта цепь обычно используется для сглаживания формы сигнала и подавления мелкоструктурных (высокочастотных) помех, ее применяют в качестве времязадающей (хронирующей) цепи в формирователях

импульсов прямоугольной формы заданной длительности. В ряде случаев такая цепь является паразитной (R —выходное сопротивление источника сигнала, C —паразитная емкость монтажа, линии и пр.) и приводит к непреднамеренному искажению сигнала. Рассмотрим основные характеристики такой цепи при воздействии на нее трапециoidalного импульса с соответствующими длительностями фронта T_Φ , вершины T_v и среза T_c . Пусть заданы также уровни ЭДС E_{\min} и E_M .

Рассмотрим *воздействие фронта входного сигнала*. Переходя к обозначениям (2.3) при $0 \leq t \leq T_\Phi$, имеем $y(t) = u_{C\Phi}(t)$, $x_0 = E_{\min}$, $x_1 = E_M - T_\Phi$; из (2.9) и (2.10) имеем:

$$u_{C\Phi}(t) = C \exp(-t/\tau) + E_{\min} + E_M(t - \tau)/T_\Phi, \quad (2.25)$$

где

$$C = E_{\min} - E_{\min} + E_M\tau/T_\Phi = E_M\tau/T_\Phi. \quad (2.26)$$

Переходя к нормированным обозначениям

$$u'_{C\Phi}(t) = [u_C(t) - E_{\min}]/E_M$$

и $t' = t/\tau$,

из (2.25) и (2.26) находим:

$$u'_{C\Phi}(t') = (\tau/T_\Phi)[\exp(-t') + t' - 1]. \quad (2.27)$$

Для исследования *воздействия вершины импульса* воспользуемся формулой (2.12). При $T_\Phi \leq t \leq T_\Phi + T_v$ $y(t) = u_{Cb}(t - T_\Phi)$; $y(0) = u_{C\Phi}(T_\Phi)$; $y(\infty) = E_{\min} + E_M$, находим

$$u_{Cb}(t - T_\Phi) = [u_{C\Phi}(T_\Phi) - E_{\min} - E_M] \exp[(-(t - T_\Phi)/\tau] + E_{\min} + E_M.$$

Перейдем к нормированному значению напряжения:

$$u'_{Cb}(t') = [u_{Cb}(t') - E_{\min}]/E_M.$$

Получим:

$$\begin{aligned} u'_{Cb}(t' - T'_\Phi) &= \{[u_{C\Phi}(T'_\Phi) - E_{\min}]/E_M - 1\} \exp(-t' + T'_\Phi) + 1 = \\ &= [u'_{C\Phi}(T'_\Phi) - 1] \exp(-t' + T'_\Phi) + 1, \end{aligned} \quad (2.28)$$

где $T'_\Phi = T_\Phi/\tau$;

из (2.27) $u'_{C\Phi}(T'_\Phi) = (\tau/T_\Phi)[\exp(-T'_\Phi) + T'_\Phi - 1]$.

При *воздействии на RC-цепь среза импульса*, с учетом (2.9) и (2.10) при $T_\Phi + T_v \leq t \leq T_\Phi + T_v + T_c$; $y(t) = u_{Cc}(t - T_\Phi - T_v)$; $y(0) = u_{Cb}(T_\Phi + T_v)$; $x_0 = E_{\min} + E_M$; $x_1 = -E_M/T_c$, получаем:

$$\begin{aligned} u_{Cc}(t - T_\Phi - T_v) &= [u_{Cb}(T_\Phi + T_v) - E_{\min} - E_M - E_M\tau/T_c] \times \\ &\times \exp[-(t - T_\Phi - T_v)/\tau] + E_{\min} + E_M - E_M(t - T_\Phi - T_v - \tau)/T_c. \end{aligned}$$

Переходя к относительным и нормированным значениям, имеем:

$$\begin{aligned} u'_{Cc}(t' - T'_\Phi - T'_v) &= [u'_{Cb}(T'_\Phi + T'_v) - 1 - \tau/T_c] \times \\ &\times \exp[-(t' - T'_\Phi - T'_v)] + 1 - (t' - T'_\Phi - T'_v - 1)/T'_c, \end{aligned} \quad (2.29)$$

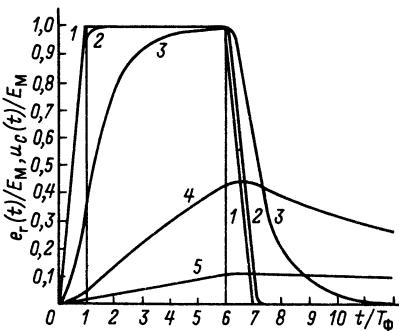


Рис. 2.5. Переходные процессы в интегрирующей RC -цепи:
 1—внешняя ЭДС; 2— $\tau/T_{\Phi}=0,1$; 3— $\tau/T_{\Phi}=1$;
 4— $\tau/T_{\Phi}=10$; 5— $\tau/T_{\Phi}=50$

где из (2.29) имеем начальное напряжение перед паузой:

$$U'_{C_c}(T_{\Phi} + T_{\text{в}} + T_{\text{c}}) = (\tau/T_{\text{c}}) - \exp(-T_{\text{c}}/\tau) [1 + (\tau/T_{\text{c}}) - U'_{C_{\text{в}}}(T_{\Phi} + T_{\text{в}} + T_{\text{c}})].$$

По (2.27) — (2.30) составлена программа расчета переходного процесса при воздействии на интегрирующую RC -цепь трапецидального импульса (см. приложение 2). Результаты расчетов по этой программе с помощью микрокалькулятора «Электроника Б3-34» представлены на рис. 2.5.

Из рассмотрения этих графиков можно сделать следующие выводы. Чем меньше постоянная времени RC -цепи, тем меньше искажения формы входного сигнала. При увеличении постоянной времени свойства цепи приближаются к свойствам интегратора, что наглядно выражается линейностью переходного процесса во время действия вершины входного импульса. Одновременно с улучшением интегрирующих свойств, при увеличении постоянной времени τ амплитуда напряжения на выходе уменьшается, стремясь к нулевому значению.

Дифференцирующая (укарачивающая) RC -цепь. Используя данные, полученные ранее, относительно интегрирующей цепи и соотношение (2.17), из которого следует, что

$$u_R(t) = e_r(t) - u_C(t),$$

легко получить зависимости переходных процессов на сопротивлении при воздействии на дифференцирующую RC -цепь трапецидальных импульсов:

при формировании фронта

$$u'_{R_{\Phi}}(t) = (\tau/T_{\Phi}) [1 - \exp(-t/\tau)]; \quad (2.31)$$

при формировании вершины

где из (2.28)

$$u'_{C_{\text{в}}}(T'_{\Phi} + T'_{\text{в}}) = \\ = [u'_{C_{\Phi}}(T'_{\Phi}) - 1] \exp(-T'_{\text{в}}) + 1.$$

Во время паузы между входными импульсами напряжение на емкости изменяется по чисто экспоненциальному закону, стремясь к нулевому уровню:

$$u'_{C_{\text{па}}}(t) = U'_{C_c}(T_{\Phi} + T_{\text{в}} + T_{\text{c}}) \times \\ \times [\exp(T_{\Phi} + T_{\text{в}} + T_{\text{c}} - t)/\tau], \quad (2.30)$$

$$u'_{R_B}(t) = U'_{R\Phi}(T_\Phi) \exp [-(t - T_\Phi)/\tau], \quad (2.32)$$

где

$$U'_{R\Phi}(T_\Phi) = (\tau/T_\Phi) [1 - \exp(-T_\Phi/\tau)]; \quad (2.33)$$

при формировании среза

$$\begin{aligned} u'_{R_C}(t) &= \exp [-(t - T_\Phi - T_B)/\tau] \times \\ &\times [U'_{R_B}(T_\Phi + T_B) + \tau/T_C] - \tau/T_C, \end{aligned} \quad (2.34)$$

где

$$U'_{R_B}(T_\Phi + T_B) = (\tau/T_\Phi) [1 - \exp(-T_B/\tau)] \exp(-T_B/\tau); \quad (2.35)$$

во время паузы

$$u'_{R_{\text{пз}}}(t) = U'_{R_C}(T_\Phi + T_B + T_C) \exp [-(t - T_\Phi - T_B - T_C)/\tau], \quad (2.36)$$

где

$$\begin{aligned} U'_{R_C}(T_\Phi + T_B + T_C) &= \\ &= \exp(-T_C/\tau) [U'_{R_B}(T_\Phi + T_B) + \tau/T_C] - \tau/T_C. \end{aligned} \quad (2.37)$$

По (2.31) — (2.37) составлена программа, приведенная в приложении 3. Результаты расчетов по этой программе представлены на рис. 2.6. Из рассмотрения этих графиков можно сделать следующие выводы.

Во-первых, если RC -цепь используется как *разделительная* (переходная) и требуется неискаженная передача входного

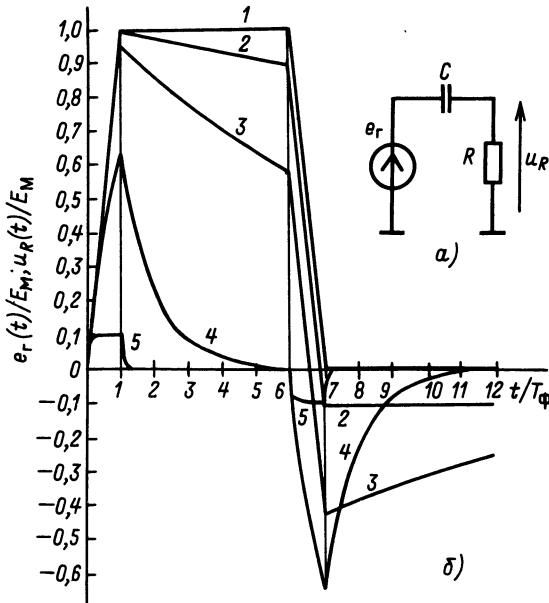


Рис. 2.6. Переходные процессы в дифференцирующей RC -цепи:
а — схема; б — временные диаграммы; 1 — внешняя ЭДС e_r ; 2 — $\tau/T_\Phi = 50$; 3 — $\tau/T_\Phi = 10$;
4 — $\tau/T_\Phi = 1$; 5 — $\tau/T_\Phi = 0,1$

сигнала на выход, то следует стремиться выбирать постоянную времени τ как можно большей. Искажения сигнала при этом оцениваются двумя параметрами: спадом вершины ΔU_R^+ и амплитудой отрицательного выброса (хвоста) импульса ΔU_R^- . При выполнении условия $\tau \gg T_b$ можно использовать приближенное выражение для экспоненты, и тогда

$$\Delta U_R^+ = \Delta U_R^- = 1 - \exp(-T_b/\tau) \approx 1 - (1 - T_b/\tau) = T_b/\tau.$$

Огюда, если заданы предельно допустимые значения ΔU_R^+ и ΔU_R^- , легко найти требуемую постоянную времени

$$\tau_{\text{треб}} = T_b / \Delta U_{K_{\text{пред}}}.$$

Во-вторых, если RC -цепь используется как *дифференцирующая*, или *укорачивающая*, то следует стремиться выбирать постоянную времени τ примерно в 10 раз меньшей по сравнению с длительностью фронта (или среза) входного сигнала, т. е.

$$\tau \approx T_\Phi / 10.$$

При этом длительность сформированного на выходе импульса соответствует длительности фронта (среза) входного сигнала, т. е.

$$T_{\text{и. вых}} \approx T_\Phi,$$

а амплитуда, при $T_\Phi/\tau \gg 1$ $\exp(-T_\Phi/\tau) \ll 1$, из (2.33) оказывается равной

$$U_{RM} \approx \tau / T_\Phi.$$

Следует иметь в виду, что увеличение τ приводит, с одной стороны, к увеличению амплитуды выходного сигнала, а с другой стороны, к ухудшению качества дифференцирования, что наглядно продемонстрировано на рис. 2.6.

Если у источника сигнала внутреннее сопротивление $R_r \neq 0$, то его легко учесть, подставляя везде увеличенную постоянную времени $\tau = C(R + R_r)$; сигнал на выходе будет при этом пропорционально уменьшен в $1 + R_r/R$ раз.

Недостатки простейших интегрирующих и дифференцирующих RC -цепей. Наряду с достоинствами простейших дифференцирующих и интегрирующих элементов необходимо отметить в качестве недостатка то, что при повышении качества выполняемой операции (для дифференцирования $\tau/T_\Phi \rightarrow 0$; для интегрирования $\tau/T_\Phi \rightarrow \infty$) коэффициент передачи такой цепи стремится к нулю. В связи с этим постоянную времени τ RC -цепи приходится выбирать из компромиссных соображений. Для радикального улучшения качества дифференцирования и интегрирования используют более сложные устройства,ключающие в себя операционные усилители.

2.3. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

Определение и назначение операционных усилителей. Операционным усилителем (ОУ) называется усилитель постоянного тока (УПТ), на основе которого с помощью внешней цепи отрицательной обратной связи (ООС) создают решающие усилители (РУ), предназначенные для выполнения математических операций над аналоговыми сигналами: суммирования, вычитания, умножения на постоянный коэффициент, интегрирования, дифференцирования и др.

Операционный усилитель, являющийся частным случаем дифференциальных усилителей (ДУ), имеет два входа: инвертирующий и неинвертирующий. Инвертирующий вход (отмеченный кружком на условном обозначении ОУ на рис. 2.7, а) необходим не только для организации операции вычитания, но и для реализации ООС.

Параметры ОУ. Чтобы свойства решающего усилителя определялись только точными и стабильными параметрами цепи ООС и не зависели от параметров ОУ, которые могут изменяться в довольно широких пределах, необходимо выполнять определенные требования, предъявляемые к параметрам ОУ.

Параметры ОУ делятся на *статические* и *динамические*. Статические параметры удобно разделить на *функциональные*, *паразитные*, *пределные* и *параметры*, характеризующие

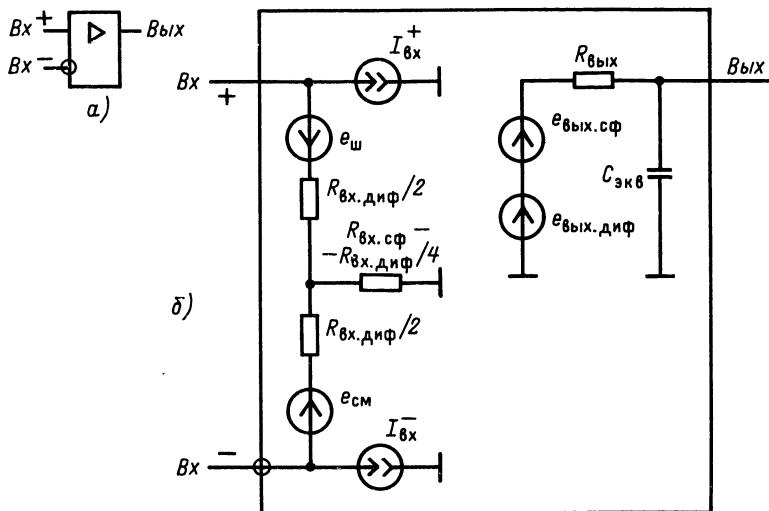


Рис. 2.7. Операционный усилитель:
а — условное обозначение; б — эквивалентная схема

требования к источникам питающего напряжения. Функциональные и паразитные параметры можно изобразить с помощью эквивалентной схемы (рис. 2.7, б). Таблица параметров приведена в приложении 4 [1, 3].

Коэффициент усиления K_U по напряжению является основным функциональным параметром ОУ и определяется соотношением

$$K_U = e_{\text{вых. диф}} / (U_{\text{вх}}^+ - U_{\text{вх}}^-),$$

где $e_{\text{вых. диф}}$ — ЭДС на выходе ОУ, действующая за счет дифференциального сигнала на неинвертирующем ($U_{\text{вх}}^+$) и инвертирующем ($U_{\text{вх}}^-$) входах. В современных интегральных ОУ общего применения $K_U = (1 \div 70) \cdot 10^3$, в прецизионных $K_U = 10^4 \div 10^6$.

Коэффициент $K_{\text{ос. сф}}$ *ослабления синфазного сигнала* по напряжению относится к паразитным параметрам и оценивается по формуле

$$K_{\text{ос. сф}} = 20 \lg \{2e_{\text{вых. сф}} / [(U_{\text{вх}}^+ + U_{\text{вх}}^-) K_U]\} \text{ дБ},$$

где $e_{\text{вых. сф}}$ — ЭДС на выходе ОУ, действующая за счет синфазного сигнала на неинвертирующем и инвертирующем входах. В современных интегральных ОУ общего применения $K_{\text{ос. сф}} = -(60 \div 85) \text{ дБ}$, в прецизионных $K_{\text{ос. сф}} = -(90 \div 100) \text{ дБ}$.

Электродвижущая сила смещения (сдвига) $e_{\text{см}}$ нуля характеризует степень разбаланса ОУ по входу и соответствует напряжению, которое необходимо приложить между входами ОУ, с тем чтобы на выходе ОУ установился нулевой уровень. В интегральных ОУ общего применения $e_{\text{см}} = (2 \div 20) \text{ мВ}$, в прецизионных $e_{\text{см}} = (0,05 \div 1,5) \text{ мВ}$.

Дрейф ЭДС смещения $\Delta e_{\text{см}}$, образующийся за счет изменения температуры ΔT , в справочных таблицах указывается как отношение $\Delta e_{\text{см}} / \Delta T$ и составляет в ОУ общего применения $1 \div 50 \text{ мкВ/}^\circ\text{C}$.

Коэффициент $K_{\text{вл. и. п.}}$ *влияния источников питания* — дрейф ЭДС смещения при изменении питающего напряжения

$$K_{\text{вл. и. п.}} = \Delta e_{\text{см}} / \Delta E_{\text{и. п.}},$$

где $E_{\text{и. п.}}$ — напряжение источника питания, составляет в прецизионных ОУ $10 \div 20 \text{ мкВ/В}$.

Входные токи $I_{\text{вх}}^-$, $I_{\text{вх}}^+$, проходя через сопротивления источников сигнала, создают падение напряжения, вызывающее дополнительную погрешность. Диапазон этих токов в ОУ очень широк: от $0,15 \text{ нA}$ в МДП (металл — диэлектрик — полупроводник) ОУ до 10 мкA в биполярных ОУ.

Разность входных токов $\Delta I_{\text{вх}}$, подобно $e_{\text{см}}$, приводит к разбалансу ОУ. В современных ОУ она находится в пределах от $0,05 \text{ нA}$ в МДП до 5 мкA в биполярных ОУ.

Дрейф разности входных токов $\Delta \Delta I_{\text{вх}} / \Delta T$ за счет изменения температуры окружающей среды затрудняет компенсацию погрешности, вызванной $\Delta I_{\text{вх}}$. В МДП ОУ наилучшим является значение $0,02 \text{ нA/}^\circ\text{C}$, в биполярных — наихудшим $30 \text{ нA/}^\circ\text{C}$.

Входное сопротивление ОУ $R_{\text{вх}}$ имеет две составляющие:

дифференциальную

$$R_{\text{вх. диф}} = \Delta(U_{\text{вх}}^+ - U_{\text{вх}}^-)/\Delta I_{\text{вх}}$$

и синфазную

$$R_{\text{вх. сф}} = \Delta(U_{\text{вх}}^+ + U_{\text{вх}}^-)/(2\Delta I_{\text{вх}}),$$

где $\Delta I_{\text{вх}}$ — изменение входного тока под воздействием приращений входных напряжений сигналов. Сопротивление $R_{\text{вх. диф}}$ для биполярных ОУ находится в диапазоне 10 кОм—10 МОм, а $R_{\text{вх. сф}}$ превышает 100 МОм.

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ уменьшает амплитуду выходного сигнала, особенно при работе ОУ на малое сопротивление нагрузки R_n . В зависимости от схемотехнического решения и назначения ОУ $R_{\text{вых}}$ составляет 20—2000 Ом.

К предельным параметрам ОУ относятся:

максимальное входное дифференциальное напряжение

$$U_{\text{вх. диф max}} = (U_{\text{вх}}^+ - U_{\text{вх}}^-)_{\text{max}};$$

максимальное входное синфазное напряжение

$$U_{\text{вх. сф max}} = (U_{\text{вх}}^+ + U_{\text{вх}}^-)_{\text{max}}/2;$$

максимальное выходное напряжение $U_{\text{вых max}}$;

максимальный выходной ток $I_{\text{вых max}}$, определяющий минимальное сопротивление нагрузки при максимальном выходном напряжении. Превышение $I_{\text{вых max}}$ может привести к выходу ОУ из строя. Для защиты ОУ от короткого замыкания на выходе иногда предусматривается специальный каскад.

Требования, предъявляемые к источнику питания ОУ, определяются напряжением $E_{\text{н.п.}}$, которое всегда биполярно ($\pm 12,6$, ± 15 , ± 27 В), и током потребления $I_{\text{пот}}$, находящимся в пределах от 25 мА до 10 мА.

Динамические параметры ОУ связаны с частотной и переходной характеристиками. Частота f_1 единичного усиления — это верхняя частота, на которой $K_U = 1$. Обычные значения f_1 составляют 0,3—14 МГц.

Переходная характеристика оценивается скоростью $v_{U_{\text{вых}}}$ нарастания и временем установления $T_{\text{уст}}$ выходного напряжения. Время $T_{\text{уст}}$ определяется как интервал, в течение которого $U_{\text{вых}}$ входит в зону заранее определенной погрешности относительно установленвшегося значения. Такой параметр используется, например, для ОУ, включенных в состав цифроаналоговых преобразователей (ЦАП).

Скорость $v_{U_{\text{вых}}}$ современных ОУ находится в диапазоне 0,03—10 В/мкс. Для улучшения динамических характеристик ОУ используется частотная коррекция.

Передаточная характеристика идеальной модели ОУ. Выше было перечислено 18 параметров, тогда как для полного описания ОУ необходимо знать их более 30. Однако для упрощения расчета решающих усилителей принято пользоваться моделью идеального ОУ.

Идеальный ОУ должен обладать: коэффициентом усиления K_U ; входными сопротивлениями $R_{\text{вх. диф}}$ и $R_{\text{вх. сф}}$, стремящимися к бесконечности; выходным сопротивлением $R_{\text{вых}}$; входными токами $I_{\text{вх}}$ и смещением $e_{\text{см}}$, стремящимися к нулю; скоростью спада частотной характеристики не более 20 дБ/дек. Последнее требование гарантирует устойчивую работу ОУ с применением ООС.

Особенности в принципах построения и работы ОУ. Рассмотрим классификацию ОУ (рис. 2.8). Прежде всего отметим, что ОУ могут быть построены без преобразования сигнала (БП) и с преобразованием сигнала (ПС) [6].

Операционные усилители БП получили наибольшее распространение, потому что просты и удобны для интегральной технологии изготовления. Их, в свою очередь, можно разбить на различные подгруппы в зависимости от построения входных и выходных каскадов. Наиболее часто их делят, в зависимости от типа входных транзисторов, на *ОУ с биполярными транзисторами (БТ), с полевыми транзисторами с плоскостными затворами (ПТПЗ) и с МДП-транзисторами*.

Операционные усилители с ПС обычно сложней и дороже, чем БП, но они необходимы для обеспечения минимальных значений дрейфа нуля и низкочастотных шумов. Эти ОУ представлены тремя подгруппами: *с модуляцией-демодуляцией (МДМ), с управляемыми генераторами (УГ) и с периодической компенсацией дрейфа (ПКД)*.

Каждая из перечисленных подгрупп ОУ может выполняться с применением параллельного *высокочастотного канала (ВЧК)* или *без него*. Кроме того, ОУ могут быть выполнены либо как преобразователи напряжения в напряжение, т. е. *без повторителя тока (ПТ) на входе*, либо как преобразователи тока в напряжение с *ПТ на входе*. Рассмотрим более подробно каждую из разновидностей реализации ОУ.

Операционные усилители без преобразования сигнала, использующие биполярные транзисторы (БП БТ), нашли широкое применение благодаря простоте изготовления, малому дрейфу ЭДС смещения и низкой стоимости. В настоящее время промышленность выпускает ОУ со структурой, содержащей два каскада усиления и один корректирующий. Одного каскада оказывается недостаточно для получения необходимого большого значения K_U , в то время как увеличение числа усилительных каскадов больше двух приводит к существенному усложнению устройства, корректирующего передаточную характеристику ОУ.

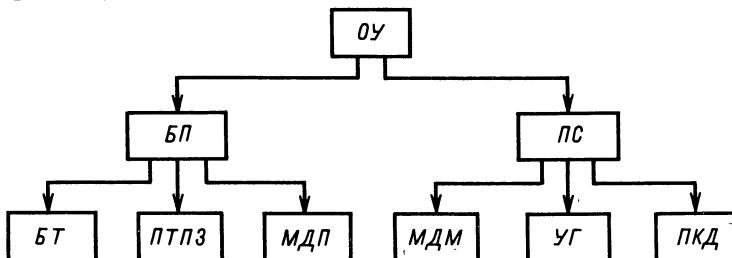


Рис. 2.8. Классификация ОУ по принципам построения

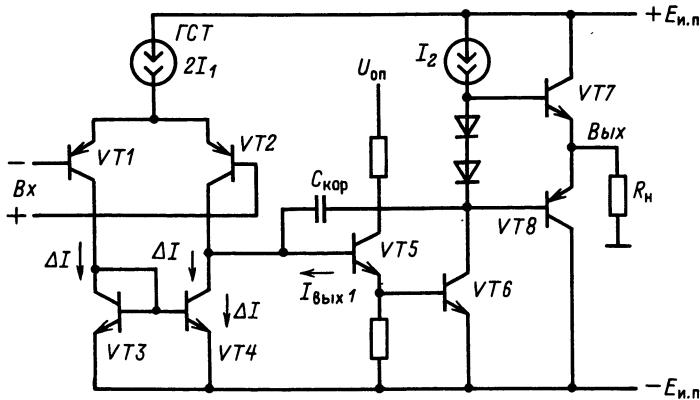


Рис. 2.9. Схема-модель типового ОУ без преобразования на биполярных транзисторах

На рис. 2.9 приведена *схема-модель типового ОУ*, включающая в себя *входной дифференциальный усилитель* (генератор стабильного тока ГСТ, находящийся в эмиттерах дифференциальной пары транзисторов VT_1 , VT_2 ; нагрузками являются транзисторы VT_3 и VT_4), *корректирующий каскад* (транзисторы VT_5 , VT_6 с конденсатором $C_{\text{кор}}$, включенным в цепь ООС) и *двухтактный усилитель мощности* (транзисторы VT_7 , VT_8) [1].

Работу *входного дифференциального каскада* можно проиллюстрировать диаграммой распределения тока ГСТ (рис. 2.10). При равенстве потенциалов на инвертирующем и неинвертирующем входах ($U_{\text{вх.диф}}=0$) токи эмиттеров транзисторов VT_1 и VT_2 равны между собой и составляют половину тока ГСТ, т. е. I_1 .

Пусть потенциал на инвертирующем входе станет более отрицательным за счет приращения $\Delta U_{\text{вх.диф}}$. Это приведет к увеличению эмиттерного и коллекторного токов транзистора VT_1 на

$$\Delta I = g_m \Delta U_{\text{вх.диф}},$$

где $g_m = I_1 / \varphi_T$, $\varphi_T = KT/q$; $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/°С; T — температура переходов транзисторов, К; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл. За этим последует уменьшение эмиттерного и коллекторного токов

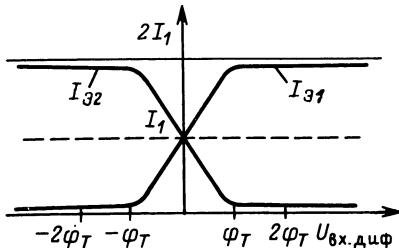


Рис. 2.10. Зависимости эмиттерных токов транзисторов VT_1 и VT_2 от напряжения $U_{\text{вх.диф}}$

транзистора $VT2$ за счет перераспределения тока ГСТ, поскольку $I_{\text{Э}1} + I_{\text{Э}2} = 2I_1$ (рис. 2.10). Возрастание коллекторного тока транзистора $VT1$ приведет к увеличению падения напряжения на базе транзистора $VT3$ относительно эмиттера, что, в свою очередь, создаст приращение тока коллектора транзистора $VT4$ на то же значение ΔI . Следовательно, первый каскад ОУ можно представить относительно выхода (коллекторы транзисторов $VT2$ и $VT4$) управляемым генератором тока:

$$I_{\text{вых}\,1} = 2\Delta I = 2g_m(U_{\text{вх}}^+ - U_{\text{вх}}^-).$$

Здесь коэффициент «2» отображает согласованное действие транзисторов $VT2$ и $VT4$. Диаграмма на рис. 2.10 позволяет определить диапазон разности входных напряжений, составляющий примерно $2\Phi_T \approx 52$ мВ при 300 К.

С точки зрения частотных свойств, входной и выходной усилительные каскады можно представить инерционными звеньями первого порядка с постоянными времени $\tau_{\text{вх}}$ и $\tau_{\text{вых}}$, причем, как правило, $\tau_{\text{вх}} \gg \tau_{\text{вых}}$:

$$\dot{K}_{U_{\text{вх}}} = K_{\text{вх}}/(1+j\omega\tau_{\text{вх}}); \quad \dot{K}_{U_{\text{вых}}} = K_{\text{вых}}/(1+j\omega\tau_{\text{вых}}).$$

Если эти два звена соединить последовательно между собой, то результирующая частотная характеристика, изображенная на рис. 2.11, в своей высокочастотной области ($\omega > 1/\tau_{\text{вых}}$) будет иметь наклон, превышающий 20 дБ/дек, что повлечет за собой самовозбуждение усилителя при подключении к нему внешней цепи обратной связи.

Для коррекции усилителя с целью предотвращения самовозбуждения используется *интегрирующее звено*, в состав которого

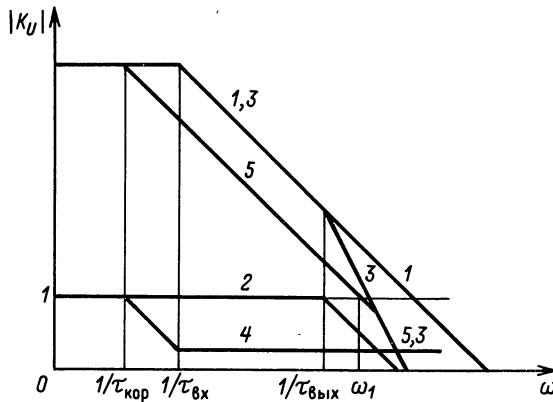


Рис. 2.11. Амплитудно-частотные характеристики ОУ с двумя усилительными и одним корректирующим каскадом.

1 — входного каскада; 2 — выходного каскада; 3 — последовательно включенных входного и выходного каскадов; 4 — корректирующего каскада; 5 — результирующая всех трех каскадов

входят эмиттерный повторитель на транзисторе VT_5 и каскад с общим эмиттером на транзисторе VT_6 . Эффект интегрирования получают за счет включения в цепь ООС корректирующего конденсатора $C_{\text{кор}}$. Коэффициент передачи такого корректирующего звена описывается соотношением

$$|K_{U \text{ кор}}| = -K'_{U \text{ кор}} (R_{\text{вх. кор}} / R_{\text{вых. вх}}) (1 + j\omega \tau_{\text{диф}}) / (1 + j\omega \tau_{\text{кор}}),$$

где $-K'_{U \text{ кор}}$ — собственный коэффициент передачи каскада коррекции без учета обратной связи; $R_{\text{вх. кор}}$ — входное сопротивление каскада коррекции; $R_{\text{вых. кор}}$ — выходное сопротивление корректирующего каскада; $R_{\text{вых. вх}}$ — выходное сопротивление входного каскада;

$$\tau_{\text{диф}} = R_{\text{вых. кор}} C_{\text{кор}}$$

— постоянная времени эквивалентной дифференцирующей цепи;

$$\tau_{\text{кор}} = (R_{\text{вх. кор}} K'_{U \text{ кор}} + R_{\text{вых. кор}}) C_{\text{кор}}$$

— постоянная времени эквивалентной интегрирующей цепи.

Выбирая $\tau_{\text{диф}} = \tau_{\text{вх}}$, получаем требуемую частотную характеристику ОУ, составленного из последовательно включенных входного, корректирующего и выходного каскадов (рис. 2.11) [5]. Теперь второй излом АЧХ находится за пределами частоты единичного усиления, что свидетельствует об устойчивости такого ОУ.

Перейдем от схемы-модели типового ОУ без преобразования сигнала к некоторым конкретным реализациям [1, 3] (см. приложение 4). В качестве исходного возьмем ОУ типа К140УД7, выполненный полностью на биполярных транзисторах. Желание увеличить на порядок коэффициент усиления K_U и на 30 дБ коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{ос. с. ф}}$ привело к созданию прецизионных ОУ типа КМ551УД1 и К553УД5. Удалось также в 3—4 раза уменьшить напряжение смещения нуля и в 2 раза входные токи. В отличие от других ОУ здесь контролируется такой важный параметр, как коэффициент влияния источников питания.

Для достижения этих результатов предпринят целый ряд мер. Входной каскад представляет собой две последовательно соединенные дифференциальные пары, параллельное включение двух транзисторов в каждом из плеч первой дифференциальной пары. Уделено внимание расположению и размерам транзисторов на поверхности кристалла интегральной микросхемы. В качестве недостатка следует отметить отсутствие внутренней частотной коррекции (необходимо подключать внешнюю корректирующую емкость).

Существенного (почти на два порядка) уменьшения входных токов удалось добиться разработчикам ОУ типа К140УД14 применением супер-бета-транзисторов (транзисторов

со сверхбольшим коэффициентом усиления по току). Еще меньшим входным током обладает ОУ типа К284УД1 за счет того, что на его входе стоят полевые транзисторы с плоскостными затворами.

Применение в ОУ дополнительного высокочастотного канала (ВЧК) в интегральной микросхеме типа К140УД11 привело почти к 20-кратному увеличению частоты единичного усиления по сравнению с частотой ОУ типа К140УД7. Более чем на порядок также удалось увеличить эту частоту и одновременно уменьшить входной ток в ОУ типа К574УД1 за счет применения МДП-транзисторов.

Операционные усилители типа К140УД13 на МДП-транзисторах с применением способа модуляции-демодуляции (МДМ). Применение полевых транзисторов с изолированным затвором позволило уменьшить входные токи до уровня $I_{\text{вх}} \leq 0,5 \text{ нА}$, а разность входных токов до $\Delta I_{\text{вх}} \leq 0,2 \text{ нА}$ [3]. Соответственно входное сопротивление возросло до $R_{\text{вх}} = 100 \text{ МОм}$ [2]. Существенным недостатком применения МДП-транзисторов явилось более чем десятикратное, по сравнению с ОУ на биполярных транзисторах, увеличение напряжения смещения (50 мВ).

В ОУ типа К140УД13 для уменьшения напряжения смещения и его дрейфа используется способ модуляции-демодуляции (МДМ). Схема состоит из следующих узлов (рис. 2.12, 2.13): балансного модулятора (БМ) (ключи $Kл1$ — $VT6$, $Kл2$ — $VT7$, $Kл3$ — $VT8$, $Kл4$ — $VT9$); генератора импульсов (ГИ) ($VT1$ — $VT4$)—самовозбуждающегося мультивибратора, который может работать как в автономном режиме, так и в режиме внешней синхронизации; дифференциального УПТ ($VT10$ — $VT29$); выходного ключа ($Kл5$ — $VT5$), входящего в состав демодулятора (ДМ). Разделительная емкость C_p , включенная между УПТ и ДМ, фильтр низких частот (ФНЧ) $R_{\Phi}C_{\Phi}$ и емкость $C_{\text{ги}}$ генератора импульсов выполняются навесным монтажом.

Проследим работу ОУ (рис. 2.14). Пусть на инвертирующий вход ($Bx1$ —зажим 2 на рис. 2.13) и неинвертирующий вход ($Bx2$ —зажим 3) поданы

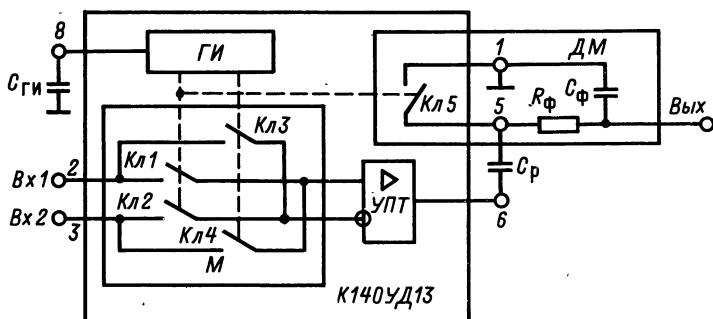


Рис. 2.12. Структурная схема ОУ МДМ типа К140УД13

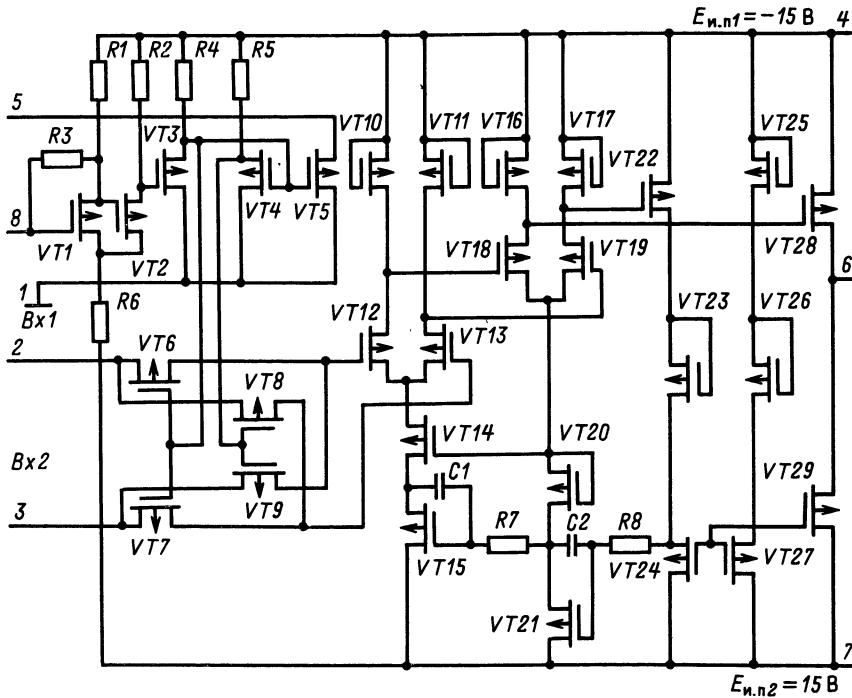


Рис. 2.13. Принципиальная электрическая схема ОУ типа К140УД13

соответственно напряжения $U_{\text{вх}}^-$ и $U_{\text{вх}}^+$. Если в какой-то момент времени на выходе ГИ (см. рис. 2.12), управляющем ключами $\text{Кл}1$ и $\text{Кл}2$, напряжение (на стоке $VT3$) отрицательно, то эти ключи будут замкнуты, благодаря чему к неинвертирующему входу УПТ подключится напряжение $U_{\text{вх}}^-$, а к инвертирующему — $U_{\text{вх}}^+$. В этот же момент времени с выхода ГИ, управляющего ключами $\text{Кл}3$ и $\text{Кл}4$, напряжение (на стоке $VT4$) равно нулю и эти ключи оказываются разомкнутыми.

В следующей половине такта работы ГИ состояние всех ключей изменяется на противоположное и т. д. В результате входной сигнал УПТ оказывается промодулированным импульсами ГИ. Этот сигнал вместе с наложенным на него медленно изменяющимся $E_{\text{см}}$ усиливается в УПТ (зажим 6) и через разделительный конденсатор C_p поступает на демодулятор, ключ $\text{Кл}5$ которого управляет тем же сигналом, что и ключи $\text{Кл}1$, $\text{Кл}2$. Когда управляющий сигнал отрицателен, ключ $\text{Кл}5$ замкнут и напряжение на зажиме 5 оказывается равным нулю.

При размыкании $\text{Кл}5$ через C_p передается лишь амплитуда импульса с выхода УПТ, равная $(U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1})$, а медленно изменяющееся усиленное в УПТ напряжение $E_{\text{см}}$ не проходит. В результате действия выпрямленного с помощью ключа $\text{Кл}5$ импульсного напряжения на ФНЧ на выходе ОУ наблюдается сглаженный сигнал, пропорциональный разности напряжений $U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1}$.

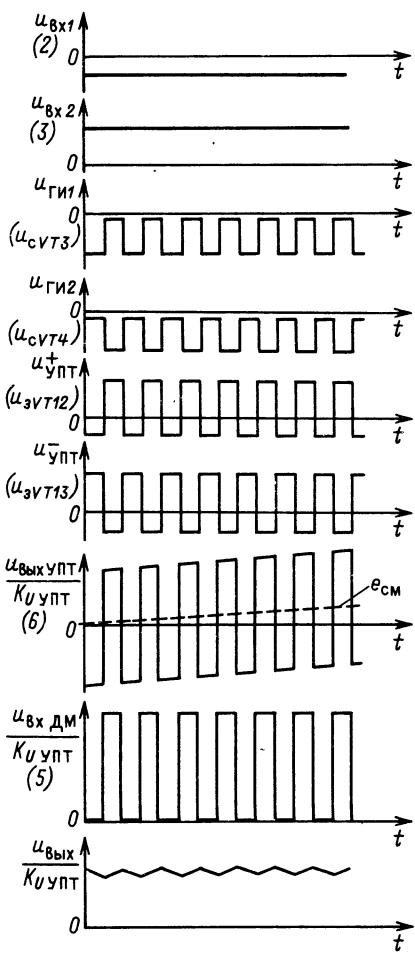


Рис. 2.14. Временные диаграммы процессов в ОУ типа К140УД13

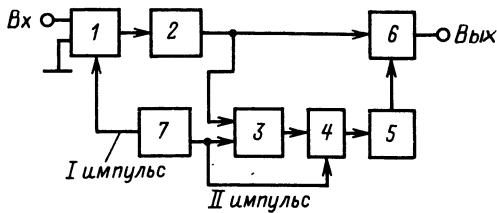
Итак, благодаря способу МДМ удалось в ОУ К140УД13, выполненном на КМДП-транзисторах, уменьшить напряжение смещения до $E_{\text{см}} = 50 \text{ мВ}$, сохранив при этом преимущества ОУ на МДП-транзисторах в отношении входных токов. Однако в этой схеме $K_U = 10^4$ (при $R_{\text{вых}} = 5 \text{ кОм}$, $K_{\text{ос.сф}} = -90 \text{ дБ}$), поэтому для применения в РУ требуется подключение дополнительных усилителей. При этом ОУ К140УД13 выступает в роли предварительного усилителя (см. приложение 4).

К недостатку МДМ-усилителей следует отнести большое время нарастания фронта и малое значение частоты единичного усиления, определяемые частотой повторения ГИ и допустимой пульсацией напряжения на нагрузке, так как чем ниже частота и уровень пульсаций, тем больше должна быть постоянная времени ФНЧ. Для устранения этого недостатка применяют комбинированные усилители, в которых усиление постоянных

и низкочастотных составляющих производится МДМ-усилителем, а высокочастотного спектра — более широкополосным усилителем, т. е. используется система с ВЧК.

Операционные усилители с управляемыми генераторами относятся к классу усилителей с преобразованием сигнала (ПС). Особенность таких усилителей заключается в том, что при появлении на входе напряжения определенной полярности образуется цепь положительной обратной связи и усилитель возбуждается. С выхода усилителя низкой частоты (УНЧ) напряжение подается на модулятор и демодулятор. Такая схема позволяет упростить усилитель, сохранив хорошие метрологические и динамические характеристики: малый дрейф нуля и большое входное сопротивление.

Рис. 2.15. Структурная схема ОУ с ПКД



Наибольшее распространение в усилителях этого типа получили модуляторы на варикапах. Параметрический мост, состоящий из варикапов и резисторов, управляет степенью положительной обратной связи. Если на вход усилителя подан сигнал, мост разбалансируется и в системе возникают колебания, амплитуда которых пропорциональна напряжению входного сигнала, а частота определяется параметрами колебательного контура, образованного катушкой индуктивности, конденсатором и варикапами. Демодулятором служит переход эмиттер—база транзистора, в коллекторную цепь которого включена нагрузка со слаживающим пульсации конденсатором. Дрейф такого ОУ составляет $10 \text{ мкВ/}^{\circ}\text{C}$, коэффициент усиления 10^4 , частота преобразования примерно 2 кГц [7].

Операционные усилители с периодической коррекцией дрейфа (ПКД). На рис. 2.15 приведена структурная схема такого усилителя (для простоты дифференциальный вход ОУ представлен одиночным), на рис. 2.16 — временные диаграммы, поясняющие работу устройства [8].

Устройство содержит входной ключ 1, усилитель 2, управляемый фильтр 3, дополнительный ключ 4, элемент памяти 5, выходной сумматор 6, формирователь управляемых импульсов 7.

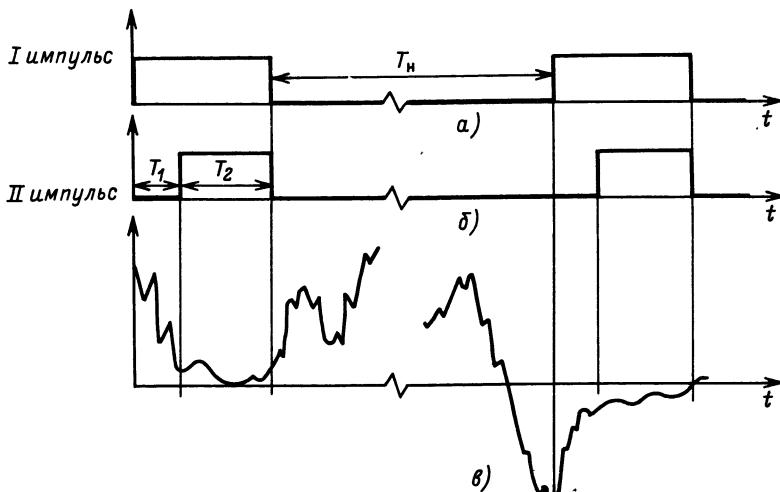


Рис. 2.16. Временные диаграммы, поясняющие работу ОУ с ПКД

Операционный усилитель с ПКД работает следующим образом. Первый импульс с первого выхода формирователя 7 (рис. 2.16, а) поступает на управляемый вход входного ключа 1, который переключает вход усилителя 2 с источника сигнала на шину с нулевым потенциалом.

Затем, по истечении времени переходных процессов, в усилителе 2 с задержкой T_1 второй импульс со второго выхода формирователя (рис. 2.16, б) поступает на управляемый фильтр 3 и переключает его верхнюю граничную частоту, уменьшая ее до оптимального значения $f_{\text{кор.опт}}$, и на дополнительный ключ 4, в результате чего вход элемента памяти 5 подключается к выходу управляемого фильтра 3. Спустя время T_2 анализа нулевого уровня (рис. 2.16, б, в) переходные процессы в управляемом фильтре 3 заканчиваются и оба импульса формирователя 7 одновременно пропадают; полезный сигнал получает возможность пройти со входа через входной ключ 1, усилитель 2 и выходной сумматор 6 на выход, при этом запомненный в элементе памяти 5 уровень корректирующего сигнала поступает на выходной сумматор 6, осуществляя сдвиг выходного сигнала до момента появления нового импульса формирователя 7. На все время наблюдения $T_{\text{нб}}$ сигнала восстанавливается широкая полоса пропускания управляемого фильтра 3.

Таким образом, в описываемом устройстве после коммутации входа усилителя входным ключом 1, управляемым импульсом с первого выхода формирователя 7, предусмотрен интервал времени T_1 (рис. 2.16, б, в), в течение которого сигнал на выходе управляемого фильтра 3 успевает уменьшиться до уровня шумов во всей полосе частот сигнала. Для сокращения времени T_1 верхнюю граничную частоту управляемого фильтра 3 на этот период делают равной верхней граничной частоте спектра сигнала. Оптимальным значением длительности интервала T_1 является

$$T_{1\text{opt}} = \ln D / f_{\text{в}},$$

где $D = U_{\text{вх, max}} / U_{\text{вх, ш}}$ — динамический диапазон входного сигнала.

По истечении T_1 полосу пропускания управляемого фильтра 3 путем подачи импульса со второго выхода формирователя 7 уменьшают до оптимального значения, с тем чтобы снизить уровень собственных шумов и тем самым повысить точность корректирующего напряжения. Одновременно подключают и элемент памяти, вводя в него новое значение корректирующего напряжения.

Оптимальная верхняя граничная частота управляемого фильтра определяется по формуле

$$f_{\text{в, кор опт}} = 1 / [\pi (T_{\text{нб}} + 2T_0)],$$

где T_0 — интервал времени между моментом окончания коррекции и моментом начала наблюдения за сигналом.

Оптимальная длительность интервала T_2 соответствует длительности переходного процесса, зависящего от шумов и остатков сигнала в условиях уменьшенной полосы пропускания управляемого фильтра и рассчитывается по формуле

$$T_{2\text{opt}} = \ln (f_{\text{в}} / f_{\text{в, кор}}) / f_{\text{в, кор}}.$$

При реализации такого ОУ могут служить: ключами — МДП-транзисторы; управляемым фильтром — интегрирующая RC -цепь с коммутируемой емкостью;

элементом памяти — устройство выборки и хранения; выходным сумматором — дифференциальный усилитель, а формирователем управляющих импульсов — два последовательно включенных ждущих мультивибратора.

Дифференцирование и интегрирование с помощью ОУ. Как было отмечено в § 2.2, простейшие RC -цепи не позволяют осуществлять высококачественное дифференцирование и интегрирование аналоговых сигналов. Покажем, что ОУ, близкие по своим свойствам к идеальной модели, в сочетании с внешней RC -цепью хорошо реализуют эти функции.

Пусть сигнал, подлежащий обработке, подается на инвертирующий вход ОУ через комплексное сопротивление \dot{Z}_1 (рис. 2.17). Пусть также неинвертирующий вход ОУ подключен к нулевому потенциалу, а между выходом ОУ и инвертирующим входом в качестве цепи ООС включено комплексное сопротивление обратной связи $\dot{Z}_{o.c}$.

Если пренебречь входным током ОУ, то можно записать выражения для входного тока решающего усилителя (РУ), протекающего последовательно через сопротивления \dot{Z}_1 и $\dot{Z}_{o.c}$:

$$I_{bx PY} = (U_{bx PY} - U_{bx OY})/\dot{Z}_1 = (U_{bx OY} - U_{bx})/\dot{Z}_{o.c}.$$

Заменим в этих выражениях $U_{bx OY}$ на $-U_{bx}/K_{U OY}$, используя определение коэффициента усиления ОУ. Получим:

$$(U_{bx}/\dot{Z}_{o.c})[1 + (1 - \dot{Z}_{o.c}/\dot{Z}_1)/K_{U OY}] = -U_{bx PY}/\dot{Z}_1.$$

Полагая, что выполняется следующее усиленное неравенство:

$$(1 - \dot{Z}_{o.c}/\dot{Z}_1)/K_{U OY} \ll 1$$

(в основном, за счет большой величины $K_{U OY}$), окончательно находим выражение для коэффициента передачи решающего усилителя:

$$K_{U PY} = U_{bx}/U_{bx PY} = -Z_{o.c}/Z_1.$$

Если в качестве входного элемента использовать конденсатор C , а элемента обратной связи — резистор R , то выражая их через

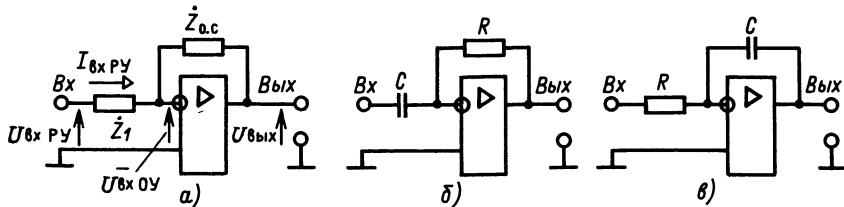


Рис. 2.17. Решающий усилитель:

а — общий вид; б — использование в качестве дифференцирующего устройства; в — использование в качестве интегрирующего устройства

$$\dot{Z}_1 = 1/(j\omega C), \quad \dot{Z}_{o.c} = R,$$

получаем коэффициент передачи дифференцирующего устройства, представленного на рис. 2.17, б: $K_{U_{PY}} = -j\omega t$.

Если резистор и конденсатор поменять местами (рис. 2.17, в), получим коэффициент передачи интегрирующей цепи: $K_{U_{PY}} = -1/(j\omega t)$.

Сравним процессы перезарядки конденсатора в указанной схеме с аналогичными процессами в простейшей интегрирующей RC -цепи (рис. 2.3) [26].

В соответствии с законом Кирхгофа из рис. 2.17, в следует, что

$$e_r = i_R R + u_{bxoy}, \quad (2.38)$$

где e_r — ЭДС, действующая на входе интегратора; i_R — ток, протекающий через сопротивление R ; u_{bxoy} — напряжение на инвертирующем входе ОУ.

Напряжение на выходе ОУ определяется коэффициентом усиления:

$$u_{bxoy} = -|K_{U_{OY}}| u_{bxoy}. \quad (2.39)$$

Напряжение на конденсаторе C можно найти как разность напряжений на его обкладках относительно корпуса:

$$u_C = u_{bxoy} - u_{bxoy} = u_{bxoy} - (-|K_{U_{OY}}| u_{bxoy}) = (1 + |K_{U_{OY}}|) u_{bxoy}.$$

Отсюда

$$u_{bxoy} = u_C / (1 + |K_{U_{OY}}|). \quad (2.40)$$

Поскольку входная цепь ОУ тока не пропускает, входной ток интегратора определяется равенствами

$$i_{bx} = i_R = i_C = C du_C / dt. \quad (2.41)$$

Подставляя (2.39) и (2.41) в (2.38), получаем

$$e_r = RC du_C / dt + u_C / (1 + |K_{U_{OY}}|),$$

или

$$e_r (1 + |K_{U_{OY}}|) = (1 + |K_{U_{OY}}|) RC du_C / dt + u_C (t). \quad (2.42)$$

Сравнивая (2.42) с (2.20), находим, что интегратор с применением ОУ эквивалентен такой интегрирующей RC -цепи, у которой постоянная времени

$$\tau_{экв} = (1 + |K_{U_{OY}}|) RC$$

в $(1 + |K_{U_{OY}}|)$ раз больше постоянной времени простой RC -цепи. Кроме того, эквивалентная действующая ЭДС на входе интегратора с применением ОУ

$$e_{экв, r} = e_r (1 + |K_{U_{OY}}|)$$

также увеличена в $(1 + |K_{U_{OY}}|)$ раз. Следует заметить, что выходное напряжение интегратора с ОУ, получаемое подстановкой (2.40) в (2.39):

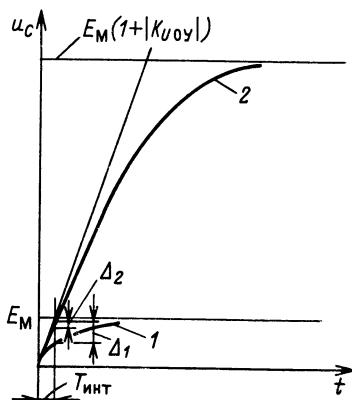


Рис. 2.18. Временные диаграммы напряжения на конденсаторе при воздействии скачка напряжения $1(t)E_m$ на входе:
1—простой RC -цепи; 2—интегратора на основе ОУ при воздействии скачка напряжения $1(t)E_m$ на входе

$u_{\text{вых} \text{OY}} = -u_C |K_{Uoy}| / (1 + |K_{Uoy}|)$,
ввиду того что $|K_{Uoy}| \gg 1$ может считаться равным

$$u_{\text{вых} \text{OY}} \approx -u_C.$$

На рис. 2.18 показано, как изменяется во времени напряжение на конденсаторе C при действии на входе двух схем положительного перепада напряжения.

Видно, что начальная скорость нарастания напряжения на конденсаторе одинакова для обоих случаев. Из рисунка следует также, что при одинаковом времени интегрирования $T_{\text{инт}}$ и равных постоянных времени $\tau = RC$ погрешность интегрирования Δ_2 в схеме с ОУ получается гораздо меньшей по сравнению с аналогичной погрешностью Δ_1 в простой RC -цепи. Последнее обстоятельство и обеспечило широкое применение интеграторов на основе ОУ в современной радиоэлектронике.

Контрольные вопросы

1. В чем заключается принцип независимости (суперпозиции)?
2. Приведите примеры пассивных и активных линейных элементов.
3. Какие процессы называют стационарными?
4. Что называют переходной характеристикой элемента или цепи?
5. Как определяется задержка распространения сигнала в цепи?
6. Как оценивается время установления переходного процесса?
7. Что называется передаточной функцией цепи?
8. Что такое импульсная характеристика цепи?
9. В чем заключается метод интеграла наложения?
10. Составьте дифференциальное уравнение для простейшей RC -цепи.
11. Какой надо выбрать постоянную времени разделительной RC -цепи, чтобы при прохождении через нее прямоугольного импульса спад вершины не превысил 1%?
12. Какой надо выбрать постоянную времени дифференцирующей RC -цепи, чтобы при длительности фронта, равной 1 мкс, и амплитуде, равной 5 В, амплитуда сигнала на выходе составила примерно 0,2 В?
13. Назовите преимущества и недостатки простейших интегрирующих и дифференцирующих RC -цепей.
14. Что называется операционным усилителем?

15. Какими свойствами должен обладать идеальный ОУ?
16. Назовите статические параметры ОУ.
17. Перечислите динамические параметры ОУ.
18. Для какой цели в ОУ применяется корректирующий каскад?
19. Какие преимущества перед полевыми транзисторами дает применение в ОУ биполярных транзисторов?
20. Какие преимущества перед биполярными транзисторами дает применение в ОУ полевых транзисторов?
21. Какие разновидности ОУ с преобразованием сигнала Вы знаете?
22. Объясните принцип действия ОУ с использованием МДМ-преобразования.
23. Для каких целей в ОУ применяется высокочастотный канал?
24. Объясните принцип действия ОУ с периодической коррекцией дребезга.
25. Изобразите схему дифференцирующего устройства с использованием ОУ.
26. Приведите схему интегрирующего устройства с применением ОУ.

Глава 3

ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ (ЛИНИИ) ПЕРЕДАЧИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

3.1. ДЛИННЫЕ ЛИНИИ

Назначение линий передачи, требования к ним. Длинными линиями называются линии передачи электромагнитной энергии, образованные двумя параллельными проводниками, длина которых превышает длину волны λ передаваемых колебаний, и расстояние между которыми много меньше λ .

Длинные линии бывают двухпроводными и коаксиальными. Применяются они в телеграфно-телефонной связи, телевидении, радиолокации. В современной радиоэлектронике в связи с использованием широкополосных (свыше 10 МГц) сигналов даже небольшие отрезки коаксиального кабеля, соединяющего отдельные блоки системы, расположенные в одном помещении, должны рассматриваться как длинные линии. Интерфейсы современных вычислительных комплексов, связанных с цифровой обработкой аналоговых сигналов в названных системах, должны быть высококачественными. Поэтому к линиям передачи предъявляются особенно высокие требования в отношении неискаженной передачи сигналов. Важным требованием является также минимальное ослабление (затухание) передаваемого сигнала. Вот почему необходимо знать параметры и характеристики длинных линий.

Переходные процессы в длинной линии, ее волновое сопротивление. Длинные линии относятся к цепям с *распределенными параметрами*. Это обстоятельство накладывает отпечаток на методику исследования свойств длинных линий.

Будем рассматривать лишь *однородные* линии, у которых параметры не изменяются вдоль линии. Линиям присущи четыре первичных параметра: *активное сопротивление* R_1 , Ом/км; *проводимость утечки* G_1 , См/км; *индуктивность* L_1 , Гн/км; *емкость* C_1 , Ф/км. Индекс «1» подчеркивает, что все значения даются в расчете на 1 км длины линии.

Схематически элементарный отрезок линии длиной dl изображен на рис. 3.1. Дифференциальные уравнения для напряжения и тока в некоторой произвольной точке линии получим, если учтем, что падение напряжения на элементе длиной dl состоит из активного и индуктивного падений напряжений:

$$-du = [L_1 (di/dt) + R_1 i] dl, \quad (3.1)$$

а потери тока — из тока утечки и емкостного тока:

$$-di = [C_1 (du/dt) + G_1 u] dl. \quad (3.2)$$

Поделим (3.1) и (3.2) на dl :

$$-du/dl = L_1 (di/dt) + R_1 i;$$

$$-di/dl = C_1 (du/dt) + G_1 u.$$

Выведенные соотношения позволяют исследовать переходные процессы в линиях при различных условиях согласования с источниками сигнала и нагрузкой. Наиболее простые выражения получаются для линии без потерь, т. е. когда $R_1 = G_1 = 0$. В этом случае *волновое сопротивление* линии определяется формулой

$$w = \sqrt{L_1/C_1},$$

а *скорость распространения* сигнала вдоль линии

$$v = 1/\sqrt{L_1 C_1}.$$

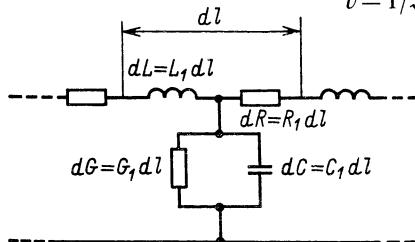


Рис. 3.1. Эквивалентная схема элементарного отрезка длинной линии

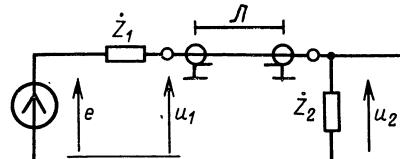


Рис. 3.2. Длинная линия с источником сигнала $e(t)$, входным Z_1 и выходным Z_2 сопротивлениями

Рассмотрим наиболее характерные режимы согласования линии (рис. 3.2). Сначала рассмотрим два предельных режима: короткозамкнутой и разомкнутой длинной линии. Предположим, что на входе линии без потерь при $Z_1=0$ в момент времени $t=0$ включается постоянная ЭДС ($u_1=E$). При этом время распространения волны вдоль участка линии длиной l оказывается равным $\tau_l=l/v$, а время распространения волны вдоль всей линии длиной \mathcal{L} равно $\tau=\mathcal{L}/v$.

Длинные линии, разомкнутые на конце (режим холостого хода). Полагая сопротивление нагрузки $Z_2 \rightarrow \infty$ (рис. 3.2), получаем соотношения для переходных процессов напряжения и тока:

$$u=E[1(\tau_l)+1(2\tau-\tau_l)-1(2\tau+\tau_l)-1(4\tau-\tau_l)+\dots]; \quad (3.3)$$

$$i=(E/w)[1(\tau_l)-1(2\tau-\tau_l)-1(2\tau+\tau_l)+1(4\tau-\tau_l)+\dots]. \quad (3.4)$$

Эти формулы показывают, что в любой точке наблюдения напряжение и ток меняются скачком: напряжение на величину $\pm E$, а ток — на величину $\pm E/w$ (рис. 3.3). Первая волна напряжения появляется в момент времени $\tau_l=l/v$ после включения ЭДС E . Вторая волна, отраженная от конца линии, имеющая тот же знак, прибывает к точке наблюдения через время $2(\tau-\tau_l)$ после первой волны, т. е. позже на время, необходимое для двойного пробега (вперед и назад) участка линии ($\mathcal{L}-l$), и т. д. Каждое следующее слагаемое — результат отражения от начала линии (короткозамкнутого, вследствие того, что $Z_1=0$) или от конца. При отражении от начала волна меняет свой знак, и напряжение восстанавливается до значения E .

Волны тока появляются в те же моменты времени, но при отражении от разомкнутого конца меняют свой знак, и ток падает до нуля, а при отражении от начала линии ток становится отрицательным.

Анализ (3.3), (3.4) и временных диаграмм (рис. 3.3) позволяют сделать выводы о том, что длинные линии, разомкнутые

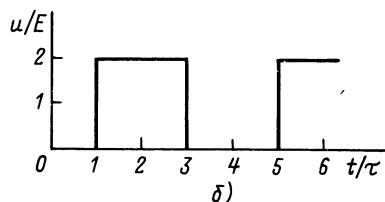
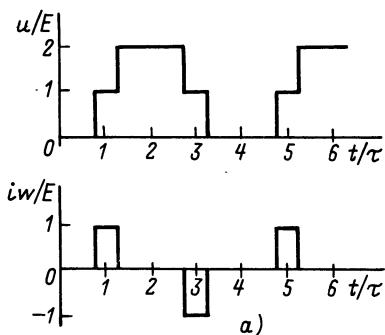


Рис. 3.3. Эпюры напряжений и токов в длинной линии, разомкнутой на конце:
а — при $l=0,75\mathcal{L}$, б — при $l=\mathcal{L}$

на конце, могут использоваться в качестве формирователей импульсов прямоугольной формы амплитудой $U_m = 2E$ и длительностью $T_i = 2\mathcal{L}/v$ и в качестве элементов задержки (на $T_{zd} = l/v$) коротких импульсов.

Длинные линии, замкнутые на конце (режим короткого замыкания). Для таких линий $Z_2 = 0$, уравнения имеют вид

$$u = E[1(\tau_i) - 1(2\tau - \tau_i) + 1(2\tau + \tau_i) - 1(4\tau - \tau_i) + \dots]; \quad (3.5)$$

$$i = (E/w)[1(\tau_i) + 1(2\tau - \tau_i) + 1(2\tau + \tau_i) + 1(4\tau - \tau_i) + \dots]. \quad (3.6)$$

В этом случае напряжение меняется от 0 до E , а ток возрастает беспрепятственно, увеличиваясь за каждый период на $2E/w$ (рис. 3.4). Легко видеть, что длинную линию, короткозамкнутую на конце, можно использовать для формирования коротких импульсов прямоугольной формы.

Длинные линии с согласованной нагрузкой. Для таких линий ($Z_2 = w$) напряжение и ток имеют следующий вид:

$$u = E \cdot 1(\tau_i); \quad i = (E/w) \cdot 1(\tau_i). \quad (3.7)$$

Из (3.7) следует, что в точке наблюдения l , до которой волна доходит от начала за время $\tau_i = l/v$, при $t < \tau_i$ напряжение и ток равны нулю, а при $t \geq \tau_i$ напряжение скачком принимает значение E , а ток — E/w , и эти значения сохраняются в дальнейшем без изменения (рис. 3.5).

С учетом того что в данном случае отсутствуют отраженные волны, длинные линии, согласованные на конце, используются либо как линии связи, либо как элементы задержки сигналов на временнóй интервал $\tau = \mathcal{L}/v$.

Иногда для предотвращения многократных отражений вдоль линии, в случае отключения по какой-либо причине согласованной нагрузки, применяют одновременно согласованный режим на входе, т. е. используют условие $Z_1 = w$.

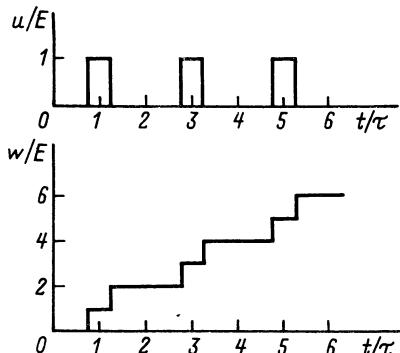


Рис. 3.4. Временные диаграммы напряжений и токов в длинной линии, короткозамкнутой на конце при $l = 0,75\mathcal{L}$

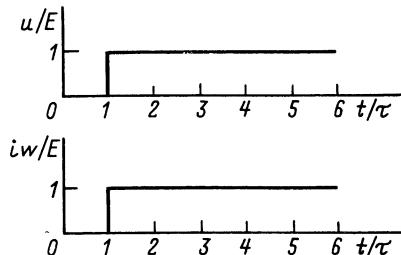


Рис. 3.5. Временные диаграммы напряжений и токов в длинной линии, согласованной на конце при $l = \mathcal{L}$

Длинные линии, нагруженные на активную несогласованную нагрузку. Посмотрим, как влияет на переходную характеристику длинной линии рассогласование нагрузки, которое может возникнуть при изменении климатических условий, за счет старения элементов, отличия реальных параметров линии и нагрузки от номинальных и пр. Зададимся произвольным сопротивлением $Z_2 = R_2$. Получим окончательные формулы:

$$u = E [1(\tau_l) - \alpha \cdot 1(2\tau - \tau_l) + \alpha \cdot 1(2\tau + \tau_l) - \alpha^2 \cdot 1(4\tau - \tau_l) + \alpha^2 \cdot 1(4\tau + \tau_l) - \alpha^3 \cdot 1(6\tau - \tau_l) + \dots]; \quad (3.8)$$

$$i = (E/w) [1(\tau_l) + \alpha \cdot 1(2\tau - \tau_l) + \alpha \cdot 1(2\tau + \tau_l) + \alpha^2 \cdot 1(4\tau - \tau_l) + \alpha^2 \cdot 1(4\tau + \tau_l) + \dots], \quad (3.9)$$

где $\alpha = (w - R_2)/(w + R_2)$ — коэффициент рассогласования нагрузки.

Характер влияния рассогласования нагрузки на переходную функцию длинной линии показан на рис. 3.6. Видно, что процессы изменения напряжения и тока носят затухающий характер, причем напряжение стремится к значению E , а ток — к E/R_2 . Кроме того, чем меньше коэффициент рассогласования (по модулю), тем короче переходный процесс:

$$\tau_{\text{пер}} = \tau / (1 - |\alpha|).$$

Здесь $\tau_{\text{пер}}$ — постоянная времени переходного процесса.

Легко убедиться в том, что выражения (3.3), (3.4), выведенные для холостого хода ($R_2 \rightarrow \infty$, $\alpha \rightarrow -1$); (3.5), (3.6) — для короткого замыкания ($R_2 = 0$, $\alpha = 1$) и (3.7) — для согласованной нагрузки ($R_2 = w$, $\alpha = 0$), являются частными случаями общих формул (3.8) и (3.9).

Принцип частотного и временного уплотнения линий и их работы. Чтобы по одной линии связи передавать сразу несколько сообщений, независимых между собой, применяются различные методы уплотнения линий.

При частотном методе уплотнения (рис. 3.7) каналы информации в линии связи отличаются своими поднесущими частотами.

Пусть на амплитудный модулятор подается сигнал поднесущей (опорной) частоты

$$u_{\text{оп}}(t) = U_{\text{опМ}} \cos(\omega_{\text{оп}} t)$$

и информационный сигнал

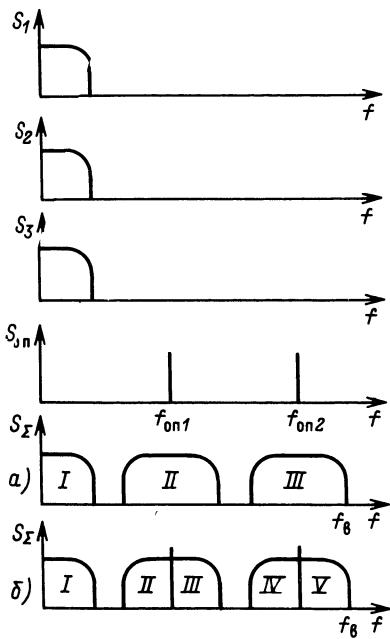
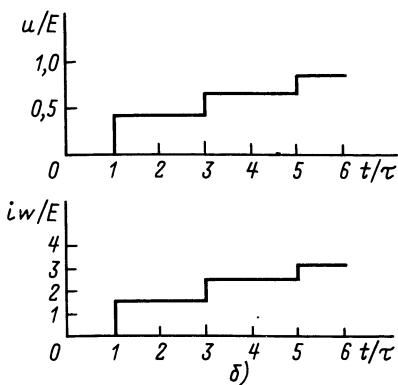
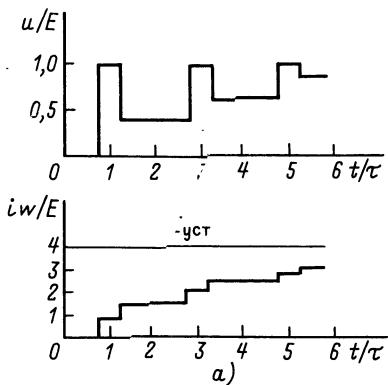
$$u_{\text{инф}}(t) = U_{\text{инфМ}} \cos(\omega_{\text{инф}} t).$$

Тогда на выходе модулятора, реализующего функцию перемножения, получим

$$u_{\text{вых. мод}} = u_{\text{оп}}(t) u_{\text{инф}}(t) K_{\text{мод}} = K_{\text{мод}} U_{\text{опМ}} U_{\text{инфМ}} \cos(\omega_{\text{оп}} t) \cos(\omega_{\text{инф}} t).$$

Применив к этому выражению формулу преобразования произведения косинусов в сумму, запишем:

$$u_{\text{вых. мод}} = (K_{\text{мод}} U_{\text{опМ}} U_{\text{инфМ}} / 2) \{ \cos[(\omega_{\text{оп}} - \omega_{\text{инф}}) t] + \cos[(\omega_{\text{оп}} + \omega_{\text{инф}}) t] \} = \\ = U_{\text{вых. модМ}} [\cos(\omega_{\text{в. б}} t) + \cos(\omega_{\text{в. б}} t)].$$



частот, то после амплитудной модуляции этот спектр преобразуется в двухполосный, занимающий *нижнюю и верхнюю боковые полосы частот*.

Иногда два канала могут работать на одной поднесущей: один — на *нижней боковой полосе* (например, второй на рис. 3.7, б), другой (например, третий) — на *верхней*. В этом случае число каналов, размещенных в полосе пропускания линии связи, увеличивается. Однако это достигается путем усложнения аппаратуры уплотнения, модулятора и демодулятора (рис. 3.8).

Рис. 3.6. Временные диаграммы напряжений и токов в линии с рассогласованной ($\alpha=0,6$, $R_2=w/4$) нагрузкой:
а — при $l=0,75\mathcal{L}$; б — при $l=\mathcal{L}$

←
Рис. 3.7. Распределение каналов информации в системе с частотным уплотнением (f_{on1} , f_{on2} — поднесущие, f_b — верхняя граничная частоты системы; I — V — номера каналов):

а — при работе на двух боковых полосах;
б — при работе на одной боковой полосе

Из последнего выражения видно, что в результате амплитудной модуляции выходной сигнал представлен двумя спектральными составляющими, *нижней боковой* $\omega_{n.b} = \omega_{op} - \omega_{inf}$, названной так потому, что располагается *ниже опорной (поднесущей) частоты*, и *верхней боковой* $\omega_{v.b} = \omega_{op} + \omega_{inf}$, расположенной *выше опорной частоты*.

Поскольку информационный сигнал обычно представляет собой спектр на

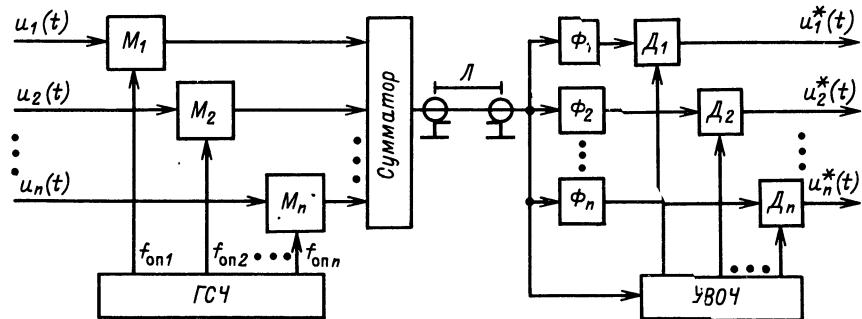


Рис. 3.8. Структурная схема системы связи, использующей частотное уплотнение

Система связи, основанная на частотном уплотнении, состоит из модуляторов (М), генератора сетки частот (ГСЧ), сумматора, линий (Л), фильтров (Ф), детекторов (Д) и если используется когерентная модуляция или модуляция с одной боковой полосой, то включается также устройство выделения опорных частот (УВОЧ).

Принцип работы заключается в следующем. Сигналы $u_1(t) - u_n(t)$ от различных источников информации поступают на модуляторы $M_1 - M_n$, на каждый из которых с ГСЧ подается своя опорная (поднесущая) частота. Промодулированные по амплитуде (АМ), частоте (ЧМ) или фазе (ФМ) и таким образом

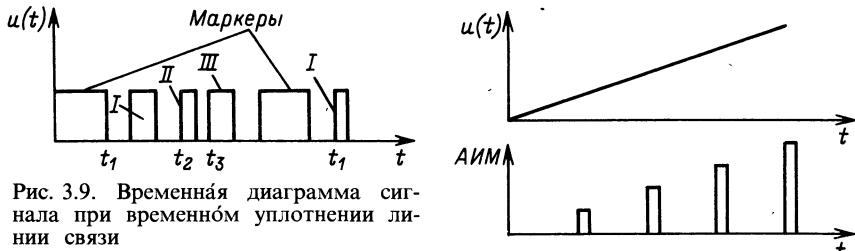


Рис. 3.9. Временная диаграмма сигнала при временном уплотнении линии связи

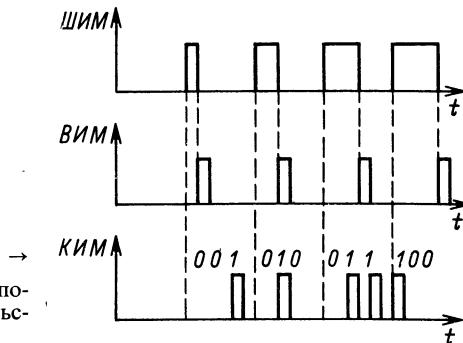


Рис. 3.10. Временные диаграммы, поясняющие различные виды импульсной модуляции

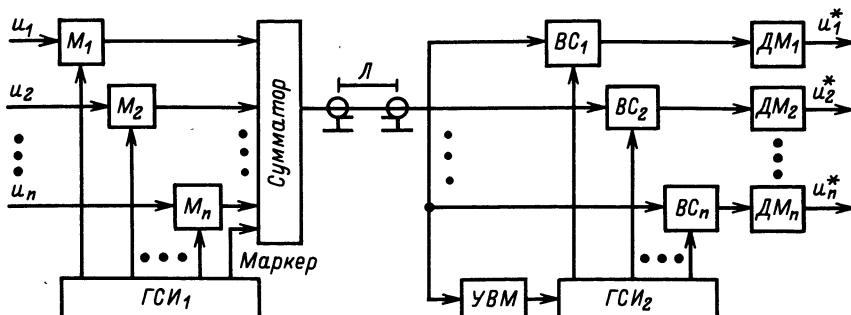
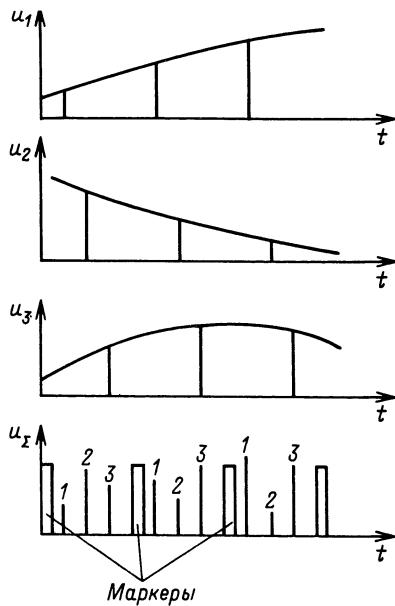


Рис. 3.11. Структурная схема системы связи с временным уплотнением



←
Рис. 3.12. Временные диаграммы, поясняющие принцип временного уплотнения системы связи

распределенные по спектру сигналы объединяются с помощью сумматора в одной точке и передаются в линию. Пройдя через линию, сигналы расфильтровываются набором фильтров $\Phi_1 - \Phi_n$, настроенных каждый на свою частотную область, и детектируются детекторами $D_1 - D_n$, на которые могут подаваться опорные сигналы с УВОЧ. На выходе детекторов получаются сигналы $u_1^*(t) - u_n^*(t)$, близкие к исходным.

Принцип частотного уплотнения канала связи широко используется практически во всех современных кабельных линиях связи.

При временнóм методе уплотнения (рис. 3.9) каналы информации отличаются между собой по времени задержки сигнала относительно некоторого опорного (маркерного) сигнала, который выделяется среди остальных по какому-либо признаку: амплитуде, длительности. Если в системе с частотным уплотнением можно было использовать аналоговые сигналы, то здесь приходится сигналы подвергать предварительной дискретизации, а иногда и квантованию. Используются различные виды модуляции: *амплитудно-импульсная* (АИМ) (рис. 3.10), *широко-импульсная* (ШИМ) — когда длительность

импульса оказывается пропорциональной амплитуде исходного сигнала; *время-импульсная* (ВИМ) — когда запаздывание сигнала относительно момента синхронизации модулируется сигналом; *кодово-импульсная* (КИМ) — когда отсчет сигнала квантуетя по амплитуде и представляется набором двоичных разрядных символов.

Структурно система связи с временным уплотнением (рис. 3.11) состоит из модуляторов (M), управляемых генератором синхронизирующих импульсов ($ГСИ_1$); сумматора, объединяющего каналы информации в один для передачи в линию (L); временных селекторов (BC), управляемых генератором синхронизирующих импульсов ($ГСИ_2$), который сам синхронизируется устройством выделения маркера ($УВМ$); демодуляторов (DM), которые восстанавливают исходный вид сигналов в каждом канале (рис. 3.12).

Системы с временным уплотнением широко используются в современных линиях связи, в том числе и в ЭВМ. Наряду с этим применяются и комбинированные системы, использующие одновременно частотное и временное уплотнение. В качестве примера такой системы можно привести телевизионную систему, в которой каждому каналу (программе) отведен свой частотный диапазон, а внутри этого диапазона сигнал уплотнен по времени: сигналы строчной и кадровой синхронизации, сигналы изображения каждой строки сдвинуты во времени относительно кадровых синхроимпульсов.

3.2. ИСКУССТВЕННЫЕ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ

Назначение и области применения искусственных линий задержки (ИЛЗ). Временная задержка импульсов является широко распространенным в радиоэлектронике преобразованием, используемым при формировании и обработке сигналов в системах связи, управления, телевидения, радиолокации. Наибольшее применение ИЛЗ нашли в устройствах фильтрации сигналов (например, в согласованных фильтрах в радиолокации или в блоках цветности в телевизорах), в устройствах реверберации для создания звуковых спецэффектов и т. д.

Классификация ИЛЗ (рис. 3.13). Поскольку конкретное использование ИЛЗ обусловлено принципом их работы, необходимо провести классификацию по ряду наиболее важных признаков.

По степени дискретизации сигнала ИЛЗ делятся на *аналоговые* (дискретизация по времени и квантование по уровню отсутствуют), *дискретно-аналоговые* (имеется временная дискретизация) и *цифровые*, в которых степень дискретизации равна двум (по времени и уровню).

Аналоговые ИЛЗ исторически стали применяться раньше других. В особенности это касается ИЛЗ с *сосредоточенными*

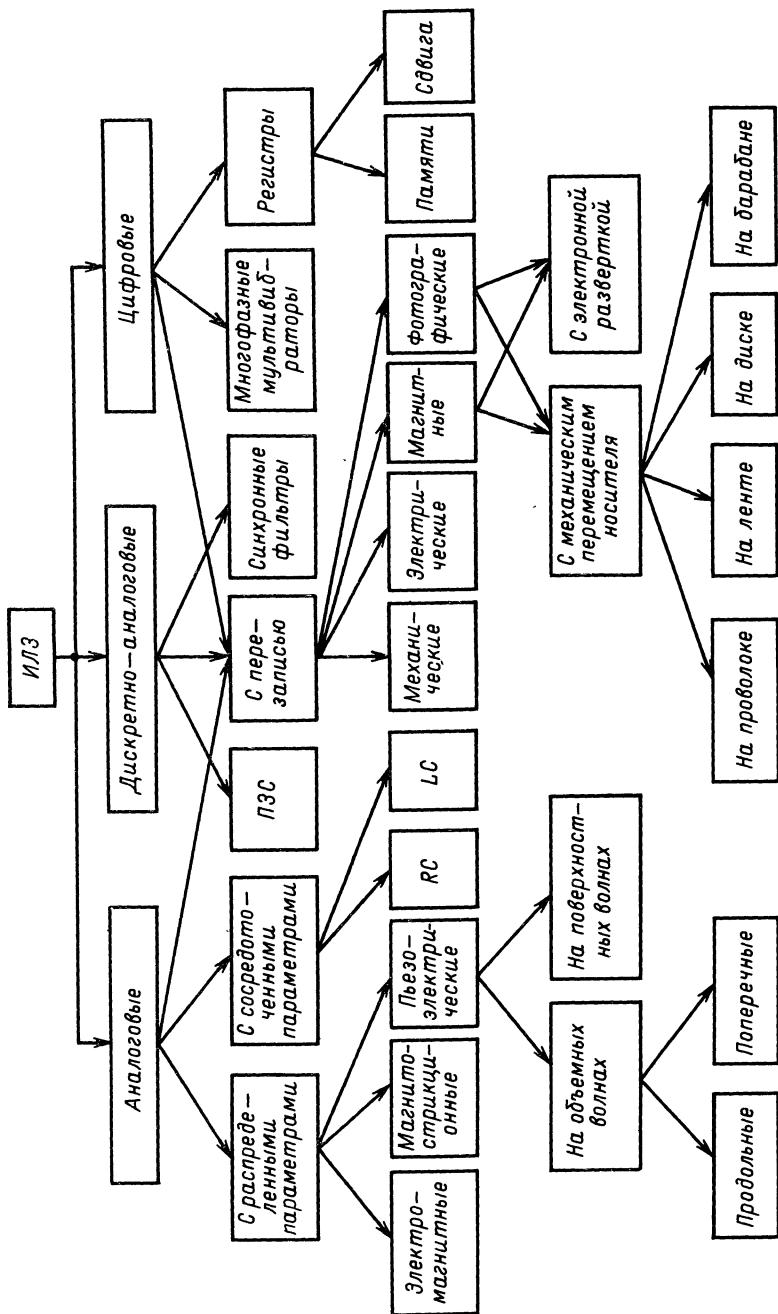


Рис. 3.13. Классификация искусственных линий задержки

параметрами на *RC*- и *LC*-цепях. Аналоговые ИЛЗ с *определенными параметрами* классифицируются по способу преобразования электрических колебаний: *электромагнитные, магнитострикционные и пьезоэлектрические*. Из них наиболее современными являются ультразвуковые линии на акустических упругих поверхностных волнах.

На другом полюсе располагаются *цифровые ИЛЗ*, которые освоены достаточно хорошо, и их применение продолжает непрерывно расширяться. Главным преимуществом цифровых ИЛЗ на основе регистров является идеальное воспроизведение задержанного сигнала. Что касается ИЛЗ на основе многофазных мультивибраторов, то их точнее было бы назвать аналого-цифровыми, поскольку, если мультивибратор не синхронизирован, то длительность задержки может изменяться непрерывным образом, а следовательно представляет собой аналоговую величину.

Дискретно-аналоговые ИЛЗ занимают промежуточное положение между аналоговыми и цифровыми линиями. Хронологически синхронные ИЛЗ (и фильтры на их основе) возникли раньше приборов с зарядовой связью (ПЗС), но последние в настоящее время являются, пожалуй, самыми перспективными ИЛЗ.

Искусственные линии задержки с перезаписью занимают совершенно особенное положение в классификационной системе, поскольку могут относиться ко всем трем типам: аналоговым, дискретно-аналоговым и цифровым ИЛЗ. Интервал времени между записью и воспроизведением, а следовательно и длительность задержки, может изменяться от ничтожно малого до практически неограниченно большого. Видимо, нет особой необходимости подробно останавливаться на разновидности ИЛЗ с механической, электрической, магнитной и фотографической (фотохимической) записью на носитель.

Рассмотрим в сравнении некоторые разновидности ИЛЗ.

Регистры памяти и сдвига являются распространенными элементами ЭВМ и других радиоэлектронных устройств и систем. Существенными признаками регистров — двумя степенями дискретизации (по времени и амплитуде) и идеальной памятью — объясняется их преимущество перед другими видами ИЛЗ.

Применение *многофазного мультивибратора* в качестве ИЛЗ позволяет получить некоторую экономию в количестве применяемых резисторов и транзисторов, но зато требуются конденсаторы, и, главное, такое устройство представляет собой динамическую систему, не обеспечивающую сколь угодно большую задержку сигнала по времени.

Дискретно-аналоговые ИЛЗ, как уже было отмечено, занимают промежуточное положение между аналоговыми и цифровыми устройствами по следующим признакам:

1) по степени дискретизации, в аналоговых — нулевая степень, в цифровых — вторая (по времени и уровню), а в дискретно-аналоговых — первая;

2) по гибкости управления временем задержки: в аналоговых устройствах возможность регулировки весьма ограничена ($10^{-3} - 10^{-4}$ — относительное приращение времени задержки); в дискретно-аналоговых на ПЗС задержка может изменяться в широких пределах: от десятых долей секунд до микросекунд (и даже десятков наносекунд); в цифровых регистрах сверху ограничения нет, так как в отсутствие тактирующих импульсов «нули» и «единицы» могут храниться в разрядах регистров сколь угодно долго (в ИЛЗ на многофазных мультивибраторах предельное относительное изменение тактовой частоты, а следовательно и времени задержки, равно двум);

3) по значению коэффициента передачи: в аналоговых устройствах затухание 20—80 дБ, в дискретно-аналоговых на ПЗС — десятые доли децибела, в цифровых — 0.

Современные ПЗС позволяют обрабатывать сложные сигналы с длительностью до 0,1 с и шириной спектра до сотен мегагерц. Динамический диапазон по заряду составляет 80 дБ. Основное применение ПЗС находят в трансверсальных фильтрах, суммирующих входные сигналы с различными задержками и весами, и устройствах обработки двумерных изображений в телевидении и радиолокации. Уровень боковых лепестков на выходе трансверсальных фильтров составляет $-40 \div -50$ дБ. Потери передачи заряда на один электрод составляют 0,01%.

Оценка эффективности применения ПЗС производится путем сравнения характеристик самолетных импульсно-доплеровских радиолокационных станций, излучающих импульсы длительностью 1—4 мкс (табл. 3.1).

Таблица 3.1. Сравнительные данные устройств обработки сигналов

Вид устройства	Объем, см ³	Масса, кг	Потребляемая мощность, Вт
С применением ПЗС	2867	2,4	15
Цифровое устройство	10 320	6,8	125

Существенными признаками ПЗС являются: 1) отсутствие квантования по амплитуде; 2) способность сохранять заряд (а следовательно и информацию) в течение лишь ограниченного времени (порядка десятых долей секунды); 3) высокая степень интеграции при малой потребляемой мощности.

Устройства на акустических поверхностных волнах в настоящее время находят все более широкое применение в качестве элементов задержки сигналов сложной формы, узкополосных

фильтров, фильтров зеркального отклика, односторонних ответов, преобразователей частоты, усилителей и пр.

Это широкое внедрение устройств на акустических поверхностных волнах (АПВ) происходит вследствие таких положительных качеств, как малые потери, широкий диапазон частот (1 МГц—1 ГГц), хорошая повторяемость параметров, легкостьстыковки с интегральными элементами, технологичность изготовления, отсутствие дисперсионности (фазочастотных искажений).

Устройства магнитной записи и воспроизведения информации с механическим перемещением носителя вне зависимости от характера записываемой информации (аналоговой, дискретно-аналоговой и цифровой формы) используют непрерывно распределенный в пространстве магнитный носитель: проволоку, ленту, диск или магнитный барабан, перемещаемый механически относительно записывающих и воспроизводящих головок. Выбор вида носителя информации определяется требуемым числом информативных каналов: для проволоки — один, для ленты — в пределах десятка, для диска — примерно сотня и для барабана — порядка тысячи.

Системы точной записи информации на проволоку и ленту, хотя и имеют свои специфические особенности, но их легко представить, пользуясь сведениями о звуковых и видеомагнитофонах, применяемых для записи и воспроизведения звука и телевизионного изображения. В аналоговых способах точной магнитной записи используются: прямая запись, запись с АМ, ЧМ, АМ—ЧМ, ШИМ и ФМ. В цифровых способах записи применяются прямая запись и способы, использующие предварительную манипуляцию (амплитудную, частотную или фазовую) вспомогательного несущего (гармонического или прямоугольного) колебания.

Манипуляционные способы записи обладают большей помехоустойчивостью и возможностью выделения синхросигнала из информационного канала, что позволяет избавиться от фазовых сдвигов между информационными и синхроканалами, неизбежных при прямой записи.

Одним из самых перспективных манипуляционных способов является запись с применением относительной фазовой манипуляции несущей прямоугольной формы. Использование несущей прямоугольной формы проще, чем гармонической, так как не требуется предварительного размагничивания носителя.

При необходимости одновременной записи и обработки многоканальной информации используются магнитные барабаны. Такая необходимость возникает, например, в радиолокационных станциях (РЛС) кругового обзора для задач первичной обработки: обнаружения и оценки координат радиолокационных объектов.

Кабельные ЛЗ выполняются в виде отрезка высокочастотного коаксиального кабеля длиной

$$\mathcal{L} = T_{\text{зд}}/v.$$

Если распределенные параметры кабеля R_1 , G_1 , L_1 и C_1 , приходящиеся на единицу длины, не зависят от частоты и удовлетворяют соотношению

$$R_1/L_1 = G_1/C_1,$$

что необходимо для отсутствия искажений в линии, то волновое сопротивление кабеля

$$w = \sqrt{L_1/C_1} = \sqrt{L_0/C_0},$$

где $L_0 = \mathcal{L}L_1$; $C_0 = \mathcal{L}C_1$ — полные индуктивность и емкость отрезка кабеля, а фазовая и групповая скорости распространения волн

$$v_{\text{фз}} = v_{\text{гр}} = v = 1/\sqrt{L_1 C_1}.$$

В такой линии коэффициент затухания

$$\alpha = R_1/w = G_1 w$$

не зависит от частоты; фазовая постоянная

$$\beta = \omega/v = 2\pi f/v$$

является линейной функцией частоты.

При действии на вход отрезка кабеля гармонического сигнала с комплексной амплитудой $\dot{U}_{\text{вхМ}}$ напряжение на согласованном сопротивлении нагрузки $R_h = w$ равно

$$\dot{U}_{\text{нМ}} = \dot{U}_{\text{вхМ}} \exp(-\alpha \mathcal{L} - j\beta \mathcal{L});$$

следовательно, комплексный коэффициент передачи отрезка неискажающего кабеля

$$K(j\omega) = \dot{U}_{\text{нМ}}/\dot{U}_{\text{вхМ}} = e^{-\alpha \mathcal{L}} e^{-j\beta \mathcal{L}} = K(\omega) e^{-j\phi(\omega)}. \quad (3.10)$$

Из (3.10) видно, что АЧХ

$$K(\omega) = \exp(-\alpha \mathcal{L}) = \text{const},$$

а ФЧХ

$$\phi(\omega) = -\beta \mathcal{L} = -\omega \mathcal{L}/v.$$

Из теории цепей известно, что цепь, обладающая такими частотными характеристиками (рис. 3.14), передает сигнал без искажения формы, но с запаздыванием на время

$$T_{\text{зд}} = -d\phi/d\omega = \mathcal{L}/v = \mathcal{L} \sqrt{L_1 C_1} = \sqrt{L_0 C_0}.$$

При несогласованной нагрузке ($R_h \neq w$) она поглощает только часть энергии падающих волн тока и напряжения,

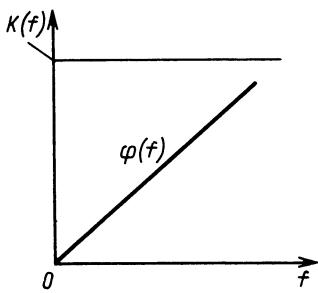


Рис. 3.14. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики неискажающей линии задержки

возбуждаемых входным импульсом. В этом случае возникают обратные волны, отраженные от нагрузки, которые в момент $t=2T_{\text{зд}}$ возвращаются к началу линии, и если источник не согласован с линией ($R_r \neq w$), то снова происходит отражение, приводящее к искажению сигнала на выходе ЛЗ. Для устранения таких искажений линия должна быть согласована по крайней мере с одной стороны. В этом случае амплитуда импульса напряжения на нагрузке может быть найдена по формуле [7]

$$U_h = U_{\text{вх}} \exp(-\alpha \mathcal{L}) = [Ew / (R_r + w)] \exp(-\alpha \mathcal{L}) = [ER_h / (R_r + R_h)] \exp(-\alpha \mathcal{L}),$$

а при согласовании с обеих сторон ($R_r = R_h = w$)

$$U_h = 0,5E \exp(-\alpha \mathcal{L}).$$

У радиотехнических кабелей реактивные параметры L_1 и C_1 от частоты практически не зависят, однако активные параметры R_1 и G_1 с ростом частоты увеличиваются, вследствие чего затухание α возрастает с частотой (табл. 3.2). В связи с этим АЧХ кабеля определенной длины \mathcal{L} с ростом частоты снижается и при некоторой частоте f_v становится равной $K(0)/\sqrt{2}$. Полоса частот от 0 до f_v является полосой пропускания кабельной ЛЗ длиной \mathcal{L} . С увеличением длины кабеля полоса пропускания уменьшается. Отсюда следует, что чем короче задерживаемый импульс (тем шире его спектр), тем меньше допустимая длина кабеля \mathcal{L} , т. е. меньше допустимая задержка.

Таблица 3.2. Значения затухания δ_1 , дБ/м, в высокочастотных кабелях

Марка кабеля	Частота f , МГц						
	1	2	10	50	100	500	1000
PK-50-7-11	—	—	0,02	0,06	0,09	0,28	0,4
PK-75-4-11	0,0105	0,0147	0,033	0,074	0,105	0,28	0,46
PK-75-7-11	—	—	0,012	0,032	0,05	0,14	0,23
PK-100-7-11	—	—	0,017	0,051	0,085	0,27	0,42

Для оценки наибольшей допустимой длины кабеля ЛЗ необходимо определить активную ширину спектра входного импульса

$$\Delta f_{\text{сп}} \approx 2/T_{\text{зад}}$$

на частоте $f = \Delta f_{\text{сп}}$ оценить по табл. 3.2 затухание δ_1 , дБ/м, и найти

$$\mathcal{L}_{\max} \approx 3/\delta_1.$$

Например, для задержки прямоугольного импульса длительностью 50 нс нужна ЛЗ с полосой 40 МГц. При использовании кабеля РК-75-4-11 (со скоростью распространения волн $v = 185$ м/мкс) затухание (на частоте 40 МГц) $\delta_1 = 0,07$. Следовательно, $\mathcal{L}_{\max} = 3/0,07 \approx 43$ м, что соответствует задержке $T_{\text{зад}} = \mathcal{L}/v = 43/185 \approx 0,23$ мкс.

Для задержки импульсных сигналов применяют также *спиральные кабели*, у которых внутренний провод выполнен в виде спирали. При такой конструкции увеличивается погонная индуктивность кабеля и соответственно уменьшается скорость распространения электромагнитных волн; это позволяет получить требуемую задержку при меньшей длине кабеля (табл. 3.3).

Таблица 3.3. Значения затухания δ_T , дБ/мкс, для спиральных кабелей

Марка кабеля	Частота f , МГц						
	0,1	1	10	30	100	300	1000
РК-200-2-11	—	—	—	—	—	—	7
РС-400-7-11	0,2	0,65	4	15	—	—	—
РС-400-7-12	—	1,0	3,2	6	15	50	—
РС-1600-7-11	0,7	0,82	6,0	30	—	—	—

Для пользования данной таблицей удобна формула

$$T_{\text{зад, max}} \approx 3/\delta_T,$$

в которой $\delta_T = \delta_1 v$ есть затухание сигнала при задержке, равной $T_{\text{зад}}$.

Если требуется задержка сигнала на несколько микросекунд и более, кабельные ИЛЗ оказываются непригодными из-за большой длины. В таких случаях иногда применяют ИЛЗ с сосредоточенными параметрами. Основой таких линий служат *LC-цепи*, называемые *Г-образными полузвеньями* (рис. 3.15, а). Эти полузвенья характеризуются резонансной частотой, которая называется *частотой среза*:

$$\omega_c = 1/\sqrt{(L_3/2)(C_3/2)} = 2/\sqrt{L_3 C_3}.$$

Соединение двух симметричных Г-образных полузвеньев позволяет получить *T- и П-образные элементарные звенья ИЛЗ* (рис. 3.15, б, в). Частота среза при этом сохраняется.

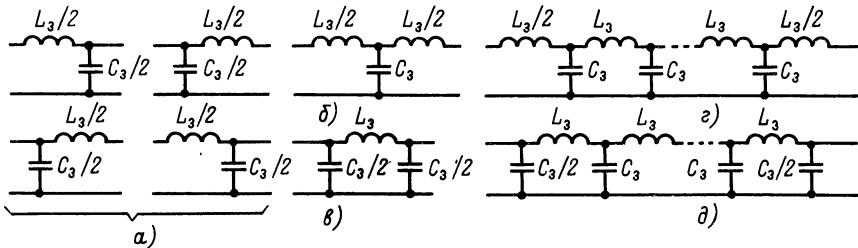


Рис. 3.15. Искусственные линии задержки с сосредоточенными параметрами: а—Г-полузвено; б—Т-звено; в—П-звено; г—ИЛЗ, содержащая Т-звенья; д—ИЛЗ, содержащая П-звенья

Каждое из таких звеньев определяется *характеристическим сопротивлением*: *T*-звено сопротивлением

$$Z_T = \rho \sqrt{1 - (\omega / \omega_c)^2},$$

P-звено сопротивлением

$$Z_P = \rho / \sqrt{1 - (\omega / \omega_c)^2},$$

где $\rho = \sqrt{L_3 / C_3}$,

а также фазовым сдвигом $\phi = -\arccos [1 - 2(\omega / \omega_c)^2]$.

Последнее соотношение позволяет рассчитать время задержки, обеспечиваемое одним звеном:

$$T_{\text{зд.з}}(\omega) = -d\phi/d\omega = (2/\omega_c) / \sqrt{1 - (\omega / \omega_c)^2}.$$

Отсюда следует, что при подаче на вход звена широкополосного сигнала сигнал на выходе окажется искаженным вследствие того, что различные спектральные составляющие будут задерживаться на разные интервалы времени. Поэтому стараются выбирать частоту среза такой, чтобы выполнялось неравенство $\omega_b < \omega_c/2$, где ω_b —верхняя частота спектра задерживаемого сигнала. При этом условии приближенно (с погрешностью менее 15%) можно считать, что

$$T_{\text{зд.з}} \approx 2/\omega_c = \sqrt{L_3 C_3}, \quad Z_T \approx \rho \approx Z_P.$$

Если требуемое время задержки определяется неравенством

$$T_{\text{зд. треб}} > 1/\omega_b,$$

применяют линии из k последовательно включенных *T*- и *P*-звеньев (рис. 3.15, г, д). Такую цепь можно рассматривать как приближенную модель линии с равномерно распределенными параметрами. При подаче на ее вход импульсного сигнала он приходит к нагрузке через время

$$T_{\text{зд}} = \sqrt{L_0 C_0} = k \sqrt{L_3 C_3}, \quad (3.11)$$

где $L_0 = kL_3$ и $C_0 = kC_3$ —полные индуктивность и емкость ИЛЗ.

Чтобы не было отражений от конца линии, необходимо выполнение равенства

$$R_n = \sqrt{L_0/C_0} = \sqrt{L_3/C_3} = w. \quad (3.12)$$

По (3.11) и (3.12) можно найти L_0 и C_0 , если заданы T_{3d} и R_n :

$$L_0 = T_{3d} R_n; \quad C_0 = T_{3d} / R_n.$$

Число звеньев ИЛЗ определяется из условия получения допустимой степени искажения фронта импульса и может быть найдено по одной из двух формул [7]:

$$k \approx 1,2 \sqrt{(T_{3d}/T_{\phi, \text{вых}})^3}; \quad (3.13)$$

$$k \approx 5,5 \sqrt{(\Delta f_{\text{сп}} T_{3d})^3}. \quad (3.14)$$

Формулой (3.13) удобно пользоваться, когда на вход ИЛЗ поступают прямоугольные импульсы и задана допустимая длительность фронта $T_{\phi, \text{вых}}$ выходного сигнала. Формулу (3.14) целесообразно применять, когда входной импульс имеет произвольную форму, но известна или может быть найдена активная ширина его спектра $\Delta f_{\text{сп}}$.

Иногда применяются более сложные (корректированные) ИЛЗ [9].

Контрольные вопросы

1. Раскройте понятие однородной длинной линии.
2. Назовите четыре первичных параметра длинной линии.
3. Нарисуйте схему, эквивалентную элементарному отрезку длинной линии.
4. Как выражается характеристическое сопротивление длинной линии, если отсутствуют активные потери?
5. Какой формулой выражается скорость распространения волны в длинной линии без потерь?
6. Как влияет условие согласования длинной линии на ее конце?
7. В чем заключается принцип частотного уплотнения линий передачи информации?
8. В чем заключается принцип временного уплотнения линий передачи информации?
9. Изобразите структурную схему устройства с частотным уплотнением линии связи.
10. Изобразите структурную схему устройства с временным уплотнением линии связи.
11. Назовите виды аналоговых ИЛЗ.
12. Назовите виды дискретно-аналоговых ИЛЗ.
13. Назовите виды цифровых ИЛЗ.
14. Из каких соображений определяется максимальная длина кабельной ЛЗ?

15. С какой целью применяются спиральные кабели?
16. Из каких условий выбираются значения полной индуктивности и полной емкости ИЛЗ на дискретных *LC*-ячейках?
17. Какие условия определяют число *LC*-ячеек ИЛЗ?

Глава 4

ИМПУЛЬСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Назначение и особенности импульсных усилителей. По характеру входного сигнала усилители можно подразделить на усилители непрерывных сигналов и усилители импульсных сигналов.

К *импульсным усилителям* (ИУ) относятся устройства, в которых входной сигнал изменяется настолько быстро, что процесс установления колебаний в усилителе является определяющим при нахождении формы выходного сигнала.

В качестве *активных элементов* ИУ в интегральном исполнении используются биполярные и полевые транзисторы. Активный элемент совместно со всеми вспомогательными элементами, обеспечивающими его нормальную работу в заданном режиме, образуют устройство, называемое *усилительным каскадом*.

Когда усиление одного каскада оказывается недостаточным, применяют последовательное включение нескольких каскадов. В общем случае ИУ состоит из следующих каскадов: *входного*, согласующего источник сигнала с усилителем; одного или нескольких *промежуточных, регулирующих и компенсирующих* каскадов и *выходного* каскада, согласующего усилитель с нагрузкой.

Полевые транзисторы применяются чаще во входных каскадах с целью уменьшения входных токов, повышения входного сопротивления и улучшения шумовых свойств (при достаточно высокомных, свыше 10 кОм, источниках сигнала), причем, наилучшими шумовыми качествами в области частот ниже 1 МГц обладают ПТПЗ.

Импульсные усилители широко применяются в радиоэлектронике: в телевидении, радиолокации, системах связи, управления, измерительной технике и, конечно, в вычислительной технике.

По назначению ИУ условно делятся на *усилители напряжения, усилители тока и усилители мощности*. Если основной

задачей усиления является повышение (усиление) амплитуды входного импульса по напряжению до необходимого значения, то ИУ относят к *усилителям напряжения*. Если основным является усиление амплитуды входного импульса по току до нужного уровня, то ИУ относят к *усилителям тока*. В обоих случаях происходит усиление мощности сигнала (в противном случае вместо ИУ достаточно было бы применить пассивный элемент — импульсный трансформатор). Однако обычно *усилителями мощности* называют выходные каскады ИУ, способные отдать в заданную внешнюю нагрузку требуемую мощность. Частным случаем усилителей тока и мощности являются *повторители* (эмиттерный или истоковый).

Обычно при делении ИУ на типы учитывают характер переходного процесса, полосу и абсолютные значения усиливаемых частот. По характеру переходного процесса ИУ относят либо к *апериодическим*, либо к *резонансным* (или *полосовым*).

Апериодические ИУ, в свою очередь, подразделяются на *усилители постоянного тока* (УПТ) и *усилители низкой частоты* (УНЧ).

Усилители постоянного тока — это устройства для усиления колебаний вместе с постоянной составляющей, поэтому для воспроизведения сигнала необходима полоса частот от $f_n=0$ до некоторой частоты f_b , определяемой заданной длительностью фронтов импульсов на выходе (рис. 4.1, а).

Усилители низкой частоты — устройства, эффективно усиливающие переменные составляющие сигнала в диапазоне от заданной нижней граничной частоты $f_n > 0$, обусловленной точностью воспроизведения вершины импульсного сигнала, до некоторой верхней граничной частоты f_b , определяемой длительностью фронтов (рис. 4.1, б).

Название УНЧ сложилось исторически и в настоящее время довольно условно. Дело в том, что абсолютное значение высшей из усиливаемых частот может быть как сравнительно низким [звуковые частоты $f_b = (10 \div 15)$ кГц], так и достаточно высоким [$f_b = (50 \div 100)$ МГц]. Обычно УНЧ имеют большое отношение $f_b/f_n = 10^2 \div 10^6$. Усилители, у которых $f_b > 100$ кГц, принято называть *широкополосными УНЧ* или *видеоусилителями* (ВУ).

Резонансные (или *полосовые*) *усилители* — устройства для усиления радиосигналов со спектром, сосредоточенным в относительно узкой полосе около центральной (высокой или промежуточной) частоты f_0 (рис. 4.1, в). Характерным для них являются условия: $f_b/f_n \approx 1$; $f_b - f_n \ll f_0$. Вследствие этих условий переходная характеристика таких усилителей имеет вид затухающих резонансных колебаний. Резонансные усилители составляют группу селективных (избирательных) устройств, применяющихся в радиоприемниках в трактах высокой (УВЧ) и промежуточной (УПЧ) частот.

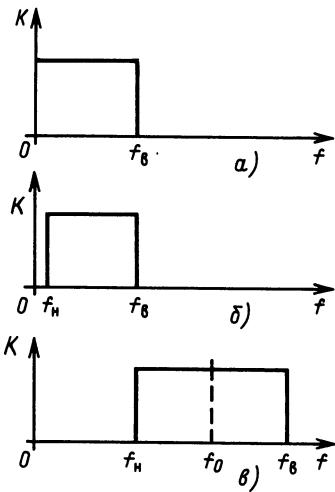


Рис. 4.1. АЧХ импульсных усилителей:
а — УПТ; б — УНЧ; в — УВЧ

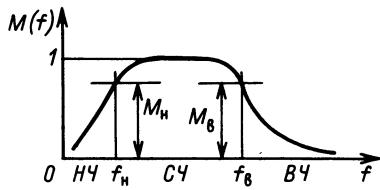


Рис. 4.2. Характерный вид нормированной АЧХ усилителя

Характеристики импульсных усилителей: амплитудно-частотная (АЧХ), фазочастотная (ФЧХ) и переходная. Усиление сигнала обычно сопровождается искажением его формы. Различают линейные и нелинейные искажения.

Линейные искажения обусловлены частотной характеристикой усилителя — зависимостью комплексного коэффициента усиления напряжения (или тока) от частоты:

$$\dot{K}(f) = \dot{U}_{\text{вых}}(f) / \dot{U}_{\text{вх}}(f) = U_{\text{вых}} \exp[j\phi_{\text{вых}}(f)] / \{U_{\text{вх}} \exp[j\phi_{\text{вх}}(f)]\} = K(f) \exp[j\phi(f)],$$

где $\dot{U}_{\text{вх}}(f) = U_{\text{вх}} \exp[j\phi_{\text{вх}}(f)]$; $\dot{U}_{\text{вых}}(f) = U_{\text{вых}} [j\phi_{\text{вых}}(f)]$ — комплексные амплитуды сигнала на входе и выходе усилителя; $K(f) = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$ — модуль частотной характеристики (АЧХ, чаще называют просто частотной характеристикой) усилителя; $\phi(f) = \phi_{\text{вых}}(f) - \phi_{\text{вх}}(f)$ — аргумент частотной характеристики (ФЧХ, или просто фазовая характеристика) усилителя.

Усиление импульсного сигнала может сопровождаться изменением его полярности на обратную. Следовательно, фазовая характеристика при этом должна иметь дополнительный постоянный сдвиг на 180° . Поскольку на искажения формы усиленного сигнала он не влияет, при построении фазовой характеристики его обычно не учитывают.

Для анализа линейных искажений чаще всего пользуются нормированной частотной характеристикой (рис. 4.2), представляющей собой отношение модуля коэффициента усиления $K(f)$ к номинальному коэффициенту усиления K_0 , обеспечивающему на средних частотах:

$$M(f) = K(f) / K_0.$$

Для оси ординат графика АЧХ обычно используется линейный масштаб, для оси абсцисс — логарифмический. Необходимость в последнем вызывается широким частотным диапазоном современных ИУ (например, в канале изображения телевизионных систем 25 Гц—6 МГц, в каналах вертикального отклонения лучей осциллографов 10 Гц—100 МГц).

Границными частотами f_n и f_b (*нижней и верхней*) называют частоты, на которых нормированный коэффициент усиления $M(f)$ равняется заданному значению (чаще это значение равно 0,707, что соответствует уровню -3 дБ, хотя в телевизионной и измерительной аппаратуре требования гораздо более жесткие, и оно составляет сотые доли децибела).

Средние частоты (*СЧ*) занимают промежуток от f_n до f_b . Разность частот

$$\Delta f = f_b - f_n$$

называется *полосой пропускания усилителя*. Обычно, как уже отмечалось, в ИУ $f_b \gg f_n$, поэтому полоса пропускания определяется, в основном, верхней граничной частотой усиления, т. е. $\Delta f \approx f_b$. Область СЧ характерна тем, что в ее пределах усиление почти не зависит от частоты, а фаза близка нулю.

Частоты, расположенные на графике АЧХ левее полосы пропускания, т. е. $f < f_n$, называются *нижними* (*НЧ*). Частоты, расположенные правее полосы пропускания, т. е. $f > f_b$, называются *верхними* (*ВЧ*). В областях НЧ и ВЧ усиление существенно зависит от частоты и эти зависимости характеризуют частотные искажения усиливаемого сигнала.

Результирующая АЧХ многокаскадного усилителя определяется произведением АЧХ его отдельных каскадов:

$$M_n(f) = \prod_{k=1}^n M_k(f).$$

Обычно в каждом из каскадов $M(f) < 1$ на частотах f_n и f_b . Это приводит к тому, что при неизменном уровне искажений в каждом каскаде полоса пропускания многокаскадного усилителя уменьшается с увеличением числа каскадов.

Фазочастотная характеристика усилителя, не создающая искажения формы колебаний, характеризуется линейной зависимостью фазового угла от частоты:

$$\phi(\omega) = -T_{3d}\omega. \quad (4.1)$$

Докажем справедливость этого тезиса. Пусть входной сигнал имеет вид

$$u_{bx}(t) = \sum_{k=1}^n U_k \sin(k\omega t). \quad (4.2)$$

При отсутствии частотных искажений (за счет неравномерности АЧХ) во всем диапазоне от ω до $n\omega$ амплитуды всех компонентов спектра на выходе усилителя возрастут в K_0 раз. Если ФЧХ описывается выражением (4.1), то выходной сигнал имеет вид

$$u_{\text{вых}}(t) = K_0 \sum_{k=1}^n U_k \sin [k\omega(t - T_{3d})]. \quad (4.3)$$

Сравнивая (4.2) и (4.3), находим, что выходной сигнал $u_{\text{вых}}(t)$ повторяет форму входного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$, отличаясь от него только амплитудой и запаздыванием во времени на интервал T_{3d} .

Картина резко изменится, если время запаздывания отдельных компонентов окажется различным. При суммировании их на выходе получится сигнал, форма которого отлична от формы входного сигнала, т. е. появятся искажения.

Фазовый сдвиг, который приобретает сигнал, проходя через несколько каскадов усилителя, определяется суммой фазовых сдвигов, создаваемых каждым из каскадов. Поэтому результирующая ФЧХ n -каскадного усилителя

$$\phi_n(\omega) = \sum_{k=1}^n \phi_k(\omega),$$

а результирующее запаздывание

$$T_{3dn}(\omega) = \sum_{k=1}^n T_{3dk}(\omega).$$

Переходная характеристика ИУ определяется подобно тому, как это сделано в § 2.1, посвященном линейным элементам. Для практического использования удобны нормированные переходные характеристики $h(t)$, у которых по оси ординат откладывается отношение $u_{\text{вых}}(t)$ к коэффициенту усиления K_0 , т. е.

$$h(t) = u_{\text{вых}}(t)/K_0.$$

Этим приемом выходное напряжение приводится к уровню входного сигнала [единичной ступенчатой функции $1(t)$], что позволяет легко сравнивать воздействие с эффектом, создаваемым на выходе усилителя (рис. 4.3). Если активные элементы при снятии переходной характеристики работают в линейном режиме, то наблюдающиеся переходные искажения относятся к линейным.

Переходная характеристика широко используется для оценки искажений импульсных сигналов. На рис. 4.4, *a* представлен идеальный прямоугольный импульс конечной длительности T_i ,

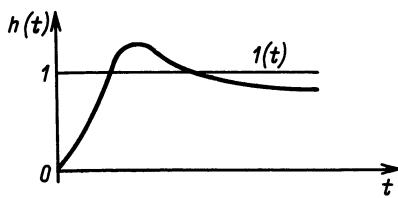


Рис. 4.3. Общий вид переходной нормированной характеристики

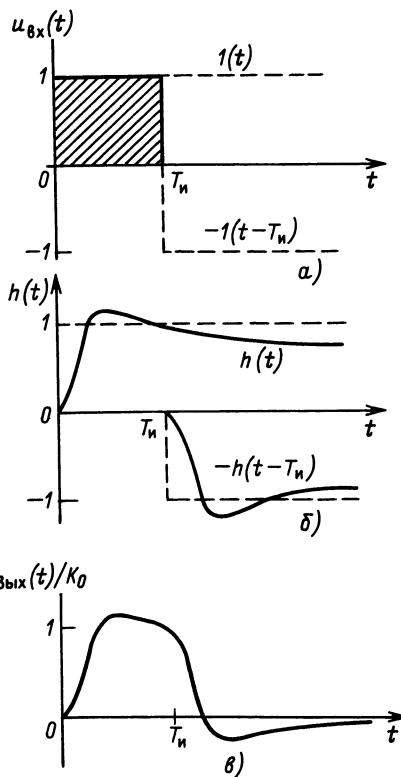


Рис. 4.4. К определению реакции ИУ на идеальный импульс прямоугольной формы:
 a — входное воздействие; b — две переходные характеристики, сдвинутые по времени на длительность входного импульса T_n ; δ — суммарное импульсное колебание на выходе ИУ

поступающий на вход ИУ. Рассматривая ИУ как линейный четырехполюсник (для которого справедлив принцип суперпозиции), можно этот импульс заменить суммой двух единичных скачков напряжения различной полярности, сдвинув один из них на время T_n . Реакция ИУ на скачок напряжения представляет собой его переходную характеристику. Следовательно, форма искаженного импульса на выходе четырехполюсника (рис. 4.4, б) определяется разностью двух переходных характеристик, сдвинутых во времени на T_n (рис. 4.4, б).

Переходная характеристика позволяет найти искажения не только импульсных сигналов прямоугольной формы, но и реакцию ИУ на сигналы любого другого вида.

Следует подчеркнуть, что частотная и переходная характеристики линейной системы жестко связаны между собой. На этой связи основаны точные и приближенные методы нахождения переходного процесса по известным частотным характеристикам и частотных характеристиках по известным переходным.

Параметры ИУ: время нарастания фронта, коэффициент усиления, площадь усиления, добротность усилителя. Длительность

фронта T_Φ , как было отмечено в § 2.1, оценивается по переходной характеристике в области малых времен. В соответствии с преобразованиями Фурье и Лапласа малые промежутки времени связаны с высокими частотами, поэтому время нарастания фронта в ИУ определяется высокочастотными искажениями.

Представляя одиночный каскад ИУ с точки зрения ВЧ искажений интегрирующим звеном первого порядка, приходим к известному соотношению для длительности фронта, измеренной между уровнями 0,1 и 0,9:

$$T_{\Phi 1} = 2,2\tau_B = 2,2/\omega_B = 0,35/F_B, \quad (4.4)$$

где F_B — верхняя граничная частота усиления каскада.

Обобщим результат на n -каскадный усилитель, состоящий из одинаковых каскадов. Переходную характеристику находим по табличной формуле

$$h_{Bn}(t) = 1 - \exp(-t/\tau_B) \sum_{i=0}^{n-1} (t/\tau_B)^i / (i)! \quad (4.5)$$

Программа для расчета переходных характеристик по формуле (4.5) на программируемых микрокалькуляторах типа «Электроника Б3-34» приведена в приложении 5. Графики $h_{Bn}(t)$, построенные по результатам расчетов, показаны на рис. 4.5. Находя из них длительность фронта по уровням 0,1 и 0,9, получим:

$$T_{\Phi n} = F_n T_{\Phi 1} \sqrt{n},$$

где $T_{\Phi 1}$ — длительность фронта однокаскадного усилителя; F_n — множитель, зависящий от числа каскадов.

Для одного каскада $F_1 = 1$. Для десяти каскадов $F_{10} = 1,12$. Сравнительно небольшое монотонное изменение F_n позволяет принять $F_n \approx 1$ для любого $n \leq 10$. Тогда

$$T_{\Phi n} \approx T_{\Phi 1} \sqrt{n}. \quad (4.6)$$

Таким образом, длительность фронта подчиняется геометрическому закону суммирования. Многочисленные расчеты и измерения показывают, что с приемлемой для практических расчетов точностью закон геометрического суммирования T_Φ справедлив не только для однотипных реостатных каскадов, но и для любой последовательности различных каскадов:

$$T_{\Phi n} \approx \sqrt{T_{\Phi(1)}^2 + T_{\Phi(2)}^2 + \dots + T_{\Phi(n)}^2}. \quad (4.7)$$

Единственное, но существенное ограничение состоит в том, что переходные характеристики этих каскадов не должны иметь выбросов более 1—2%.

Полученные результаты можно обобщить на расчет длительностей фронтов выходных импульсов при известных длитель-

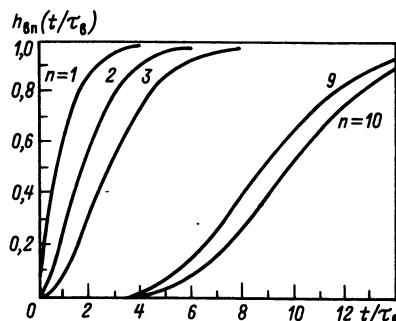


Рис. 4.5. Переходные характеристики n-каскадных усилителей

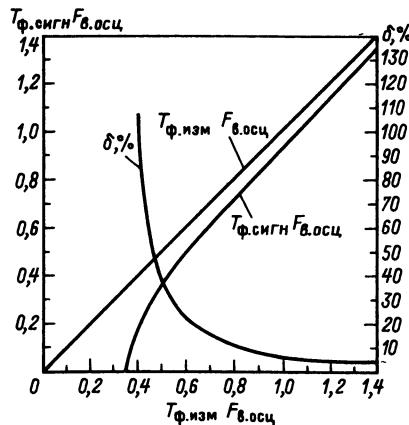


Рис. 4.6. Графики зависимости длительности фронта сигнала и относительной погрешности ее измерения от $T_{\text{ф.изм}} F_{\text{в.осци}}$

ностях фронтов входных импульсов и переходной характеристики ИУ. Действительно, входной импульс с длительностью фронта $T_{\text{ф.вх}}$ можно представить как результат прохождения идеальной ступенчатой функции через линейный четырехполюсник с длительностью фронта переходной характеристики $T_{\text{ф.вх}}$. Зная длительность фронта переходной характеристики ИУ, легко по (4.7), как для двухкаскадного усилителя, определить длительность фронта выходного импульса:

$$T_{\text{ф.вых}} \approx \sqrt{T_{\text{ф.вх}}^2 + T_{\text{ф.иу}}^2}.$$

Сказанное целесообразно использовать также для коррекции результатов измерения длительности фронтов импульсов с помощью осциллографа. Пусть измеряемый сигнал имеет фронт длительностью $T_{\text{ф.сигн}}$. Проходя через усилитель вертикального отклонения луча осциллографа с верхней граничной частотой $F_{\text{в.осци}}$, фронт импульса удлиняется до

$$T_{\text{ф.изм}} \approx \sqrt{T_{\text{ф.сигн}}^2 + T_{\text{ф.осци}}^2}, \quad (4.8)$$

где $T_{\text{ф.изм}}$ — длительность фронта импульса, измеренная по экрану осциллографа;

$$T_{\text{ф.осци}} = 0,35/F_{\text{в.осци}} \quad (4.9)$$

— длительность фронта переходной характеристики усилителя вертикального отклонения луча осциллографа.

Следовательно, зная из паспортных данных на осциллограф $F_{\text{в.осци}}$ и измерив по осциллографу длительность фронта $T_{\text{ф.изм}}$,

можно, преобразовав (4.8), найти истинное значение длительности фронта исследуемого сигнала:

$$T_{\Phi, \text{сигн}} \approx \sqrt{T_{\Phi, \text{изм}}^2 - T_{\Phi, \text{осц}}^2}.$$

Подставляя $T_{\Phi, \text{осц}}$ из (4.9) и производя несложные преобразования, находим:

$$T_{\Phi, \text{сигн}} F_{\text{в. осц}} = \sqrt{(T_{\Phi, \text{изм}} F_{\text{в. осц}})^2 - 0,1225}. \quad (4.10)$$

При постоянном использовании определенного осциллографа полезно иметь поправочную характеристику (рис. 4.6). Она построена по результатам расчета (4.10) по программе, приведенной в приложении 6.

На рис. 4.6 построен также график относительной погрешности $\delta, \%$, вызванной ограниченностью полосы пропускания усилителя вертикального отклонения луча осциллографа:

$$\delta = (T_{\Phi, \text{изм}} / T_{\Phi, \text{сигн}} - 1) 100.$$

Легко видеть, что при $T_{\Phi, \text{изм}} F_{\text{в. осц}} \geq 1,4$ нет необходимости вводить поправку, поскольку погрешность измерения за счет ограниченности полосы осциллографа не превышает 3,5%.

Площадь усиления усилителя определяется как произведение коэффициента усиления K_0 на верхнюю граничную частоту $F_{\text{в.}}$:

$$P = K_0 F_{\text{в.}}. \quad (4.11)$$

Если один каскад не может обеспечить заданной площади усиления, приходится применять многокаскадный усилитель. Полагая для простоты все каскады одинаковыми и используя формулы (4.4) и (4.6) для верхней граничной частоты и формулу

$$K_0 = n K_{01}$$

для коэффициента усиления, из (4.11) получим:

$$P = (n K_{01}) (F_{\text{в.1}} / \sqrt{n}) = \sqrt{n} P_1,$$

где $P_1 = K_{01} F_{\text{в.1}}$ — площадь усиления одиночного каскада; n — число каскадов.

Отсюда, зная заданную площадь усиления всего усилителя P и площадь усиления одиночного каскада P_1 , можно определить требуемое число каскадов n всего усилителя:

$$n = (P / P_1)^2.$$

Затем, варьируя нагрузками в каждом каскаде, следует обеспечить необходимые коэффициенты усиления $K_{01} = K_0 / n$ и верхние граничные частоты $F_{\text{в.1}} = F_{\text{в.}} / \sqrt{n}$.

4.2. ИМПУЛЬСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Особенности принципов построения и работы усилителей низкой частоты серий КР119, КР123, К148, К237. Входной УНЧ типа КР119УН1 (рис. 4.7) обеспечивает коэффициент усиления по напряжению от двух до пяти при верхней граничной частоте 100 кГц (приложение 7) [3]. Активным элементом является биполярный транзистор *n-p-n*-типа. Каскад собран по схеме с общим эмиттером.

Через резистор $R1$ на базу транзистора подается потенциал корпуса; через резисторы $R2$ и $R3$ —питание на коллектор от источника +6,3 В; через $R4$, $R5$ —смещение на эмиттер от источника напряжения -6,3 В. Конденсаторы $C1$, $C4$ —разделительные, $C2$, $C3$ —конденсаторы, фильтрующие помехи по цепям питающего напряжения; конденсаторы $C2$ и $C3$ могут также использоваться для коррекции частотных искажений.

Входной сигнал через разделительный конденсатор $C1$ поступает на базу транзистора, усиливается им, снимается с коллекторного сопротивления $R3$, проходит через разделительный конденсатор $C4$ и попадает в нагрузку $R6$.

Каскад, в котором выходной сигнал снимается с коллектора, является инвертирующим. При желании нагрузку можно подключить через разделительный конденсатор к эмиттеру (вывод 11), тогда каскад будет представлять собой эмиттерный повторитель.

В том включении, которое показано на рис. 4.7, резистор $R4$ служит для создания ООС с целью увеличения входного сопротивления каскада, улучшения линейности и расширения

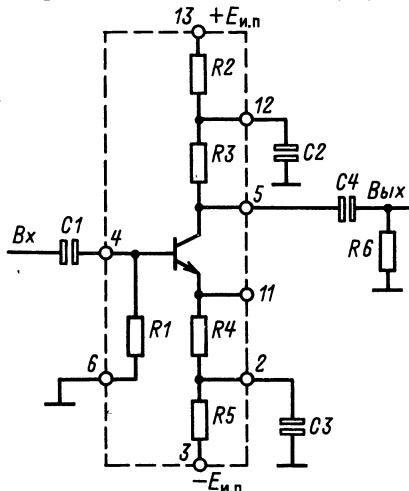


Рис. 4.7. Входной каскад УНЧ типа КР119УН1

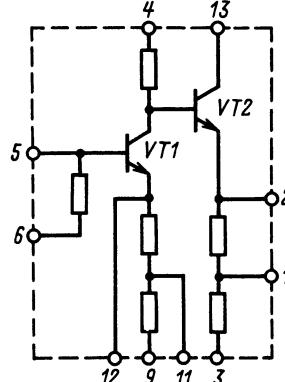


Рис. 4.8. Усилитель низких частот КР119УН2

полосы пропускания (правда, при этом уменьшается коэффициент усиления каскада). Изменять коэффициент усиления и полосу пропускания можно путем подключения к выводам 2—11 внешних резисторов и конденсаторов.

В серии КР119 имеется УНЧ типа КР119УН2 (рис. 4.8), отличающийся от предыдущего тем, что в него введен дополнительный каскад на транзисторе VT2, собранный по схеме эмиттерного повторителя, согласующего выход первого каскада с внешней нагрузкой. Введение второго каскада позволило увеличить в 2,5—3,5 раза усиление и в 2 раза верхнюю граничную частоту при 25%-ном увеличении тока, потребляемого от источников питания (приложение 7) [3].

Усилитель низкой частоты типа КР1УН231А имеет несомненные преимущества перед усилителями серии КР119 [поскольку у него существенно больший коэффициент усиления (300—500), более низкая нижняя граничная частота и питание осуществляются только от одного источника +6,3 В], достигнутые за счет применения большего числа транзисторов (восьми), обратных отрицательных связей и других схемных решений при увеличении потребляемого тока питания (приложение 7) [3].

Усилитель состоит из двух ступеней (рис. 4.9). Первая ступень объединяет три каскада: два последовательно соединенных каскада с общим эмиттером (на транзисторах VT1, VT2) и третий с расщепленной нагрузкой в эмиттере и коллекторе (VT3). Ступень образуется за счет подачи ООС по постоянному

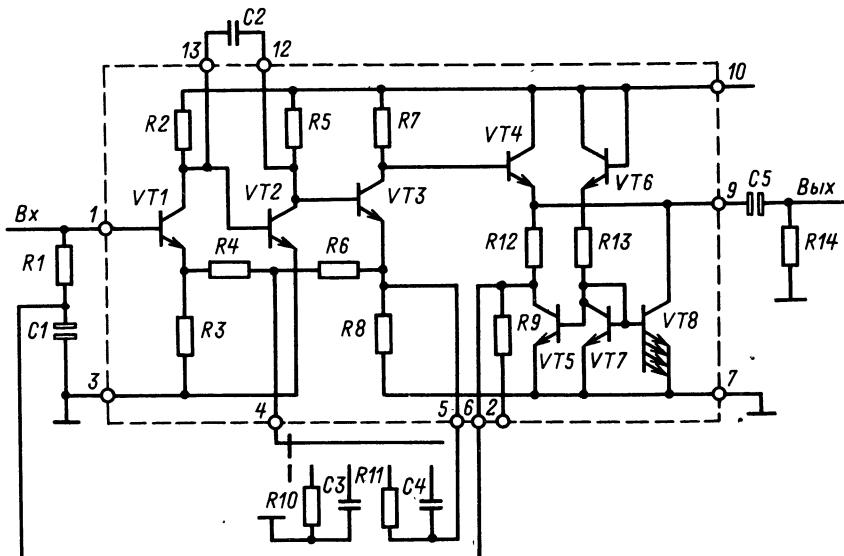


Рис. 4.9. УНЧ типа КР1УН231

гоку с эмиттера $VT3$ на эмиттер $VT1$, что служит для надежной стабилизации режима каскадов по постоянному току. Одновременно предусмотрена коррекция ЧХ с помощью внешних элементов, включаемых в цепи ООС: конденсатора $C2$ (между коллектором и базой $VT2$); резисторов $R10$, $R11$; конденсаторов $C3$, $C4$ (между эмиттерами $VT2$ и $VT1$).

Вторая ступень состоит из эмиттерного повторителя на $VT4$. Транзисторы $VT6$ и $VT7$ служат для создания смещения транзисторов $VT5$ и $VT8$, являющихся динамическими нагрузками (элементами, пропускающими большие токи и оказывающими малое сопротивление постоянному току и большое сопротивление переменному току). Для большей стабилизации предусмотрена еще одна цепь ООС (внешняя) по постоянному току с коллектора $VT5$ на базу $VT1$. Конденсатор $C1$ играет при этом роль блокировки, устраниющей обратную связь по переменному сигналу и корректирующей фазовый сдвиг для предотвращения самовозбуждения. Транзистор $VT8$ —многоэмиттерный, вследствие чего уменьшается плотность эмиттерного тока и увеличивается крутизна, а следовательно и коллекторный ток транзистора $VT8$.

Усилитель мощности НЧ типа К148УН1 (рис. 4.10) способен при амплитуде выходного сигнала 5,5 В отдавать в нагрузку мощность 1 Вт (приложение 7) [3], что в 2 тыс. раз превышает возможности ранее рассмотренной интегральной микросхемы (ИС) типа КР1УН231А. При этом коэффициент усиления (100—200) несколько уменьшен по сравнению с коэффициентом усиления той же схемы, а верхняя граничная частота (20 кГц) уменьшена в 5 раз. Устройство содержит 15 транзисторов и питается от двух источников (± 12 В).

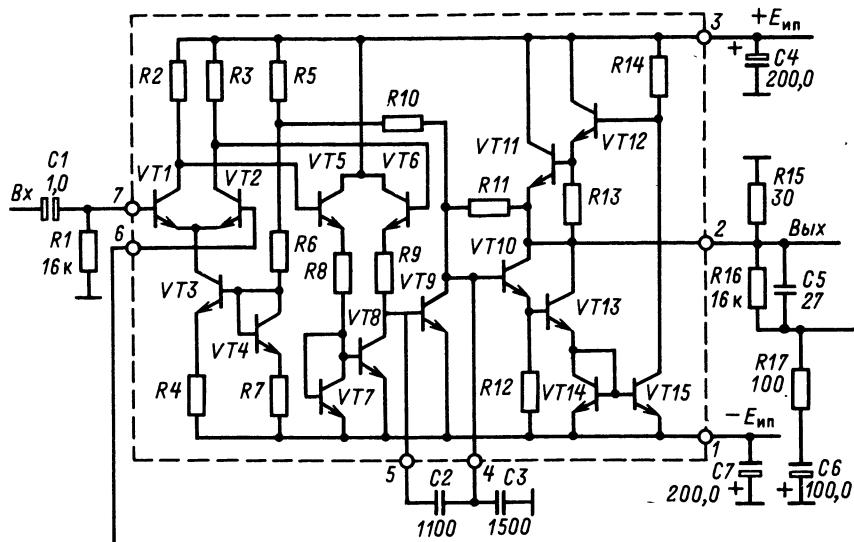


Рис. 4.10. Усилитель мощности НЧ типа К148УН1

В схеме можно выделить четыре ступени: дифференциальный усилитель на транзисторах $VT1—VT4$; второй дифференциальный усилитель ($VT5—VT8$); каскад с общим эмиттером ($VT9$); выходная ступень — усилитель мощности ($VT10—VT15$). Рассмотрим их более подробно.

Первая ступень состоит из: дифференциальной пары ($VT1, VT2$), на базу $VT1$ которой подается входной сигнал, на базу $VT2$ — напряжение ООС по постоянному току для стабилизации режима, снимаемое с выхода усилителя через резистивный аттенюатор $R_{17}/R_{16} = 1/160$; динамического сопротивления ($VT3, R4$); устройства стабилизации коллекторного тока $VT3$ ($VT4, R5—R7$), включающего в себя цепь ООС по постоянному току с коллектора $VT9$ на базу $VT3$.

Вторая ступень состоит из дифференциальной пары ($VT5, VT6$) с общим коллектором; транзистор $VT8$ выполняет роль динамической нагрузки, $VT7$ служит для смещения базы транзистора $VT8$.

Третья ступень — каскад с общим эмиттером ($VT9$), охвачен (для устойчивости усилителя по переменному току) емкостной ООС ($C2, C3$) подобно тому, как это делается в операционных усилителях (см. § 2.3).

Четвертая ступень включает в себя каскад с общим эмиттером на составном транзисторе ($VT10, VT13$). Полезный сигнал снимается с коллекторов непосредственно в нагрузку. Затем следует цепь положительной обратной связи, состоящая из нагрузки ($VT14$), каскада с общим эмиттером ($VT15$) и двух каскадов с общим коллектором ($VT12, VT11$), подключенных непосредственно к нагрузке и питающих ее своими эмиттерными токами в той же фазе, что и коллекторы $VT10$ и $VT13$. Этим согласованным действием и обеспечивается большая выходная мощность сигнала при высоком коэффициенте полезного действия усилителя.

Усилитель низких частот *K237УН2* относится к типу широкополосных: его верхняя граничная частота достигает 15 МГц (приложение 7) [3]. Интегральная микросхема содержит пять транзисторов, однако для дополнительного усиления мощности и создания стабилизирующих ООС предусматривается внешняя схема, содержащая еще четыре транзистора (рис. 4.11) [3].

Каскад на транзисторе $VT1$ служит для обеспечения стабилизированного смещения на базе входного усилительного каскада ($VT2$), собранного по схеме с общим эмиттером. Затем следуют каскады с общим коллектором ($VT3$), с общим эмиттером на транзисторе $VT4$ и на транзисторе $VT5$. Здесь существует ООС с выхода усилителя через конденсатор емкостью 2200 пФ на базу $VT5$.

Внешняя схема представляет собой двухтактную ступень, собранную на разнополярных транзисторах. Когда на выходе ИС появляется положительная полуволна напряжения, в качестве эмиттерного повторителя работают каскад на транзисторе $VT6$ и каскад с общим эмиттером на транзисторе $VT8$. Когда появляется отрицательная полуволна, открывается эмиттерный повторитель на транзисторе $VT7$ и вслед за ним эмиттерный повторитель на транзисторе $VT9$.

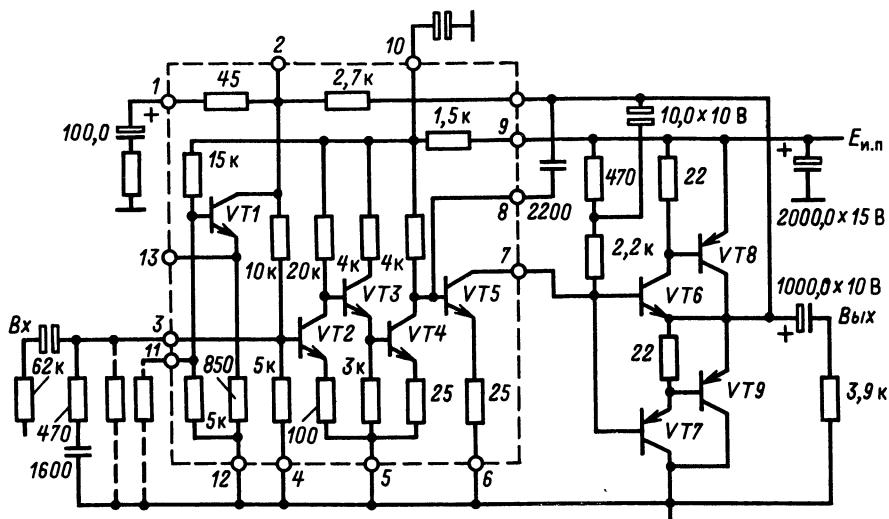


Рис. 4.11. Усилитель низких частот типа К237УН2

Принципы построения и работы усилителей высокой и промежуточной частот на интегральных микросхемах серии К118. Формирование необходимой полосы пропускания резонансных усилителей (УПЧ и УВЧ) производится двумя основными способами. Общим у этих способов является использование в качестве основы широкополосных УНЧ. В первом способе применяется совокупность УНЧ и фильтров *сосредоточенной селекции* (ФСС) — пассивных *LC*-фильтров, имеющих необходимые ЧХ (рис. 4.12, б). Как видно из рис. 4.12, б, результирующая характеристика имеет форму ЧХ ФСС, а номинальное усиление определяется коэффициентом усиления УНЧ.

Во втором способе формирование ЧХ производится самими УНЧ путем объединения их в многоканальный усилитель с определенными нижней и верхней граничными частотами (рис. 4.13), настраиваемыми с помощью навесных *RC*-цепей, подключаемых к каждому УНЧ. Второй способ более простой, так как не требует применения ФСС, но получаемая ЧХ не обладает такой высокой стабильностью, которая обеспечивается первым способом.

В серии ИС К118 производятся два типа УНЧ. Первый тип — К118УН1 представляет собой двухкаскадный усилитель («двойку») общий эмиттер — общий эмиттер, охваченный отрицательной обратной связью с эмиттера VT2 на базу VT1 (рис. 4.14). Обладая сравнительно большим усилием (250—800) и полосой (на 5 МГц $K_U \leq 30 \div 50$) [3], усилитель имеет довольно существенный недостаток, заключающийся в том,

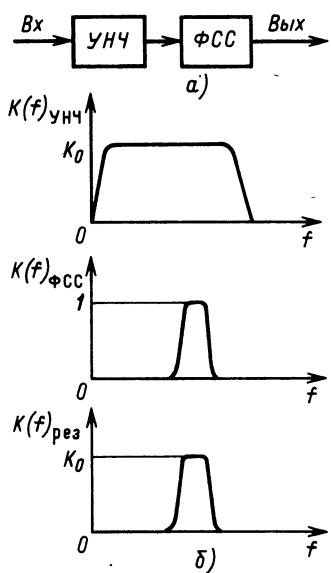


Рис. 4.12. Объяснение принципа построения полосовых усилителей с применением фильтров сосредоточенной селекции:
а—схема; б—частотные характеристики

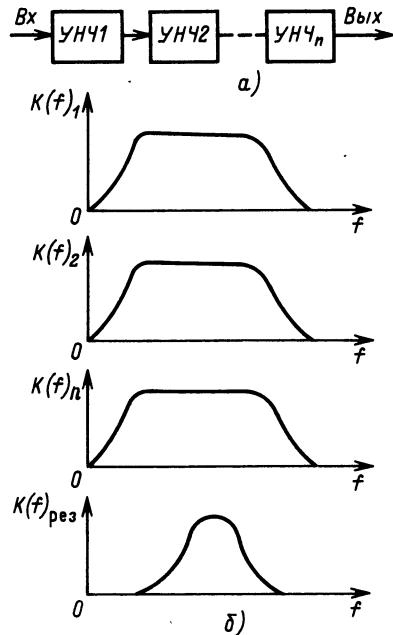


Рис. 4.13. Объяснение принципа построения полосовых усилителей на основе последовательно включенных УНЧ:
а—схема; б—частотные характеристики

что при последовательном включении нескольких каскадов один каскад сильно влияет на другой; это затрудняет настройку многокаскадных усилителей, особенно по второму способу.

Другой тип—К118УН2 тоже представляет собой двухкаскадный усилитель, но схема его—общий эмиттер—общая база, получившая название каскодной (рис. 4.15). Обладая гораздо меньшим по сравнению с К118УН1 усиливанием (15—40) [3], усилитель имеет большое преимущество: отсутствие влияния нагрузки и источника на характеристики каскада. Поэтому ИС К118УН2 применяется обычно в качестве развязки между каскадами на К118УН1, а также на входе и выходе усилителя для уменьшения влияния цепей источника сигнала и нагрузки на свойство усилителя в целом.

В схеме К118УН2 транзистор $VT1$ используется для стабилизации режима транзисторов $VT2$ и $VT3$. Последний усиливает сигнал по току, в то время как $VT2$ —по напряжению.

Вывод 1 при необходимости можно использовать для подачи сигналов автоматической регулировки усиления (АРУ). Вывод 13 применяется обычно

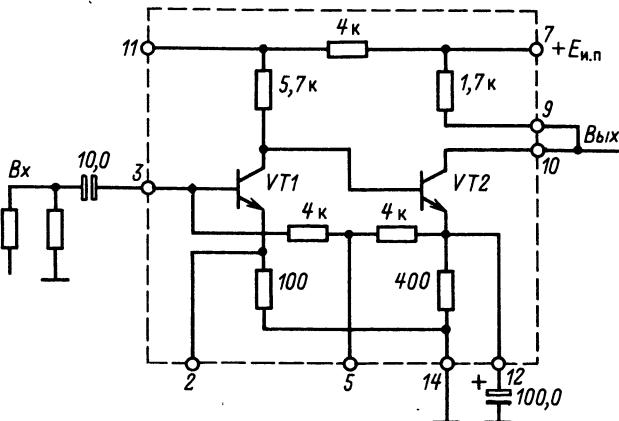


Рис. 4.14. УНЧ типа К118УН1

для подключения блокировочного конденсатора, чтобы нейтрализовать обратную связь, возникающую по цепи питания [2].

Помимо высокой степени устойчивости и стабильности параметров по отношению к изменениям сопротивлений источника сигнала и нагрузки, каскодные усилители обладают низким уровнем шума в области верхних частот, и поэтому их включают во входную цепь малошумящих усилителей.

Видеоусилители К118УП1А(Г) и КР119УИ1. Назначение, принципы построения и работа. В узком понимании слова видеоусилители предназначены для усиления телевизионных сигналов изображения в передающих камерах, аппаратных блоках и телевизорах. В более широком смысле видеоусилители представляют собой устройство для усиления любых

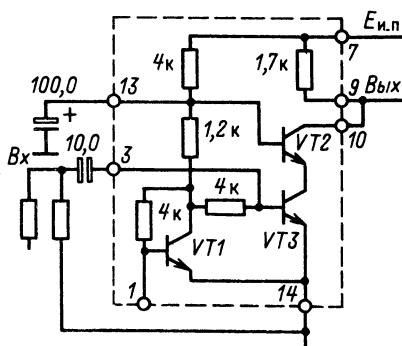


Рис. 4.15. Каскодный усилитель К118УН2

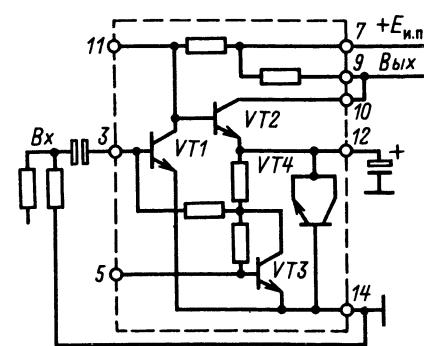


Рис. 4.16. Видеоусилитель К118УП1

импульсных сигналов в различных радиоэлектронных системах, будь то радиолокация, телевидение, связь, управление или вычислительная техника.

Видеоусилители К118УП1А(Г) обладают высоким коэффициентом усиления (900—2000) (приложение 7) и представляют собой двухкаскадный усилитель типа «двойки», схема которого аналогична рассмотренной на примере К118УН1, и отличаются от последнего наличием двух дополнительных транзисторов: VT3, стабилизирующего режим усилительных каскадов (рис. 4.16) [3], и VT4, у которого зарядные емкости эмиттерного и коллекторного переходов (включенных параллельно) используются в качестве корректирующих конденсаторов, чем достигается повышение добротности усилителя и уменьшение искажений в области малых времен и верхних частот. Наличие многочисленных выводов из разных точек позволяет при помощи соответствующих переключений изменять характеристики усилителя и подключать цепи, фильтрующие помехи, которые возникают в шинах питания [2].

Видеоусилитель КР119УИ1 имеет невысокий коэффициент усиления (4—10) (приложение 7) и в схемном отношении является «двойкой», аналогичной ИС К118УН1, рассмотренной выше [3].

4.3. ПОВТОРИТЕЛИ

Эмиттерный повторитель, его параметры, особенности. Повторители напряжения (или, как чаще говорят, повторители)— это неинвертирующие усилительные устройства с коэффициентом усиления по напряжению, близким единице, и большим (много больше единицы) коэффициентом усиления по току.

Повторители часто используются в качестве согласующих элементов, при включении которых существенно возрастает нагрузочная способность устройства. Они применяются для передачи импульсных сигналов в низкоомную, в том числе и емкостную, нагрузку от источника с большим внутренним сопротивлением. При этом малое выходное сопротивление обеспечивает быстрое нарастание фронта импульса на выходе повторителя даже при сравнительно большой емкости нагрузки. Большой динамический диапазон сигнала, обеспечиваемый повторителями, способствует передаче импульсов большой амплитуды без заметных нелинейных искажений, а малая входная проводимость позволяет заметно уменьшить уровень линейных искажений, которые возникают во входной цепи из-за большого внутреннего сопротивления источников сигнала [2].

При использовании в качестве активного элемента биполярного транзистора с общим коллектором получают *эмиттерный повторитель* (ЭП).

Если крутизна усиительной характеристики транзистора равна g_m , а нагрузка повторителя — R_h , то *коэффициент усиления* (а, точнее, *передачи*) по *напряжению*

$$K_U = g_m R_h / (1 + g_m R_h). \quad (4.12)$$

Например, при $R_h = 50 \text{ Ом}$, токе эмиттера $I_3 = 10 \text{ мА}$ крутизна $g_m = I_3/\varphi_T = 10^{-2}/0,025 = 400 \text{ мА/В}$. Из (4.12) находим $K_U = 0,95$.

Входное сопротивление ЭП рассчитывают по формуле

$$R_{bx} = (\beta_0 + 1)(R_h + 1/g_m), \quad (4.13)$$

где β_0 — коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером.

Вследствие того что транзисторы обычно имеют $\beta_0 > 10$, входное сопротивление ЭП во много раз больше сопротивления нагрузки, что позволяет согласовывать большое сопротивление источника сигнала с малым R_h .

Выходное сопротивление ЭП определяется соотношением

$$R_{vых} = R_r / (\beta_0 + 1) + 1/g_m,$$

где R_r — эквивалентное сопротивление генератора сигнала ЭП.

Здесь видим обратное, по сравнению с (4.13), трансформирование сопротивления, что позволяет согласовывать сопротивление нагрузки с источником (малые R_h с большими R_r).

Входная эквивалентная емкость ЭП может быть рассчитана по формуле

$$C_{bx} = C_k + C_3(1 - K_U) + C_h / (\beta_0 + 1), \quad (4.14)$$

где C_k , C_3 — емкости коллекторного и эмиттерного переходов; C_h — емкость нагрузки.

Из (4.14) видно, что влияние C_3 и C_h на входную емкость существенно ослаблено эмиттерным повторителем.

Эмиттерный повторитель типа КР119ҮЕ1: назначение элементов, графическое пояснение работы. Схема на рис. 4.17 представляет собой двухканальный усилитель импульсов тока положительной полярности. Верхний канал спроектирован на транзисторах $VT1$, $VT4$, нижний — на транзисторах $VT2$, $VT3$. Транзисторы $VT2$, $VT4$ являются основой ЭП в каждой из каналов, а $VT1$, $VT3$ служат для создания дополнительного смещения.

Рассмотрим принцип работы устройства. Пусть на входе действует начальное напряжение U_{bx1} . Пренебрегая током базы транзистора $VT4$ по сравнению с базовым током транзистора $VT1$ (равным эмиттерному току, поскольку коллектор транзистора $VT1$ отключен), можем составить уравнение

$$E_{и.п} - U_{bx} = U_{ЭБ1} + I_{Э1} R_3, \quad (4.15)$$

где $U_{ЭБ1}$ — напряжение на эмиттерном переходе транзистора $VT1$;

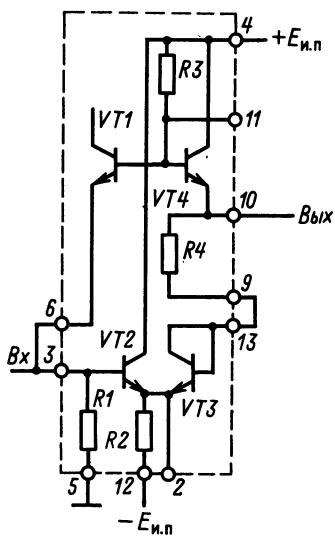


Рис. 4.17

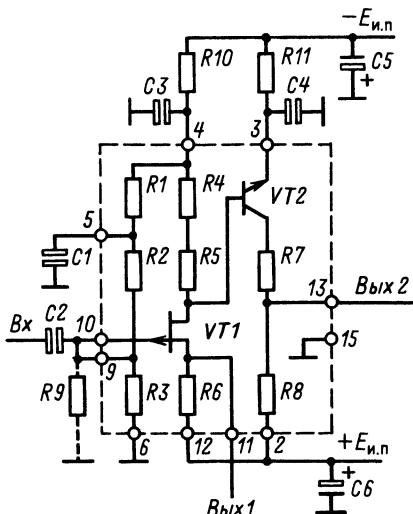


Рис. 4.19

Рис. 4.17. Эмиттерный повторитель KP119UE1

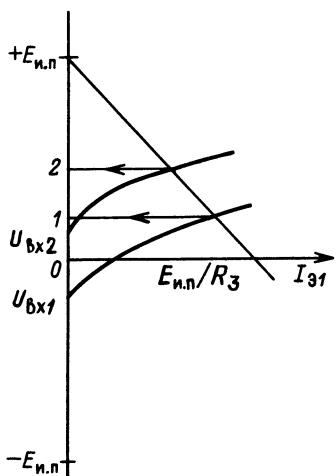


Рис. 4.18

Рис. 4.18. Графическое пояснение работы входной цепи усилителя KP119UE1

Рис. 4.19. Истоковый повторитель K284UE1A(Б)

$$I_{\text{вых}} = I_{\text{вых}1} [\exp(U_{\text{вых}1}/\varphi_T) - 1] \quad (4.16)$$

— эмиттерный ток транзистора $VT1$; $\varphi_T = KT/q$ — температурный потенциал; $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/°С; T — абсолютная температура; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона.

Уравнение (4.15) легко решить графическим путем (рис. 4.18), построив в координатах напряжение — ток два графика: прямую с наклоном, соответствующим

ствующим сопротивлению $R3$, для напряжения $+E_{\text{и.п.}}$, и экспоненту, соответствующую функции (4.16), для напряжения $U_{\text{вх}1}$. Поскольку токи через сопротивление $R3$ и транзистор $VT1$ равны, то напряжение в точке 11 схемы (базы $VT1$ и $VT4$) определяется на рис. 4.18 местом пересечения двух графиков (отмечено цифрой 1).

При изменении входного напряжения

$$U_{\text{вх}2} = U_{\text{вх}1} + \Delta U_{\text{вх}}$$

экспонента на рис. 4.18 переместится вверх и пересечение с прямой произойдет уже в точке 2, что иллюстрирует изменение потенциала в точке 11 интегральной микросхемы. Увеличение напряжения на базе транзистора $VT4$ вызывает возрастание его эмиттерного тока и, соответственно, выходного напряжения.

Вместе с тем увеличение $U_{\text{вх}}$ приводит к возрастанию эмиттерного тока транзистора $VT2$ и, следовательно, напряжения на эмиттерах транзисторов $VT2$ и $VT3$. Увеличение этого напряжения (через нелинейное сопротивление транзистора $VT3$ и постоянное сопротивление $R4$) также способствует увеличению выходного напряжения. Основные параметры ИС КР119УЕ1 приведены в приложении 7 [3].

Истоковый повторитель, его параметры и особенности. Вследствие малых токов затворов и входных емкостей полевых транзисторов с плоскостным затвором по сравнению с токами баз и входными емкостями биполярных транзисторов очевидно преимущество ПТПЗ во входных каскадах усилителей, работающих от источников сигнала с высокоомным сопротивлением. К преимуществам этих транзисторов можно отнести существенный выигрыш в шумах и наличие термостабильной точки режима в ПТПЗ.

Параметры истокового повторителя определяются крутизной g_m , током затвора I_3 и емкостями истока $C_{\text{из}}$ и стока $C_{\text{сз}}$. K_U определяется по (4.12), входное сопротивление имеет сложную зависимость от режима и оценивается мегаомами, входная емкость

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{сз}} + C_{\text{из}}(1 - K_U);$$

выходное сопротивление

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{и}} / (1 + g_m R_{\text{и}}),$$

где $R_{\text{и}}$ — сопротивление, стоящее в истоке ПТПЗ.

Истоковый повторитель типа К284УЕ1А(Б): назначение элементов и принцип работы. Интегральная микросхема (рис. 4.19) содержит два транзистора: ПТПЗ $VT1$ с разделенной (в истоке и стоке) нагрузкой и биполярный $VT2$ с общим эмиттером. Резисторы $R1 - R3$ обеспечивают подачу необходимого смещения на затвор транзистора $VT1$. Резистор $R6$ играет двоякую роль: сопротивления нагрузки для первого выхода, когда ИС используется в качестве истокового повторителя, и сопротивления ООС, стабилизирующей режим транзистора $VT1$ по постоянному току. Этот режим выбирается исходя из полярности входного сигнала. При биполярном сигнале напряжение на затворе относительно истока целесообразно выбирать равным половине напряжения

отсечки U_{3o} . При импульсах положительной полярности оптимальным по усиливательным и шумовым свойствам является режим, близкий нулю. Коррекцию режима можно производить внешним сопротивлением $R9$. Входное сопротивление истокового повторителя составляет 10 МОм; входная емкость равна 1,2 пФ; коэффициент передачи по напряжению 0,97; уровень шумов 10 мкВ (приложение 7) [3].

Интегральную микросхему К284УЕ1 можно использовать также как двухкаскадный усилитель общий исток — общий эмиттер. Конденсаторы $C1$, $C3$ — $C6$ фильтруют помехи по цепям питания. Конденсатор $C2$ — разделительный (по входу).

Контрольные вопросы

1. Назовите основные виды каскадов импульсных усилителей.
2. Какими преимуществами обладают каскады на полевых транзисторах?
3. В чем заключается условность названия УНЧ?
4. Какими причинами вызываются линейные и нелинейные искажения в усилителях?
5. Изобразите нормированные ЧХ видео- и полосовых усилителей.
6. Каким параметром АЧХ определяется длительность фронта переходной характеристики импульсного усилителя?

Глава 5

КЛЮЧЕВЫЕ УСТРОЙСТВА

5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Понятие ключевого элемента и его роль в цифровых устройствах. В импульсных и цифровых устройствах диоды и транзисторы обычно работают в *ключевом режиме*. Этот режим характеризуется двумя статическими состояниями: *включено* (замкнуто), *выключено* (разомкнуто) и двумя динамическими: переход из включенного состояния в выключенное и переход из выключенного состояния во включенное. Простейшие устройства, в которых осуществляется ключевой режим, называются *ключевыми элементами*.

Статические состояния ключевого элемента отличаются значениями выходного сопротивления $R_{\text{вых}}$, напряжения $U_{\text{вых}}$, тока $I_{\text{вых}}$ и рассеиваемой мощностью $P_{\text{расс}}$, причем должны выполняться следующие неравенства:

$$R_{\text{вых, вкл}} \ll R_{\text{вых, выкл}}; \quad (5.1)$$

$$U_{\text{вых, вкл}} \ll U_{\text{вых, выкл}}; \quad (5.2)$$

$$I_{\text{вых, вкл}} \gg I_{\text{вых, выкл}}, \quad (5.3)$$

где индексы *вкл* и *выкл* относятся к состояниям включено и выключено, соответственно.

Динамические состояния характеризуются длительностью процессов переключения $T_{\text{перекл}}$ элементов, мощностью, рассеиваемой в среднем за эти промежутки времени $P_{\text{расс.перекл}}$, и длительностью задержки процессов включения $T_{\text{зд.вкл}}$ и выключения $T_{\text{зд.выкл}}$ относительно моментов подачи управляющих сигналов.

Преимущества ключевого режима заключаются:

в стабильности выходных параметров элементов: $R_{\text{вых}}$, $U_{\text{вых}}$, $I_{\text{вых}}$;

в максимальных возможных значениях амплитуды модуляции этих параметров [в силу неравенств (5.1)–(5.3)];

в минимально возможной рассеиваемой мощности вследствие выполнения неравенства

$$P_{\text{расс.перекл}} \gg P_{\text{расс.вкл}}, P_{\text{расс.выкл}}.$$

Чтобы в среднем рассеиваемая мощность

$$\begin{aligned} P_{\text{расс.ср}} = & (P_{\text{расс.вкл}} T_{\text{вкл}} + P_{\text{расс.выкл}} T_{\text{выкл}} + \\ & + P_{\text{расс.перекл}} T_{\text{перекл}})/(T_{\text{вкл}} + T_{\text{выкл}} + T_{\text{перекл}}) \end{aligned} \quad (5.4)$$

была минимальна, необходимо добиваться выполнения условия

$$T_{\text{перекл}} \ll T_{\text{вкл}}, T_{\text{выкл}}.$$

Характеристики идеального ключевого элемента. Представление об *идеальном* ключевом элементе дает безынерционный выключатель с механическим замыканием и размыканием контакта (рис. 5.1), имеющий в разомкнутом состоянии бесконечно большое сопротивление ($R_{\text{выкл}} \rightarrow \infty$), а в замкнутом— бесконечно малое ($R_{\text{вкл}} = 0$). При этом независимо от параметров коммутируемой цепи R_h , $E_{\text{и.п}}$ выполняются соотношения

$$U_{\text{вкл}} = 0; I_{\text{выкл}} = 0; T_{\text{перекл}} = 0; T_{\text{зд.вкл}} = T_{\text{зд.выкл}} = 0,$$

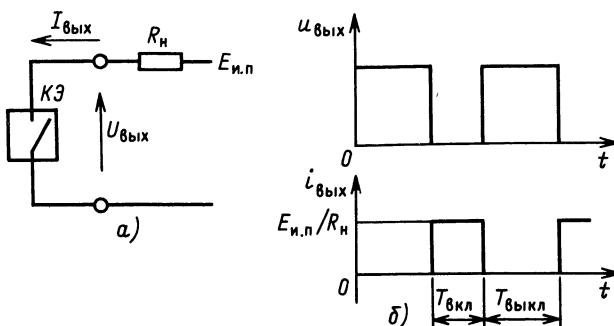


Рис. 5.1. Идеальный ключевой элемент:
а—схема; б—временные диаграммы

и в соответствии с (5.4) средняя мощность, рассеиваемая идеальным ключевым элементом,

$$P_{\text{расс.ср}} = 0.$$

В *реальных* ключевых элементах на полупроводниковых приборах (диодах или транзисторах) уровни выходного напряжения, соответствующие состояниям «включено» ($U_{\text{вкл}}$) и «выключено» ($U_{\text{выкл}}$), зависят от типа коммутирующего нелинейного прибора и переход из состояния «включено» в состояние «выключено» и обратно происходит не мгновенно, а в течение некоторого времени $T_{\text{перекл}}$, обусловленного инерционными свойствами этого прибора и паразитными емкостями схемы. Это приводит к тому, что в реальных ключах мощность, рассеиваемая коммутирующим прибором $P_{\text{расс.ср}}$, отлична от нуля. Чем больше остаточное напряжение $U_{\text{вкл}}$ на нем в положении «включено» и чем больше время $T_{\text{перекл}}$ перехода ключа из одного статического состояния в другое, тем больше рассеиваемая мощность. Уменьшение мощности рассеивания является первостепенной задачей для ключевых схем, так как при этом уменьшается выделяемое ключом тепло, благодаря чему повышается надежность его работы при более высоких окружающих температурах и становится возможным увеличить плотность монтажа и уменьшить габаритные размеры аппаратуры, не прибегая к специальным мерам для отвода тепла.

Простейшиеключи, переключатели и логические элементы. *Простейшие ключевые устройства* имеют один управляющий вход и один выход. Поскольку и входные, и выходные сигналы имеют всего два статических состояния, их удобно обозначать цифровыми символами, например: высокий потенциал — 1, низкий — 0.

Возможны две разновидности простейших ключевых устройств: *повторители* и *инверторы*. Остановимся более подробно на каждом из них.

У *повторителей* высокий потенциал на входе приводит к размыканию ключевого устройства и, следовательно, к высокому выходному потенциалу; низкий потенциал на входе, наоборот, производит включение устройства, благодаря чему потенциал на выходе тоже становится низким, т. е. выходное напряжение как бы повторяет входное, отсюда и название элемента — *повторитель*.

Логика работы повторителя описывается *таблицей истинности* (табл. 5.1), в которой символом x обозначен входной сигнал, символом y — выходной. Используя эту таблицу, можно записать аналитическое выражение логической функции повторителя:

$$y = x.$$

Условное обозначение повторителей на электрических схемах (рис. 5.2, а) состоит из прямоугольника с цифрой 1 в его поле, слева располагается вход, справа — выход. На временных диаграммах (рис. 5.2, б), характерных для реальных повторителей, отмечены времена задержек распространения сигнала при включении $T_{зд.р10}$ и выключении $T_{зд.р01}$ ключевого элемента.

В реальных устройствах и системах иногда возникает необходимость последовательного соединения нескольких ключевых элементов, например в линиях цифровой связи для компенсации потерь в амплитуде сигнала и выделения сигнала на фоне помех (рис. 5.3). В связи с этим возникает вопрос, каким условиям должна отвечать статическая передаточная характеристика повторителя, чтобы бинарный сигнал устойчиво мог быть передан со входа линии связи на выход?

Из различных вариантов передаточных характеристик, удовлетворяющих условию $y=x$ (рис. 5.4), лишь один отвечает необходимым требованиям (рис. 5.4, а). Попытаемся выяснить эти требования.

Учитывая, что выходное напряжение одного элемента является входным для другого, проведем штриховой линией *обращенную передаточную характеристику*, которая может быть получена из прямой путем переворота графика вокруг биссектрисы угла между осями $U_{вых}$ и $U_{вх}$. Из рис. 5.4, а видно, что пересечение прямой и обращенной характеристик произошло в трех точках: двух устойчивых (слева внизу и справа вверху) и одной неустойчивой (посредине), которая называется *пороговой*.

Устойчивость той или иной точки можно определить из следующих рассуждений. Пусть на вход первого элемента

Таблица 5.1. Таблица истинности повторителя

x	y
0	0
1	1

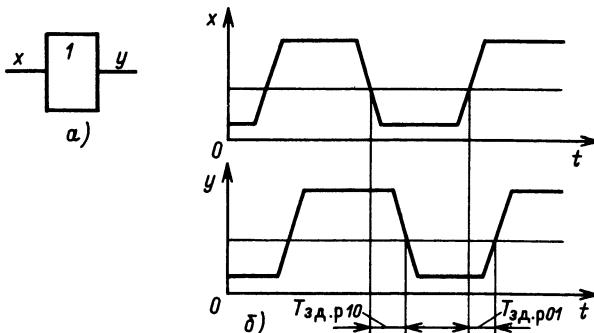


Рис. 5.2. Повторитель:

а — условное обозначение на электрических схемах; б — временные диаграммы

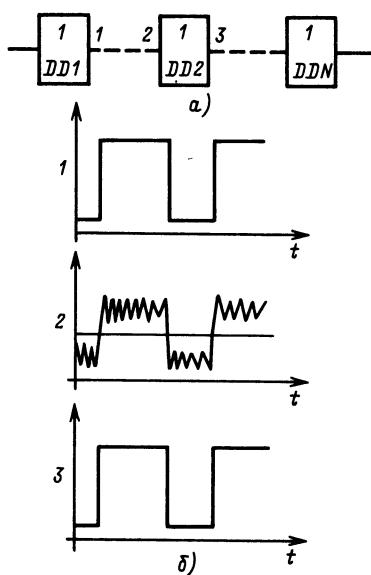


Рис. 5.3. Последовательное включение повторителей:
а—схема; б—временные диаграммы, иллюстрирующие затухание в линии, воздействие помех и роль повторителей в восстановлении формы сигнала

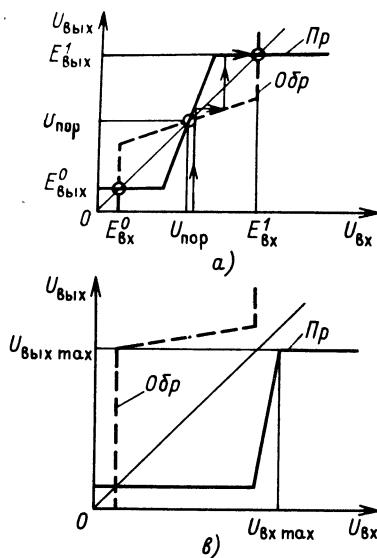
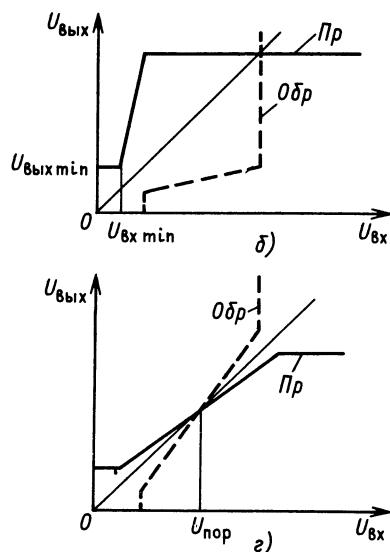


Рис. 5.4. Статические передаточные характеристики повторителей:
прямая (сплошная линия) и обратенная (штриховая линия)



подано напряжение $U_{\text{вх}1}$, немного превышающее пороговое $U_{\text{пор}}$. Чтобы определить напряжение $U_{\text{вых}1}$, проведем вертикальную линию (см. стрелку вверх) до пересечения с прямой передаточной характеристикой. Но $U_{\text{вых}1} = U_{\text{вх}2}$, и, чтобы определить $U_{\text{вых}2}$, проведем горизонтальную линию (см. стрелку вправо) до пересечения с обращенной характеристикой. Учитывая, что $U_{\text{вых}2} = U_{\text{вх}3}$, снова проведем вертикальную линию до пересечения с прямой передаточной характеристикой. Видно, что $U_{\text{вых}3} = E_{\text{вых}}^1$. Следующим этапом система попадает в правую верхнюю точку с координатами $(E_{\text{вх}}^1, E_{\text{вых}}^1)$.

Аналогично можно показать, что подача на первый элемент $U_{\text{вх}1} < U_{\text{пор}}$ приведет к левой нижней точке пересечения прямой и обращенной характеристик с координатами $(E_{\text{вх}}^0, E_{\text{вых}}^0)$. Эти опыты говорят о том, что пороговая точка является неустойчивой, а две другие — устойчивыми. Значит, цепочка из последовательно соединенных повторителей, обладающих передаточными характеристиками типа a (рис. 5.4), будет надежно передавать двоичную информацию, причем можно считать $x=0$, если $U_{\text{вх}1} < U_{\text{пор}}$, и, наоборот, $x=1$, если $U_{\text{вх}1} > U_{\text{пор}}$.

Расстояние от точек устойчивого равновесия до неустойчивого (порогового) определяет *статическую помехоустойчивость* того или иного *ключевого* (логического) *устройства*. Для помехи положительной полярности помехоустойчивость устройства оценивается разностью

$$U_{\text{пом}}^+ = U_{\text{пор}} - U_{\text{вх}}^0;$$

в предельном случае, когда $U_{\text{вх}}^0 = E_{\text{вх}}^0$,

$$U_{\text{пом}}^+ = U_{\text{пор}} - E_{\text{вх}}^0.$$

Для помехи отрицательной полярности допустима амплитуда

$$U_{\text{пом}}^- = U_{\text{вх}}^1 - U_{\text{пор}};$$

в предельном случае, когда $U_{\text{вх}}^1 = E_{\text{вх}}^1$,

$$U_{\text{пом}}^- = E_{\text{вх}}^1 - U_{\text{пор}}.$$

Таким образом, можно сформулировать следующие *необходимые требования*, которым должны удовлетворять ключевые устройства с логической функцией повторителя:

коэффициент передачи при входном пороговом напряжении должен быть больше единицы: $K_{U_{\text{пор}}} > 1$;

выходное минимальное напряжение должно быть меньше входного минимального: $U_{\text{вых min}} < U_{\text{вх min}}$

и выходное максимальное напряжение должно быть больше входного максимального: $U_{\text{вых max}} > U_{\text{вх max}}$.

Три других типа передаточных характеристик (рис. 5.4, б — г) этими свойствами не обладают, так как имеется всего одна точка (устойчивая) пересечения прямой и обращенной

характеристик. Причина этого явления заключается в том, что на рис. 5.4, б $U_{\text{вых min}} > U_{\text{вх min}}$; на рис. 5.4, в $U_{\text{вых max}} < U_{\text{вх max}}$; на рис. 5.4, г $K_{U_{\text{пор}}} < 1$, где $K_{U_{\text{пор}}} = dU_{\text{вых}}/dU_{\text{вх}}$ при $U_{\text{вх}} = U_{\text{пор}}$.

К выходу одного повторителя можно подключить параллельно несколько (N) аналогичных элементов, тогда говорят, что *нагрузочная способность* (или *коэффициент разветвления по выходу*) такого повторителя равна N .

Инверторы имеют передаточную характеристику, противоположную той, которая присуща повторителям (рис. 5.5), благодаря чему при высоком потенциале на входе ($U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$) на выходе инвертора получается низкий потенциал, и наоборот. Отсюда и название элемента. Используя таблицу истинности инвертора (табл. 5.2), легко записать аналитическое выражение его логической функции:

$$y = \bar{x},$$

где черта сверху x обозначает инверсию и читается как «не», т. е. «не икс».

Таблица 5.2. Таблица истинности инвертора

x	y
0	1
1	0

Условное обозначение инверторов отличается от обозначения повторителей наличием кружка в месте пересечения линии выходного вывода с контуром прямоугольника. Этот кружок и обозначает инверсию. Функция элемента не изменится, если кружок нарисовать у входного вывода (рис. 5.6).

Помимо рассмотренных простейших ключевых элементов, реализующих элементарные логические функции повторения и отрицания (инвертирования), широко распространены и более сложные. Усложнение происходит за счет увеличения как числа независимых входов (аргументов), так и числа независимых между собой выходов (функций).

Если ключевой элемент управляет несколькими (M) независимыми сигналами, то число M называется *коэффициентом объединения по выходу*.

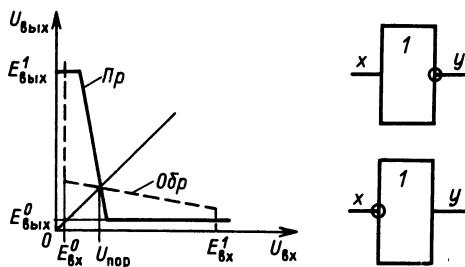


Рис. 5.5. Статические передаточные характеристики инвертора: прямая: (сплошная линия) и обращенная (штриховая линия)

Рис. 5.6. Условные обозначения инверторов на электрических схемах

Поскольку все ключевые элементы выполняют те или иные логические функции, они часто называются **логическими элементами**.

5.2. КЛЮЧЕВЫЕ СВОЙСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Описание статических свойств полупроводникового диода вольт-амперной характеристикой и простейшее представление проводящего и запертого диодов. Применение диодов в качестве коммутирующих приборов в ключах возможно благодаря их нелинейным свойствам — способности проводить ток только в одном направлении, когда на аноде диода действует положительное напряжение. В импульсной и цифровой технике применяют **импульсные полупроводниковые диоды**. В интегральных микросхемах наряду с **планарными диодами** используют **биполярные транзисторные структуры в диодном включении**, а также **диоды Шотки**, выполненные на основе перехода металл—полупроводник. Разновидностью импульсных диодов, характеризуемых увеличенным временем задержки выключения и уменьшенным временем перехода от включенного состояния к выключеному, являются **диоды с накоплением заряда** (ДНЗ) [9].

Реальная статическая вольт-амперная характеристика (ВАХ) полупроводникового диода имеет довольно сложный вид (рис. 5.7). В области положительных напряжений на диоде ток диода экспоненциально зависит от приложенного напряжения, диод представляет собой низкоомное сопротивление, поэтому его можно считать замкнутым ключом. В области отрицательных напряжений на диоде ток очень мал, и диод можно считать разомкнутым ключом. Лишь в области больших отрицательных напряжений диод переходит в **режим пробоя**, в котором дифференциальное сопротивление мало. Но для большинства импульсных диодов работа в этой области за-

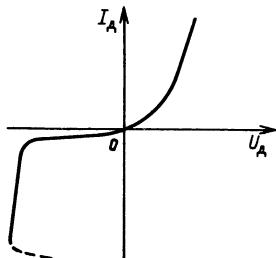


Рис. 5.7. Статическая ВАХ реального полупроводникового диода

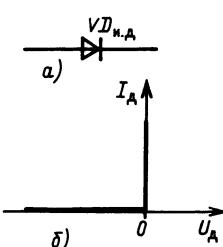


Рис. 5.8. Идеальный диод:
а — условное обозначение;
б — ВАХ

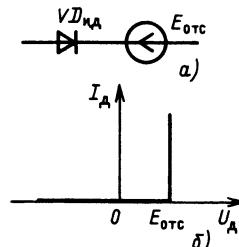


Рис. 5.9. Модель диода с ЭДС отсечки:
а — эквивалентная схема;
б — ВАХ

прещена техническими условиями и поэтому может не рассматриваться. Исключение составляют стабилитроны, в которых область пробоя, основанная на эффекте Зенера, является рабочей, при этом диод может совмещать функции ключевого элемента с последовательно включенным источником постоянной ЭДС.

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

Идеальный диод (рис. 5.8) является простейшей моделью аппроксимирующей ВАХ реального диода ломаной линией, совпадающей с полуосами координат $-U_d$, I_d . Идеальный диод $VD_{и.д}$ можно рассматривать как выключатель (рис. 5.1), контакты которого замкнуты при $U_d > 0$ и разомкнуты при $U_d < 0$.

Следующее приближение к модели реального диода можно сделать, если учесть напряжение отсечки $E_{отс}$ путем введения в эквивалентную схему соответствующей ЭДС и сдвига ВАХ диода вправо (рис. 5.9). Для кремниевых диодов $E_{отс} = 0,6 \div 0,8$ В.

Дополнительные приближения производятся путем учета обратного тока I_0 и прямого сопротивления $R_{пр}$ в эквивалентной схеме и ВАХ диода (рис. 5.10). Для кремниевых диодов I_0 составляют единицы микроампер, $R_{пр}$ — десятки ом.

Факторы, влияющие на инерционность полупроводникового диода в импульсном режиме. Время переключения обычных 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 и моделируемым диффузионной емкостью $C_{диф}$,

$$C_{диф} = dQ/dU = (dQ/dI)(dI/dU) = \tau_0 g_m, \quad (5.5)$$

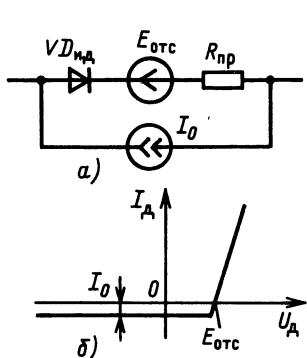


Рис. 5.10. Модель диода с ЭДС отсечки, обратным током и прямым сопротивлением:
а — эквивалентная схема; б — ВАХ

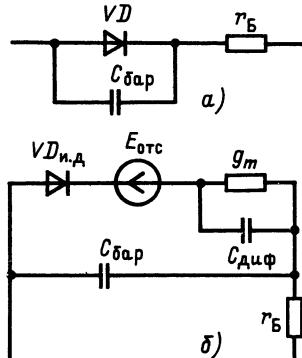


Рис. 5.11. Эквивалентные схемы диода при включении прямого смещения:
а — на стадии заряда барьерной емкости
б — на стадии инъекции неосновных носителей в базу диода

где τ_0 — время жизни неосновных носителей в базе диода;

$$g_m = I_d / \Phi_T$$

— дифференциальная проводимость диода.

Из (5.5) находим, что постоянная времени прямосмещенного $p-n$ -перехода, обусловленная накоплением неосновных носителей в базе и равная произведению диффузионной емкости $C_{\text{диф}}$ и дифференциального сопротивления $r_{\text{диф}} = 1/g_m$ $p-n$ -перехода, не зависит от прямого тока, протекающего через диод:

$$C_{\text{диф}}/g_m = \tau_0.$$

Процесс включения диода состоит из двух стадий [9]:

Первая, называемая *стадией задержки включения*, характеризуется закрытым состоянием $p-n$ -перехода, поэтому заряд избыточных неосновных носителей $Q=0$, и инерционность полностью обусловлена емкостью $C_{\text{бар}}$. Эквивалентная схема диода на этой стадии показана на рис. 5.11, а, где VD — безынерционный диод, в качестве которого можно использовать его статическую схему замещения для обратной ветви ВАХ. Первая стадия заканчивается в тот момент, когда напряжение на диоде становится равным $E_{\text{отс}}$. Следует иметь в виду, что емкость $C_{\text{бар}}$ не остается постоянной в процессе изменения напряжения на $p-n$ -переходе, а увеличивается по мере его возрастания. Однако в первом приближении эти изменения обычно не учитывают.

На второй стадии, называемой *стадией установления прямого сопротивления*, происходит накопление заряда неосновных носителей Q в базе, вследствие чего сопротивление базы уменьшается, приближаясь к стационарному значению. Барьерная емкость, хотя и продолжает заряжаться (рис. 5.11, б), но ее влияние, как правило, на этой стадии незначительно, и в первом приближении ею можно пренебречь.

Процесс выключения также состоит из стадий *задержки* и *установления*. При выключении диода изменяется направление протекающего тока. При этом инжекция заряда из эмиттера в базу заменяется экстракцией (вытягиванием) заряда из базы в эмиттер. На стадии задержки напряжение на диоде изменяется весьма незначительно. Поэтому, если известно напряжение управляющего импульса и сопротивление в его цепи, легко по закону Ома рассчитать амплитуду обратного тока:

$$I_{\text{обр}} = (E_{\text{обр}} - U_{\text{пр}})/R_{\text{n}}.$$

Отсюда, зная заряд неосновных носителей, накопленный в базе,

$$Q = I_d \tau_0,$$

можно оценить *длительность стадии задержки* (или времени рассасывания неосновных носителей из слоя базы)

$$T_{\text{рас}} = Q/I_{\text{обр}}. \quad (5.6)$$

Стадия установления проходит в два этапа: этап окончания обратного тока и этап установления стационарного напряжения.

Процесс окончания обратного тока связан с экстракцией остатков заряда неосновных носителей из базы диода, и в первом приближении его можно считать экспоненциальным. Отсюда следует формула для оценки длительности формирования среза импульса тока, протекающего через диод в обратном направлении,

$$T_c = \tau_0 \ln [(U_{\text{пр}} - E_{\text{обр}})/(E_{\text{отс}} - E_{\text{обр}})]. \quad (5.7)$$

Следует отметить, что формулы (5.6), (5.7) являются довольно приближенными, поскольку в реальных диодах $T_{\text{рас}}$ и T_c в большой степени зависят от электрического поля в базе диода. Так, в ДНЗ поле является тормозящим для инжектированных в базу неосновных носителей, поэтому почти все они будут экстрагированы, и формула (5.6) в этом случае справедлива больше, чем (5.7). Если поле в базе ускоряющее, как у всех диффузионных импульсных диодов, то формула (5.6) дает завышенное значение $T_{\text{рас}}$, зато формула (5.7) оказывается более точной.

И, наконец, последней стадией оказывается заряд барьерной емкости $C_{\text{бар}}$, который приблизительно происходит по экспоненциальному закону и, следовательно, длится в течение примерно $(3 \div 4)C_{\text{бар}}(R_n + r_b)$.

Ключевые свойства диодов Шотки. Достоинства диодов Шотки перед обычными полупроводниковыми диодами. В диодах Шотки напряжение отсечки гораздо меньше, чем в кремниевых полупроводниковых $p-n$ -переходах, и составляет 0,4 В. Это обстоятельство, приближающее диод Шотки к идеальному, оказывается важным и используется, например, для создания в транзисторах режима, близкого к режиму насыщения, что увеличивает быстродействие транзисторных ключей.

В диодах Шотки прямой ток возникает в результате движения основных носителей зарядов, и в базе диода не накапливаются неосновные носители. В результате при коммутации диодов Шотки инерционность ключей обусловлена лишь процессами перезаряда барьерной емкости $C_{\text{бар}}$, которая весьма мала (единицы и десятые доли пикофарад).

5.3. КЛЮЧЕВЫЕ СВОЙСТВА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Насыщенный транзисторный ключ-инвертор. Режимы работы ключа. Переходные процессы. Параметры ключа. Способы управления ключом. При рассмотрении простейшего ключевого устройства на биполярном насыщенном транзисторе (рис. 5.12) в статике удобно воспользоваться семейством коллекторных

характеристик (рис. 5.13). Схема состоит из коммутируемой и управляющей цепей [9].

Коммутируемая цепь образована резистором R_K и источником питающего напряжения $E_{и.п}$. При любом стационарном режиме работы устройства коллекторное напряжение $U_{КЭ}$ и ток коллектора I_K связаны уравнением Кирхгофа:

$$I_K = (E_{и.п} - U_{КЭ})/R_K + I_{вых}. \quad (5.8)$$

Уравнение (5.8) представлено на коллекторных характеристиках транзистора (при условии, что $I_{вых}=0$) в виде нагрузочной прямой 1—2.

Коммутируемая цепь замкнута, когда транзистор находится в режиме насыщения (точка 1 на рис. 5.13). При этом ток, согласно (5.8),

$$I_K = I_{K\text{нас}} = (E_{и.п} - U_{КЭ\text{нас}})/R_K.$$

Для кремниевых планарных транзисторов обычно $U_{КЭ\text{нас}}=0,2 \div 0,4$ В, поэтому, как правило, можно считать, что $U_{КЭ\text{нас}} \ll E_{и.п}$, или, как следствие, пользоваться приближенным соотношением

$$I_{K\text{нас}} \approx E_{и.п}/R_K.$$

Коммутируемая цепь разомкнута, когда транзистор находится в режиме отсечки (точка 2 на рис. 5.13). При этом ток коллектора

$$I_K = I_{K0},$$

а напряжение на коллекторе при $I_{вых}=0$

$$U_{КЭ} = E_{и.п} - I_{K0}R_K.$$

Обычно I_{K0} и R_K таковы, что их произведение $I_{K0}R_K$ гораздо меньше $E_{и.п}$, и поэтому для этого режима приближенно можно считать

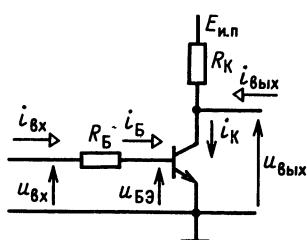


Рис. 5.12. Ключевое устройство на насыщенным биполярном транзисторе

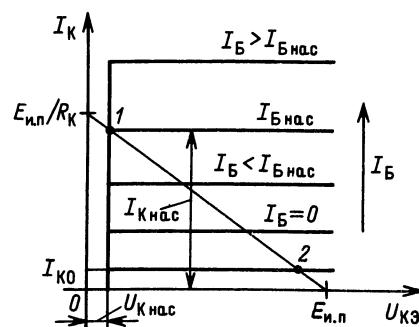


Рис. 5.13. Идеализированные коллекторные характеристики биполярного транзистора

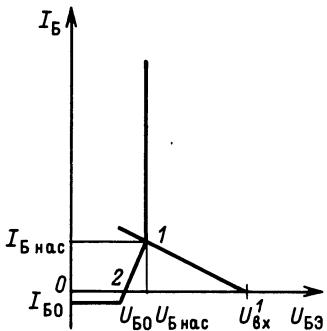


Рис. 5.14. Идеализированная базовая характеристика биполярного транзистора

симмирующим зависимость с заземленным эмиттером на базе, меньшем напряжения отсечки $U_{Б0}$, ток базы отрицателен и равен обратному току коллектора:

$$I_{Б0} = I_{К0}.$$

При напряжении на базе, удовлетворяющем неравенствам

$$U_{Б0} < U_{БЭ} < U_{Бнас},$$

что соответствует работе транзистора в линейном режиме, ток базы подчиняется экспоненциальной зависимости, но в первом приближении аппроксимируется линейным отрезком. И, наконец, при попадании транзистора в насыщение при $U_{БЭ} > U_{Бнас}$ коэффициент усиления тока транзистора стремится к нулю, вследствие чего ток базы резко возрастает, что отображается в идеализированном виде вертикальной прямой.

Из рассмотрения рис. 5.14 следует, что для обеспечения ключевого режима транзистора необходимо выполнение следующих неравенств:

в режиме насыщения (точка 1 на рис. 5.14)

$$U_{ВХ}^1 \geq U_{Бнас} + I_{Бнас} R_B; \quad (5.9)$$

в режиме отсечки (точка 2 на рис. 5.14)

$$U_{ВХ}^0 \leq U_{Б0} + I_{Б0} R_B, \quad (5.10)$$

где $U_{Бнас} = 0,8$ В, $U_{Б0} = 0,6$ В для кремниевых планарных транзисторов;

$$I_{Бнас} = I_{Кнас} / \beta_{min},$$

β_{min} — минимальное значение коэффициента усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером.

$$U_{КЭ} \approx E_{и.п.}$$

Управляющая цепь транзисторного ключа образована резистором R_B и источником управляющего напряжения $U_{ВХ}$. При этом эмиттерный вывод транзистора является общим для управляющей и коммутируемой цепей. В стационарном режиме работы напряжение $U_{ВХ}$ и ток базы I_B удовлетворяют уравнению Кирхгофа

$$U_{БЭ} = U_{ВХ} - I_B R_B.$$

Это уравнение отображено прямой линией на графике, аппроксимирующем зависимость тока базы транзисторного каскада с заземленным эмиттером от $U_{БЭ}$ (рис. 5.14). При напряжении отсечки $U_{Б0}$, ток базы отрицателен и равен обратному току коллектора:

$$I_{Б0} = I_{К0}.$$

При напряжении на базе, удовлетворяющем неравенствам

$$U_{Б0} < U_{БЭ} < U_{Бнас},$$

что соответствует работе транзистора в линейном режиме, ток базы подчиняется экспоненциальной зависимости, но в первом приближении аппроксимируется линейным отрезком. И, наконец, при попадании транзистора в насыщение при $U_{БЭ} > U_{Бнас}$ коэффициент усиления тока транзистора стремится к нулю, вследствие чего ток базы резко возрастает, что отображается в идеализированном виде вертикальной прямой.

Из рассмотрения рис. 5.14 следует, что для обеспечения ключевого режима транзистора необходимо выполнение следующих неравенств:

в режиме насыщения (точка 1 на рис. 5.14)

$$U_{ВХ}^1 \geq U_{Бнас} + I_{Бнас} R_B; \quad (5.9)$$

в режиме отсечки (точка 2 на рис. 5.14)

$$U_{ВХ}^0 \leq U_{Б0} + I_{Б0} R_B, \quad (5.10)$$

где $U_{Бнас} = 0,8$ В, $U_{Б0} = 0,6$ В для кремниевых планарных транзисторов;

$$I_{Бнас} = I_{Кнас} / \beta_{min},$$

β_{min} — минимальное значение коэффициента усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером.

Из (5.9) по заданному значению $U_{\text{вх}}^1$ легко определить требуемое сопротивление R_B :

$$R_B \leq (U_{\text{вх}}^1 - U_{\text{нас}}) / I_{\text{нас}}.$$

Рассмотрим основные статические характеристики ключевого устройства: входную, передаточную и выходные.

Входная статическая характеристика представляет собой зависимость входного тока от входного напряжения (рис. 5.15). В соответствии с линейно-ломаной аппроксимацией базовой характеристики (рис. 5.14) здесь также наблюдаются две точки излома: 1 — переход от линейного режима к насыщению и 2 — переход от линейного режима к отсечке. Эти точки определяются соотношениями (5.9), (5.10).

Передаточная статическая характеристика описывает зависимость выходного напряжения от входного (рис. 5.16). Здесь те же две точки излома разграничивают три области: отсечки, линейную и насыщения. Вся необходимая информация для построения передаточной характеристики содержится в описаниях коммутируемой цепи и входной статической характеристики. Общий вид передаточной характеристики показывает, что ключевое устройство выполняет функцию инвертора, поскольку малое входное напряжение ($U_{\text{вх}}^0 < U_{\text{Бо}}$) приводит к большому выходному, и наоборот.

Посмотрим, какие условия должны быть выполнены, чтобы передаточная характеристика удовлетворяла требованиям, предъявляемым к ключевым устройствам. Выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = E_{\text{и.п.}} - I_K R_K. \quad (5.11)$$

Когда транзистор работает в линейном режиме усиления, коллекторный ток приближенно можно представить соотношением

$$I_K = I_B \beta = (U_{\text{вх}} - U_{\text{Бо}}) \beta / R_K. \quad (5.12)$$

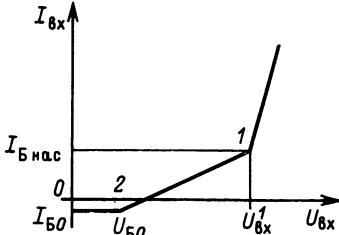


Рис. 5.15. Идеализированная входная характеристика ключевого устройства на насыщенном биполярном транзисторе

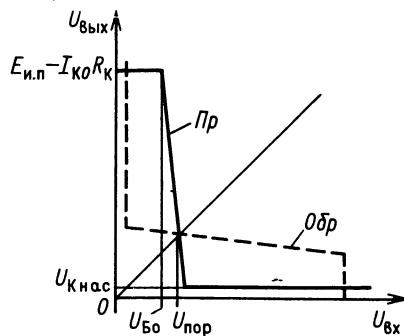


Рис. 5.16. Идеализированная передаточная характеристика ключевого устройства на насыщенном биполярном транзисторе

Подставляя (5.12) в (5.11), для пороговой области передаточной характеристики находим

$$U_{\text{вых}} = E_{\text{и. п}} - (U_{\text{вх}} - U_{\text{Б0}})R_K \beta / R_B. \quad (5.13)$$

Определим значение $K_{U_{\text{пор}}}$, используя (5.13) при условии, что

$$K_{U_{\text{пор}}} = dU_{\text{вых}} / dU_{\text{вх}};$$

находим

$$K_{U_{\text{пор}}} = -\beta R_K / R_B. \quad (5.14)$$

Определим $U_{\text{пор}}$ из (5.13), подставив $U_{\text{пор}} = U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$.

Находим:

$$U_{\text{пор}} = (E_{\text{и. п}} + U_{\text{Б0}} \beta R_K / R_B) / (1 + \beta R_K / R_B). \quad (5.15)$$

Подстановка (5.14) в (5.15) дает

$$U_{\text{пор}} = (E_{\text{и. п}} - U_{\text{Б0}} K_U) / (1 - K_U). \quad (5.16)$$

Одно из основных требований, предъявляемых к ключевому устройству, выполняется автоматически благодаря параметрам биполярного транзистора:

$$U_{K_{\text{нас}}} < U_{\text{Б0}}.$$

Другое требование

$$U_{\text{пор}} > U_{\text{Б0}}$$

с учетом (5.16) сводится к тому, чтобы

$$E_{\text{и. п}} > U_{\text{Б0}}.$$

Аналогичное требование

$$U_{\text{пор}} < E_{\text{вых}}^1$$

с учетом (5.16) накладывает ограничение на значение R_K :

$$R_K < (K_U / I_{K0\max}) (E_{\text{и. п}} - U_{\text{Б0}}) / (K_U - 1) \approx (E_{\text{и. п}} - U_{\text{Б0}}) / I_{K0\max}.$$

Из (5.14) можно, обеспечивая требование

$$|K_U| > 1,$$

ввести ограничение на сопротивление R_B :

$$R_B < \beta_{\min} R_K / |K_U|.$$

И, наконец, из условия, что должно выполняться неравенство

$$U_{\text{вх}}^1 < E_{\text{вых}}^1,$$

следует, что существует еще одно ограничение на сопротивление R_K :

$$R_K < [E_{\text{и. п}} (1 + 1/K_U) - U_{K_{\text{нас}}} / K_U - U_{B_{\text{нас}}} / K_U] / I_{K0\max}.$$

Выходные характеристики представляют собой зависимости выходного тока ключевого устройства от выходного напряжения при двух крайних значениях входного напряжения: $E_{\text{вх}}^1$ и $E_{\text{вх}}^0$ (рис. 5.17). Они могут быть получены из статических коллекторных характеристик транзистора (рис. 5.13) для двух значений тока базы: $I_B > I_{B_{\text{нас}}}$ и $I_B = I_{B0}$ с учетом уравнения

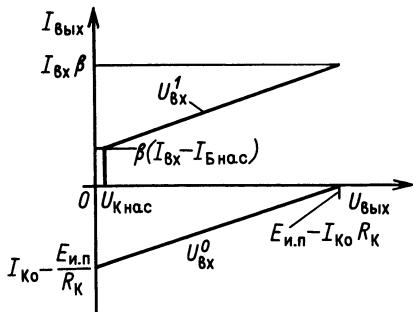


Рис. 5.17. Идеализированные выходные характеристики ключевого устройства на насыщеннем биполярном транзисторе

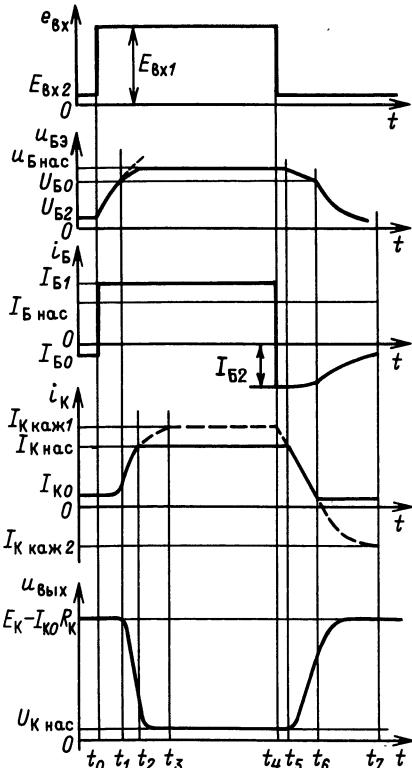


Рис. 5.18. Переходные характеристики ключевого устройства на насыщенным биполярном транзисторе

$$I_{вых} = I_K - I_R,$$

в котором

$$I_R = (E_{и.п} - U_{вых}) / R_K.$$

Все статические характеристики используются при анализе и синтезе импульсных и цифровых устройств; отношение выходных и входных токов определяет нагрузочную способность ключевого элемента.

Переходные процессы в ключевом устройстве на биполярном насыщенным транзисторе аналогичны переходным процессам в диодном ключе. На рис. 5.18 представлены входное воздействие в виде импульса напряжения прямоугольной формы и идеализированная реакция тока базы, тока коллектора и напряжения на коллекторе. Весь процесс удобно разбить на ряд этапов.

Исходный этап ($t < t_0$). Транзистор находится в режиме отсечки, через базу протекает ток $I_{Б0}$ и создает падение напряжения на сопротивление R_B , в результате чего напряжение на базе

$$U_{B2} = E_{вх2} - I_{Б0} R_B. \quad (5.17)$$

Отсюда следует, что для обеспечения режима отсечки

$$U_B < U_{B0}$$

нужно потребовать выполнение условия

$$E_{bx2} < U_{B0} + I_{B0 \max} R_B$$

или если задано значение E_{bx2} (например, когда управляющим элементом является такой же ключ, $E_{bx2} = U_{K \text{ нас}}$), то условие ограничивает значение сопротивления R_B :

$$R_B < (U_{B0} - E_{bx2}) / |I_{B0 \max}|.$$

В режиме отсечки через коллектор транзистора протекает ток I_{K0} , поэтому напряжение на выходе определяется формулой (при условии холостого хода)

$$U_{\text{вых}} = E_{\text{и. п}} - I_{K0} R_K.$$

Если к выходу подключено m входов аналогичных ключей, то выходное напряжение можно рассчитать по формуле

$$U_{\text{вых}} = E_{\text{и. п}} - R_K [I_{K0} + (E_{\text{и. п}} - U_{B \text{ нас}} - I_{K0} R_K) / (R_K + R_B/m)].$$

Этап задержки включения (t_0, t_1) определяется процессом нарастания напряжения на базе: от исходного (5.17) до U_{B0} . В первом приближении длительность процесса можно оценить, предполагая, что напряжение u_B изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_{\text{зап}} = R_B(C_K + C_{\text{э баз}})$

$$u_B = U_{B1} \{1 - \exp [-(t - t_0)/\tau_{\text{зап}}]\} + U_{B2} \exp [-(t - t_0)/\tau_{\text{зап}}], \quad (5.18)$$

где $U_{B1} = E_{bx1}$.

Отсюда при $t = t_1 - t_0$, $u_B = U_{B0}$ находим значение

$$T_{\text{зд. вкл}} = t_1 - t_0 = \tau \ln [(E_{bx1} - U_{B2}) / (E_{bx1} - U_{B0})]. \quad (5.19)$$

Из (5.19) следует, что для уменьшения $T_{\text{зд. вкл}}$ нужно стремиться к тому, чтобы U_{B2} было как можно ближе к U_{B0} (что неизбежно ухудшает помехоустойчивость) и чтобы E_{bx1} было как можно больше U_{B0} (что, как будет показано ниже, приводит к увеличению длительности процесса выключения). Другими словами, должен быть компромисс или другие схемные решения, о чем речь пойдет ниже.

Этап включения (t_1, t_2) определяется процессом нарастания тока коллектора от I_{K0} до $I_{K \text{ нас}}$, при этом напряжение на базе изменяется незначительно: от U_{B0} (примерно 0,6 В) до $U_{B \text{ нас}}$ (примерно 0,8 В), выходное напряжение спадает до $U_{K \text{ нас}}$.

Пренебрегая емкостью нагрузки, в первом приближении можно считать процессы изменения тока i_K и напряжения $u_{\text{вых}}$ экспоненциальными. Полагая процесс нарастания тока закончившимся при достижении уровня $I_{K \text{ нас}}$, запишем формулу для расчета длительности этапа включения:

$$T_{\text{вкл}} = t_2 - t_1 = \tau'_\beta \ln \left[(I_{K \text{ каж}} - I_{K0}) / (I_{K \text{ каж}} - I_{K \text{ нас}}) \right], \quad (5.20)$$

где $\tau'_\beta = \tau_\beta + \beta R_K C_K$ — постоянная времени, учитывающая влияние цепи ООС через C_K , здесь $\tau_\beta = 1/(2\pi f_b)$ — постоянная времени транзистора, определяемая через верхнюю граничную частоту транзистора по крутизне; $I_{K \text{ каж}} = \beta I_{B1}$ — кажущееся значение коллекторного тока, которое установилось бы в транзисторе, если бы последний не оказался в режиме насыщения, здесь $I_{B1} = (E_1 - U_{B \text{ нас}})/R_B$ — установившийся ток базы, который должен удовлетворять условию насыщения транзистора

$$I_{B1} \geq I_{B \text{ нас}}.$$

Анализ (5.20) показывает, что длительность процесса включения можно сократить, используя транзисторы с большей частотой f_b и меньшей емкостью C_K и, для обеспечения условия

$$I_{K \text{ каж}} \gg I_{K \text{ нас}},$$

задаваясь режимом $I_{B1} \gg I_{B \text{ нас}}$, что не противоречит условиям укорочения длительности этапа задержки включения.

Этап накопления в базе избыточного заряда (t_2, t_3) представляет собой процесс увеличения концентрации неосновных носителей, не проявляющийся во внешних цепях. Его продолжительность по уровням 0 и 0,9 оценивается соотношением

$$T_{\text{нак}} = t_3 - t_2 = 2,3 \tau_\beta.$$

Этап задержки выключения (рассасывания избыточных неосновных носителей из базы) транзистора (t_4, t_5). Длительность этапа определяется моментом пересечения экспонентой зависимости коллекторного кажущегося тока значения $I_{K \text{ нас}}$:

$$T_{\text{рас}} = t_5 - t_4 = \tau_\beta \ln \left[(I_{K \text{ каж}1} - I_{K \text{ каж}2}) / (I_{K \text{ нас}} - I_{K \text{ каж}2}) \right], \quad (5.21)$$

где $I_{K \text{ каж}2} = \beta I_{B2}$ — второе значение коллекторного кажущегося тока; здесь $I_{B2} = (E_{bx2} - U_{B \text{ нас}})/R_B$.

Как следует из (5.21), длительность процесса рассасывания неосновных носителей уменьшается с увеличением быстродействия транзистора ($\tau_\beta \rightarrow 0$), с уменьшением степени насыщения ($I_{K \text{ каж}1} \rightarrow I_{K \text{ нас}}$) и с увеличением модуля второго коллекторного кажущегося тока ($|I_{K \text{ каж}2}| \rightarrow \infty$). Последние два способа уменьшения $T_{\text{рас}}$, выполняемые путем уменьшения E_{bx1} и E_{bx2} , находятся в противоречии с тем, что способствует уменьшению длительности задержки включения и длительности самого процесса включения. Поэтому вопрос должен решаться компромиссным путем и схемными средствами.

Этап формирования отсечки коллекторного тока (t_5, t_6). Здесь также предполагается экспоненциальный процесс, но с увеличенной постоянной времени τ'_β за счет действия ООС. Длительность спада оценивается по формуле

$$T_{\text{отс}} = t_6 - t_5 = \tau'_{\beta} \ln [(I_{K \text{ нас}} - I_{K \text{ каж2}}) / (I_{K0} - I_{K \text{ каж2}})],$$

в которой значением I_{K0} обычно пренебрегают.

Для сокращения длительности этого этапа можно рекомендовать уменьшение τ'_{β} , выбирая для этого высокочастотные транзисторы; и увеличение $|I_{K \text{ каж2}}|$ уменьшением $E_{\text{вх2}}$, что, как и в предыдущем случае, приводит к дополнительной задержке и затягиванию процесса включения транзистора.

Этап установления стационарного разомкнутого состояния (t_6, t_7) характеризуется зарядом $C_{\text{эбар}}$ и C_k транзистора и противоположен этапу задержки включения. Длительность процесса по уровням 1 и 0,1 оценивается соотношением

$$T_{\text{уст Б}} = t_7 - t_6 = 2,3 \tau_{\text{зар}}, \quad (5.22)$$

где $\tau_{\text{зар}}$ определена формулой (5.18) для базовой цепи и равна

$$T_{\text{уст K}} = 2,3 R_k (C_k + C_h) \quad (5.23)$$

для коллекторной цепи, где C_h — емкость нагрузки.

Как видно из (5.22), (5.23), процесс может быть ускорен уменьшением R_B и R_K , что связано с увеличением тока потребления $I_{K \text{ нас}}$ коллекторной цепью от источника питания и I_{B1} от источника управляющего сигнала.

Анализ длительностей всех этапов переходных процессов показывает, что ввиду противоречивости требований нельзя одним выбором оптимальных режимов обеспечить существенное укорочение этих процессов и тем самым повысить быстродействие ключевого устройства. К счастью, разработаны схемные пути решения этого вопроса. Рассмотрим их более подробно.

Принципы построения и работа ключевых устройств с повышенным быстродействием на биполярных транзисторах. Переключатели напряжения с ускоряющей емкостью. Из предыдущего следует, что для ускорения переходных процессов от источника управляющих сигналов требуется повышенные амплитуды токов I_1 и I_2 во время нарастания коллекторного тока, рассасывания неосновных носителей и спада коллекторного тока. Во время, когда транзистор насыщен, ток базы I_1 должен ненамного превышать $I_{B \text{ нас}}$. В первом приближении желательный характер зависимости тока базы от времени изображен на рис. 5.19. Такую функцию легко реализовать, добавив дополнительный элемент — конденсатор, подключенный параллельно резистору R_B (рис. 5.20).

При подаче импульсов включения и выключения конденсатор перезаряжается. Токи, перезаряжающие конденсатор, протекают, минуя резистор R_B , от источника сигналов через его внутреннее сопротивление R_r и внутреннее сопротивление базы r_b транзистора. Пока происходит начало переходного

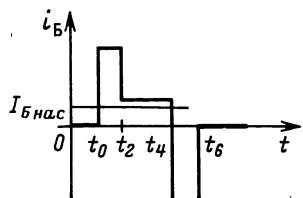


Рис. 5.19. Оптимальная форма входного тока ключевого устройства на биполярном транзисторе

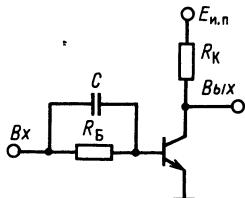


Рис. 5.20. Ключевое устройство с ускоряющей емкостью

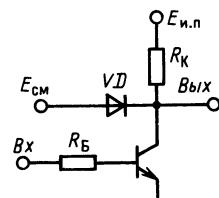


Рис. 5.21. Ключевое устройство с диодной фиксацией коллекторного напряжения

процесса, ток базы транзистора велик и длительность процессов включения и выключения сокращается.

Сокращение переходных процессов во время включения транзистора происходит в $K_{\text{уск}}$ раз, где

$$K_{\text{уск}} = (R_r + R_B + r_B) / (R_r + r_B).$$

Чтобы конденсатор не успевал перезарядиться за время переходных процессов в ключевом устройстве, необходимо потребовать выполнения следующих условий:

$$t_2 - t_0 \ll \tau_C,$$

$$t_6 - t_4 \ll \tau_C,$$

где $\tau_C = C [R_B || (R_r + r_B)]$ — постоянная времени перезаряда конденсатора C .

Вместе с тем за промежуток времени между переходными процессами конденсатор должен успеть перезарядиться. При подаче импульса включения это условие

$$\tau_C \ll t_4 - t_0,$$

обеспечивает невысокий уровень насыщения, определяемый сопротивлением R_B и, следовательно, малое время рассасывания. При выключении должно выполняться условие окончания перезаряда конденсатора за время паузы между импульсами

$$\tau'_C = CR_B \ll T_{\text{п}} - t_4 + t_0,$$

обеспечивающее небольшое напряжение запирания транзистора и, следовательно, малую задержку включения во время прихода очередного (через $T_{\text{п}}$ после предыдущего) управляющего импульса.

К недостатку рассмотренного ключевого устройства следует отнести то, что для источника управляющих импульсов он представляет собой довольно значительную емкостную нагрузку, искажающую форму напряжения на выходе этого источника.

Переключатели напряжения с диодной фиксацией коллекторного напряжения. Ускорение переходного процесса в таких

переключателях происходит за счет устранения режима насыщения и, следовательно, ликвидации стадии задержки выключения. Схема на рис. 5.21 дополнена, по сравнению со схемой простого ключа на рис. 5.12, диодом VD , включенным между источником смещения E_{cm} и коллектором транзистора. Напряжение E_{cm} выбирается таким образом, чтобы при достижении напряжения на коллекторе некоторого уровня

$$U_K > U_{K \text{ нас}}$$

диод VD открывался и фиксировал это напряжение, т. е. E_{cm} определяется соотношением

$$E_{cm} > U_{K \text{ нас}} + U_d. \quad (5.24)$$

Полагая $U_{K \text{ нас}} = 0,2$ В и $U_d = 0,8$ В, находим, что $E_{cm} > 1,0$ В.

Чем больше будет взято значение E_{cm} , тем меньше получится амплитуда выходных импульсов, но и тем больше гарантия того, что транзистор не попадет в режим насыщения.

Недостатком схемы является необходимость применения дополнительного источника E_{cm} .

Переключатели напряжения с нелинейной отрицательной обратной связью, содержащей диоды Шотки. Недостаток предыдущей схемы может быть устранен, если в качестве дополнительного источника смещения использовать генератор управляющих импульсов (рис. 5.22). Для обеспечения требуемого значения E_{cm} при использовании диода с $p-n$ -переходом (рис. 5.22, *a*) приходится сопротивление R_B представлять двумя частями: R'_B и R''_B . С учетом того, что в диодах Шотки $U_{d0} = 0,4$ В, а при средних значениях тока $U_d = 0,5$ В, анод диода можно непосредственно подключать к базе транзистора (рис. 5.22, *b*). При этом соотношение (5.24) выполняется, так как $E_{cm} = U_{B \text{ нас}} = 0,8$ В больше суммы напряжений $U_{K \text{ нас}} = 0,2$ В и $U_d = 0,5$ В. Биполярный транзистор с диодом Шотки, включенным параллельно коллекторному переходу, получил название *транзистора Шотки*.

На ключах с транзистором Шотки можно получить очень малые задержки выключения ($T_{\text{зд. выкл}} < 1$ нс). Такие транзисторы

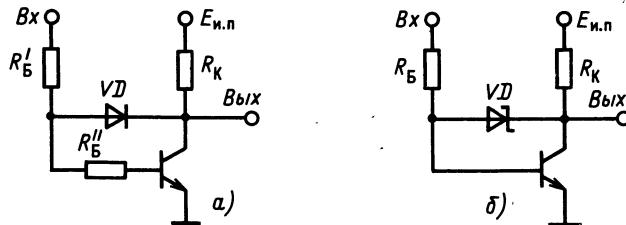


Рис. 5.22. Ключевое устройство с ненасыщенным биполярным транзистором с нелинейной ООС, содержащей диод: *a* — с $p-n$ -переходом; *b* — с барьером Шотки

имеют, как правило, более высокие значения β и более низкие значения неуправляемых токов, отличаются также хорошей температурной стабильностью динамических и статических характеристик. Благодаря этим высоким качествам переключатели напряжения с транзисторами Шотки нашли широкое применение в интегральных микросхемах повышенного быстродействия.

Элементы транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ-элементы). Потребность радиоэлектроники в устройствах с более развитой логикой, более мощных и более экономичных, привела к созданию ТТЛ-элементов, один из вариантов которых приведен на рис. 5.23.

Первый транзистор $VT1$ содержит два эмиттера (в общем случае может быть больше и их число называют *коэффициентом объединения по входу*) и каждый из них служит входом логического элемента (ЛЭ). Транзистор $VT1$ включен по схеме с общей базой, которая через резистор $R1$ подсоединенена к плюсу источника питания $E_{и.п.}$. Коллектор транзистора $VT1$ соединен с базой транзистора $VT2$, выполняющего роль ключевого устройства с расщепленной нагрузкой в виде резисторов $R2$, $R3$. Сигналы с коллектора транзистора $VT2$

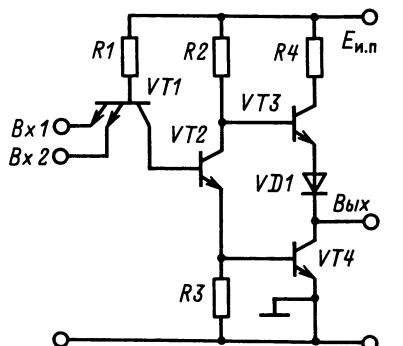


Рис. 5.23. Принципиальная схема ТТЛ-элемента

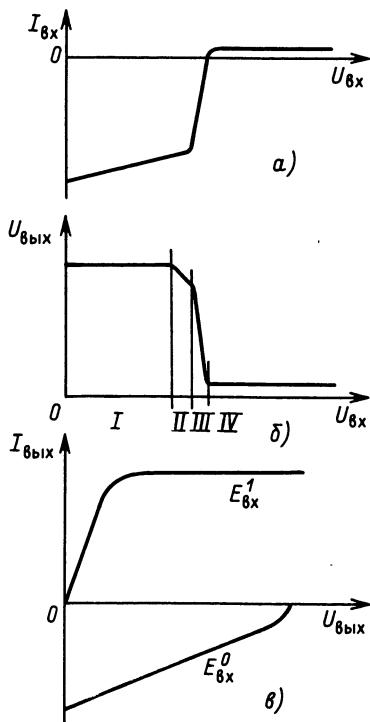


Рис. 5.24. Статические характеристики ТТЛ-элемента со сложным инвертором:
а — входная; б — передаточная; в — выходные

подаются на базу эмиттерного повторителя на транзисторе VT_3 , с эмиттера транзистора VT_2 — на базу ключевого каскада с общим эмиттером на транзисторе VT_4 . Резистор R_4 предохраняет транзистор VT_3 от чрезмерно больших токов, когда транзисторы VT_3 и VT_4 открыты. Диод VD_1 необходим для надежного запирания VT_3 в режиме, когда на все входы ТТЛ-элемента поданы высокие потенциалы: $U_{bx1} = U_{bx2} = E_{bx}^1$, или в цифровом виде $x_1 = x_2 = 1$.

Рассмотрим основные режимы работы ТТЛ-элемента. Пусть сигнал подается на один из входов, например на первый. Второй вход предположим не подключенным (режим плавающего потенциала), что означает отсутствие входного тока через этот вывод ЛЭ.

Подадим $U_{bx1} = 0$ (первый режим). Через резистор R_1 , переход база—эмиттер транзистора VT_1 и вход потечет ток (рис. 5.24, а), равный

$$I_{bx \max} = I_{B0} = (E_{и.п} - U_{БЭ нас}) / R_1. \quad (5.25)$$

Транзистор VT_1 находится в насыщении, поскольку в коллекторе отсутствует электрическая цепь, которая связывала бы его с плюсом источника питания. Потенциал на коллекторе полагаем равным

$$U_K = U_3 + U_{КЭ нас} = 0,2 \text{ В.}$$

Благодаря такому низкому потенциалу транзистор VT_2 находится в режиме отсечки. Отсутствие эмиттерного тока транзистора VT_2 обусловливает напряжение на базе транзистора VT_4 , равное $U_{B4} = I_{32}R_3 = 0$. Это напряжение удерживает VT_4 в запертом состоянии. Вместе с тем отсутствие коллекторного тока транзистора VT_2 создает условие подачи высокого потенциала от источника питания $E_{и.п}$ через резистор R_2 на базу транзистора VT_3 и приводит VT_3 в открытое состояние. Таким образом создается условие высокого потенциала на выходе ЛЭ (рис. 5.24, б). Выходная статическая характеристика (рис. 5.24, в) определяется свойствами диода VD_1 и каскада на транзисторе VT_3 . Эта характеристика, расположенная в отрицательной области (поскольку выходной ток вытекает из ЛЭ) выходных токов, в первом приближении линейна и может в большей части аппроксимироваться следующей зависимостью:

$$I_{вых} = \beta_3 (U_{вых} - U_{БЭ3} + U_d - E_{и.п}) / R_2.$$

При значительных $U_{вых}$ наступает излом характеристики за счет уменьшения коэффициента β_3 , зависящего от эмиттерного тока и напряжения U_{KB} транзистора VT_3 .

Начнем увеличивать U_{bx1} . До тех пор пока VT_2 не начнет отпираться, т. е. до

$$U_{bx} = U_{B0} - U_{КЭ нас} \approx 0,4 \text{ В,}$$

входной ток будет изменяться по линейному закону (рис. 5.24, а):

$$I_{bx} = (E_{и.п} - U_{БЭ нас} - U_{bx}) / R_1,$$

а напряжение на выходе по-прежнему будет оставаться высоким (рис. 5.24, б).

Второй режим отличается от первого тем, что транзистор VT_2 открыт, но тока его эмиттера недостаточно для отпирания VT_4 . Следовательно, должно выполняться условие

$$U_{B0} - U_{K3\text{ нас}} \approx 0,4 \text{ В} < U_{bx} < U_{B3\text{ нас}} + U_{B0} - U_{K3\text{ нас}} \approx 1,2 \text{ В.}$$

Работа $VT2$ в усилительном режиме связана, с одной стороны, с появлением тока базы, что приводит к ускорению изменения входного тока ТТЛ-элемента (рис. 5.24, а), а с другой стороны, с изменением выходного напряжения (рис. 5.24, б) через коллектор транзистора $VT2$, эмиттер транзистора $VT3$ и диод $VD1$, причем коэффициент усиления определяется отношением сопротивлений резисторов $R2$ и $R3$.

Третий режим (пороговая область) определяется тем, что все транзисторы открыты, ток базы транзистора $VT2$ сравним с входным током (поэтому входная характеристика круто изменяется), усиление входного напряжения происходит и за счет отпирания $VT4$ (поэтому передаточная характеристика резко изменяется); через последовательно включенные $VT3$, $VD1$ и $VT4$ протекает большой ток, который ограничивается резистором $R4$. Условием третьего режима является:

$$U_{B\text{ нас}} + U_{B0} - U_{K3\text{ нас}} \approx 1,2 \text{ В} < U_{bx} < 2U_{B\text{ нас}} + U_{K3\text{ нас}} \approx 1,8 \text{ В.} \quad (5.26)$$

Изменение знака перед $U_{K3\text{ нас}}$ в (5.26) справа объясняется тем, что $VT1$ переходит в инверсный режим. На границе третьего и четвертого режимов эмиттерный переход транзистора $VT1$ смешен в обратном направлении (поэтому $I_{bx} = I_{e0}$), транзисторы $VT2$, $VT4$ находятся в насыщении (поэтому $U_{K3} = U_{K3\text{ нас}} = 0,2 \text{ В}$), напряжение на базе транзистора $VT4$ $U_{B3\text{ нас}} = 0,8$. Следовательно, напряжение между базой транзистора $VT3$ и коллектором транзистора $VT4$ равно

$$U_{B\text{ VT3}} - U_{K\text{ VT4}} = U_{B3\text{ нас}} + U_{K3\text{ нас2}} - U_{K3\text{ нас4}} = 0,8 \text{ В.}$$

Этого напряжения достаточно, чтобы в отсутствие диода $VD1$ транзистор $VT3$ попал в насыщение, в то время как по логике работы схемы он должен быть запертным. При включении в схему диода $VD1$ напряжение 0,8 В делится примерно поровну между эмиттерным переходом транзистора $VT3$ и диодом $VD1$. Но этой половины, равной 0,4 В, приложенной к переходу база—эмиттер транзистора $VT3$, уже оказывается недостаточно для его отпирания ($0,4 \text{ В} < U_{B30} = 0,6 \text{ В}$).

Таким образом, выходной каскад ТТЛ-элемента, состоящий из $VT3$, $VD1$ и $VT4$, работает в двухтактном режиме при переходе элемента из состояния E_{bx}^0 в состояние E_{bx}^1 . Пороговым напряжением ТТЛ-элементов является напряжение $U_{\text{пор}} = 1,6 \text{ В}$.

В четвертом режиме выходная характеристика ТТЛ-элемента (рис. 5.24, б) определяется коллекторной характеристикой транзистора $VT4$. Передаточная характеристика обусловлена напряжением $U_{K3\text{ нас}} = 0,2 \text{ В}$ (рис. 5.24, б).

Нагрузочная способность определяется соотношением выходных и входных токов ТТЛ-элемента. Наибольший входной ток потребляется при E_{bx}^0 (5.25). Максимальный выходной ток при насыщенном $VT4$ определяется зависимостью

$$I_{\text{вых max}} = \beta(E_{\text{и. п}} - 3U_{B3\text{ нас}})/R_1. \quad (5.27)$$

Подставив в соотношение

$$M \leq I_{\text{вых max}}/I_{bx \text{ max}}$$

выражения (5.25) и (5.27), получим

$$M < \beta(E_{и.п} - 3U_{БЭ\text{нас}})/(E_{и.п} - U_{БЭ\text{нас}}).$$

Здесь учитывается коэффициент усиления по току β только транзистора $VT4$, поскольку $VT2$ находится в режиме насыщения и коэффициент усиления его базового тока равен единице. Коэффициент «3» учитывает падение напряжения на переходе коллектора транзистора $VT1$ и переходах база—эмиттер транзисторов $VT2$ и $VT4$. Реальные нагрузочные коэффициенты составляют десятки единиц.

ТТЛ-элемент будет работать аналогично рассмотренному, если второй вход будет подключен или к высокому потенциалу ($E_{вх2}^1$), или к первому входу ($U_{вх2} = U_{вх1}$). Вопрос о целесообразности подключения неиспользуемых входов ТТЛ-элементов решается следующим образом [10]. Практика показывает, что выбранный режим по этим входам оказывает влияние на быстродействие и помехоустойчивость ЛЭ. Известно, что каждый вход ЛЭ обладает паразитной емкостью по отношению к выводам земли, питания и отдельным элементам схемы. Например, каждый вход многоэмиттерного транзистора обладает емкостью (относительно базы транзистора в обесточенном состоянии), равной 1,5—3,5 пФ. При переключении из-за этой емкости происходит дополнительная задержка распространения сигнала. При нескольких разомкнутых входах паразитные емкости оказываются включенными параллельно; в результате дополнительная задержка увеличивается.

Для исключения нежелательных эффектов, вызываемых этими емкостями, существуют специальные методы подключения неиспользуемых входов ЛЭ. Наибольшее быстродействие достигается в том случае, когда используемые входы объединены и подсоединенны к выходу управляющего ЛЭ. Однако следует учитывать, что при таком включении увеличивается нагрузка на управляющий элемент за счет обратных токов эмиттеров при логической 1 на выходе управляющего логического элемента.

Если управляющий ЛЭ окажется перегруженным, неиспользуемые входы могут быть подключены к плосу источника питания через резистор, со-противление которого примерно 1 кОм. Один такой резистор обеспечивает подключение 20 входов ЛЭ. Если напряжение источника питания составляет 4—5 В, допускается подключение неиспользуемых входов непосредственно к шине источника питания.

Логическая функция ТТЛ-элемента. ТТЛ-элементы используются как устройства с двухступенчатой логикой. Подавая на входы различные сигналы, можно прийти к следующим выводам:

1) если хотя бы на один из входов подан сигнал низкого уровня, то на выходе образуется сигнал высокого уровня;

2) если на всех входах присутствует сигнал высокого уровня, то на выходе наблюдается низкий уровень.

Это правило может быть описано таблицей истинности, пример которой для ТТЛ-элемента с двумя входами приведен в табл. 5.3.

Этому правилу и этой таблице соответствует следующее аналитическое выражение логической функции:

$$y = \overline{x_2 x_1},$$

которая называется И—НЕ.

Элемент, реализующий эту функцию, носит название элемента Шеффера и на электрических схемах изображается так, как это показано на рис. 5.25.

Транзисторные переключатели тока (ТПТ), называемые также элементами эмиттерно связанной логики (ЭСЛ), обладают наиболее высоким быстродействием из всех существующих в настоящее время ключевых устройств, что обусловлено следующими причинами: 1) транзисторы работают в ненасыщенном режиме, вследствие чего отсутствует задержка выключения, определяемая рассасыванием неосновных носителей; 2) внутренняя симметрия ТПТ обеспечивает постоянное потребление тока и, как следствие, низкий уровень внутренних помех, что позволяет снизить перепад напряжения между уровнями U^1 и U^0 , чтобы уменьшить длительность процессов перезаряда паразитных емкостей.

Последнее обстоятельство — протекание большого постоянного тока через переключатель является серьезным недостатком этих элементов: они занимают первое место по потреблению тока от источника питания и требуют принудительного охлаждения. Дополнительный недостаток заключается в необходимости иметь два или более источника питающих напряжений.

В состав ТПТ (рис. 5.26, а) входят дифференциальный усилитель ($VT1$, $VT2$) с резистором $R3$ в эмиттерной цепи транзисторов и два эмиттерных повторителя ($VT3$, $VT4$). Значение тока I , протекающего через $R3$, задается опорным смещением $-E_{cm}$ и сопротивлением резистора $R3$:

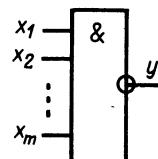
$$I = (E_{cm} - E_{и.п} - U_{БЭ}) / R_3.$$

Состояние транзисторов $VT1$, $VT2$ зависит от напряжения $U_{вх}$, приложенного к базе транзистора $VT1$. При достаточно большом (по модулю) отрицательном значении $U_{вх}$ транзистор $VT1$ закрыт и ток I протекает через транзистор $VT2$.

Таблица 5.3. Таблица истинности ТГЛ-элемента

x_2	x_1	y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Рис. 5.25. Условное обозначение элемента Шеффера



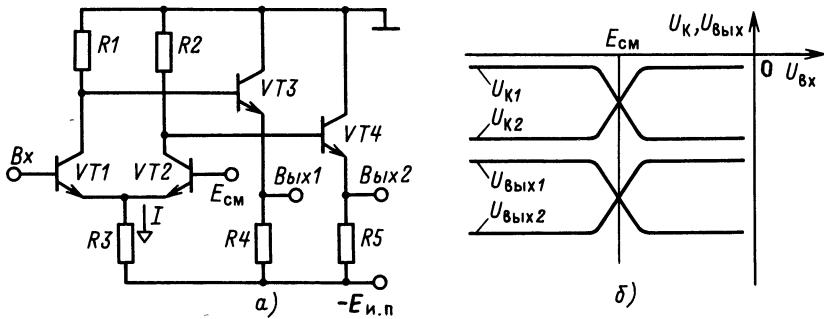


Рис. 5.26. Транзисторный переключатель тока:
а—схема; б—передаточные статические характеристики

Напряжение на коллекторе транзистора $VT1$ близко нулю, на коллекторе транзистора $VT2$ —сумме напряжений $E_{\text{см}}+U_{\text{K нас}}$ (рис. 5.26, б).

При увеличении $U_{\text{вх}}$ транзистор $VT1$ начинает проводить ток, напряжение на R_3 немножко возрастает, что приводит к уменьшению тока коллектора транзистора $VT2$. При $U_{\text{вх}}=E_{\text{см}}$ токи транзисторов $VT1$ и $VT2$ оказываются равными между собой и приблизительно равны $I/2$. При дополнительном увеличении $U_{\text{вх}}$ ток I будет проходить через эмиттер транзистора $VT1$, а транзистор $VT2$ закроется.

На выходах эмиттерных повторителей происходит сдвиг уровней напряжения на $U_{\text{эб}} \approx 0,8$ В в меньшую сторону, благодаря чему логические уровни $U_{\text{вых}1}^1$ и $U_{\text{вых}2}^0$ принимают такие же значения, что и на входе, причем первый выход является инвертирующим, а второй—повторяющим входное напряжение.

Устройства сопряжения ТТЛ- и ЭСЛ-элементов—преобразователи уровней. Потенциалы логических нулей и единиц (низких и высоких уровней) ТТЛ- и ЭСЛ-элементов различны, поэтому при необходимости передавать сигналы из устройства, синтезированного на основе одной элементной базы, в устройство с другой элементной базой без применения разделительных конденсаторов возникает потребность в устройствах, которые преобразуют эти уровни. В качестве примера рассмотрим преобразователи уровней сотой серии для сопряжения ЭСЛ-элементов этой серии с ЛЭ ТТЛ серий 133 и 155 [1].

Интегральная микросхема 100ПУ124 представляет собой четыре двухвходовых преобразователя уровня для перехода от ТТЛ к ЭСЛ. Каждый из четырех преобразователей (рис. 5.27) состоит из диодов $VD1$ и $VD2$, служащих для подавления импульсных помех, возникающих в цепях питания ТТЛ-элементов в момент переключения; диодно-резисторной логики на диодах $VD3$, $VD4$ и резисторе $R2$ для стробирования входного сигнала (вывод 5) стробирующим импульсом, поступающим на вывод 6; эмиттерного повторителя

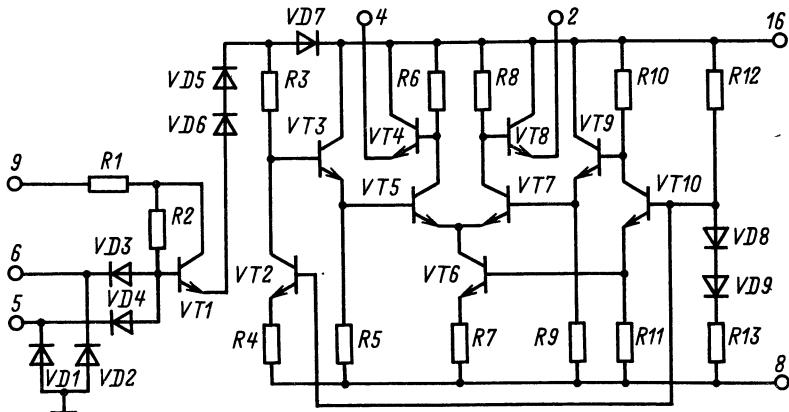


Рис. 5.27. Преобразователь уровней от ТТЛ к ЭСЛ типа 100ПУ124

на транзисторе $VT1$; ЭСЛ-элемента на транзисторах $VT4—VT8$; источника опорных напряжений ($VT9$, $VT10$, $VD8$, $VD9$).

На вывод 9 подается напряжение питания ТГЛ $([5,0 \pm 0,25] \text{ В})$, на вывод 8 — напряжение питания ЭСЛ $([-5,2 \pm 0,26] \text{ В})$, вывод 16 (общий) соединяется с «землей», нагрузка подключается к парафазным выходам 4 и 2, в зависимости от того, какой сигнал на выходе нужно иметь: прямой или инвертированный.

Источник опорного напряжения формирует напряжение смещения для генератора тока (транзистор VT_6). Это напряжение снимается с эмиттера транзистора VT_{10} . Создаются также два опорных напряжения. Напряжение $U_{оп1} = -1,8$ В с эмиттера транзистора VT_9 подается на базу транзистора VT_7 , входящего в состав дифференциального усилителя. Напряжение с резистора R_{12} поступает на базу транзистора VT_2 , играющего роль еще одного генератора тока. При подаче на вход 5 сигнала 2,4 В на базе транзистора VT_3 возникает потенциал, примерно равный 0,05 В, напряжение на базе транзистора VT_5 при этом равно приблизительно $-0,8$ В. Транзистор VT_5 оказывается открытым, и на выходе 4 устанавливается логический нуль (инвертирующий выход), а на выходе 2 — уровень логической единицы (неинвертирующий выход). При подаче на вход низкого потенциала потенциал на базе VT_3 понизится, вследствие чего транзистор VT_5 окажется в режиме отсечки, а VT_7 откроется и сигналы на выходах поменяются местами.

Интегральная схема 100ПУ125 представляет собой четыре двухвходовых преобразователя уровня для перехода от ЭСЛ к ТТЛ. Каждый из четырех преобразователей (рис. 5.28) состоит из токового ключа (транзисторы VT_3 , VT_4 , VT_6), снабженного генератором стабильного тока в эмиттерной цепи (транзистор VT_5 и резистор $R7$), и выходного каскада (аналогичного инвертору ТТЛ-элемента), работающего в ключевом режиме с насыщением (транзисторы $VT7$ — $VT10$). К выводу 9 подключается напряжение питания ($5,0 \pm 5\%$), а к выводу 8—напряжение питания ($-5,2 \pm 0,26$) В. Вывод 16 (общий) соединяется с «землей».

От внутреннего источника опорных напряжений (элементы $VT1$, $VT2$, $VD1$ — $VD4$) подается смещение на генератор стабильного тока (база

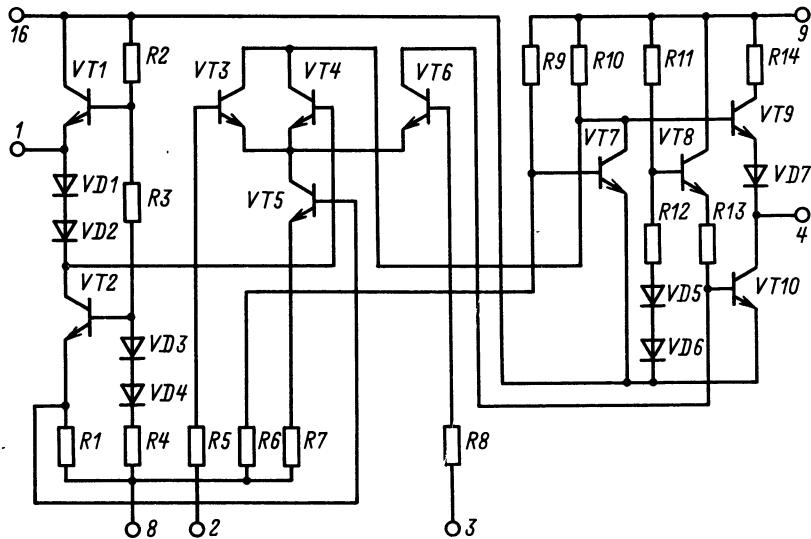


Рис. 5.28. Преобразователь уровней от ЭСЛ к ТТЛ типа 100ПУ125

транзистора $VT5$), а такжерабатываются два опорных напряжения. Опорное напряжение $U_{on1} = -2,8$ В, снимаемое с коллектора транзистора $VT2$, используется для фиксации выходного напряжения логического 0, когда входы схемы подключены к источнику напряжения $-5,2$ В или свободны.

Опорное напряжение $U_{on2} = -1,29$ В, поступающее с эмиттера транзистора $VT1$, при использовании схемы в качестве одновходового преобразователя уровней с выводом 1 подается на вывод 2 или 3 в зависимости от того, инвертированное или неинвертированное преобразование должно быть выполнено схемой. Так, в случае подключения U_{on2} к входу 3 и при наличии логической 1 на входе 2 транзистор $VT3$ открыт, а транзистор $VT6$ закрыт. Напряжение коллектора транзистора $VT3$ составляет примерно 1 В, что достаточно для надежного запирания транзистора $VT9$. Ток через открытый транзистор $VT10$, обеспечивающий его насыщение, в результате чего на выходе 4 устанавливается напряжение $U_{out} \leq 0,5$ В, соответствующее уровню логического 0 ТТЛ-элементов. При подаче на вход 2 логического нуля транзистор $VT6$ открывается, а $VT3$ закрывается. Потенциал на базе транзистора $VT10$ снижается до 1 В, что приводит к запиранию этого транзистора. Потенциал на коллекторе транзистора $VT3$ повышается, что приводит к открыванию транзистора $VT9$. В результате на выходе 4 устанавливается напряжение, соответствующее уровню логической 1 схем ТТЛ ($U^1 = 2,4$ В).

При использовании всех четырех элементов схемы 100ПУ125 опорное напряжение U_{on2} с вывода 1 подается на соответствующие входы всех четырех элементов.

При проектировании функциональных узлов с применением преобразователей уровней следует учитывать, что нулевой

уровень $U_{\text{вых}}^0 \leq 0,5$ В несколько больше уровня логического 0 ТТЛ-элементов ($U_{\text{вых}}^0 \leq 0,4$ В), что снижает помехоустойчивость последних на 100 мВ. Коэффициент разветвления рассмотренных преобразователей уровней при работе на входы ТТЛ-элементов серий 133 и 155 не более 8, а на входы ЛЭ серии 130 — не более 6.

5.4. КЛЮЧЕВЫЕ СВОЙСТВА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Описание статических свойств полевых транзисторов МДП-структуры с индуцированным каналом вольт-амперной характеристикой. Вольт-амперные характеристики МДП-транзисторов в режиме насыщения, т. е. при условии, что выполняется неравенство

$$|U_{\text{си}}| > |U_{\text{зи}} - U_0|,$$

подчиняются квадратичной зависимости

$$I_C = \gamma (U_{\text{зи}} - U_0)^2, \text{ при } |U_{\text{зи}}| > |U_0|,$$

где γ — параметр, зависящий от геометрии транзистора и электрофизических свойств полупроводника, имеющий размерность мкА/В²; $U_{\text{си}}$ — напряжение между стоком и истоком; $U_{\text{зи}}$ — напряжение между затвором и истоком; U_0 — напряжение отсечки.

При $|U_{\text{зи}}| < |U_0|$ ток стока I_C равен нулю.

Напомним, что полярность отпирающего напряжения на затворе совпадает с полярностью напряжения питания, подаваемого на сток. Она положительна для транзисторов с *n*-каналом и отрицательна для транзисторов с *p*-каналом. Возможность запирания МДП-транзисторов с индуцированным каналом при одинаковой полярности напряжений $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ позволяет использовать непосредственную связь между каскадами и делать эти транзисторы удобными для построения логических схем с общим истоком.

Ключевое устройство с резистором в нагрузке. Статические характеристики простейшего ключевого устройства на МДП-транзисторе (рис. 5.29) напоминают характеристики аналогичной схемы на биполярном транзисторе. Существенное отличие наблюдается во входной характеристике, которую из-за малости токов затвора МДП-транзистора (порядка 10^{-12} А) обычно не рассматривают. Выходная (при $E_{\text{вх}}^1$) и передаточная характеристики менее резкие за счет меньшей крутизны МДП-транзистора по сравнению с биполярным.

Быстродействие инвертора, изображенного на рис. 5.29, *a*, обусловлено процессами перезаряда емкостей МДП-транзистора $C_{\text{сз}}$, $C_{\text{си}}$ и емкости нагрузки C_n , состоящей из емкости монтажа и входных емкостей последующих логических

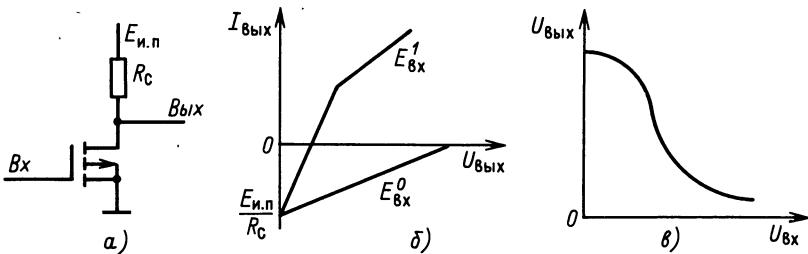


Рис. 5.29. Ключевое устройство с резистором в цепи стока *n*-канального МДП-транзистора:

a — схема; *б* — выходные статические характеристики; *в* — передаточная статическая характеристика

элементов. Длительность фронта включения по уровням 0,1 и 0,9 составляет

$$T_{\phi, \text{вкл}} = 2,2\tau_{\text{вкл}},$$

где $\tau_{\text{вкл}} = (C_{\text{с3}} + C_{\text{си}} + C_{\text{н}})/(g_m + 1/R_c)$,
а фронта выключения

$$T_{\phi, \text{выкл}} = 2,2\tau_{\text{выкл}},$$

где $\tau_{\text{выкл}} = (C_{\text{с3}} + C_{\text{си}} + C_{\text{н}})R_c$.

Как видно, различие этих процессов заключается в том, что при включении транзистора в перезаряде емкостей активную роль играет проводимость канала g_m , а при выключении она отсутствует.

Ключевые устройства с МДП-транзистором в нагрузке. Существуют два основных варианта замены резистора в нагрузке ключевого устройства МДП-транзистором: с пассивной нелинейной и с активной нагрузкой.

Схема с пассивной нелинейной нагрузкой (рис. 5.30, *а*) позволяет сократить технологический цикл, изъяв из него необходимость напыления резисторов. Сопротивление нагрузки может изменяться путем вариации напряжения смещения $E_{\text{см}}$ на затворе транзистора $VT2$. Однако чаще затвор подключают непосредственно к источнику питающего напряжения $E_{\text{и.п.}}$, как показано на рис. 5.30, *а* штриховой линией. Следует отметить также, что инерционность ключевого устройства несколько увеличивается за счет добавления к суммарной емкости емкостей $C_{\text{зи}}$ и $C_{\text{си}}$ второго транзистора. Схема с дополнительным источником смещения $E_{\text{см}}$ затвора транзистора $VT2$ обеспечивает большее быстродействие за счет более линейного режима перезаряда емкостей.

Схема с активной нагрузкой в виде дополняющего (комплементарного) МДП-транзистора (рис. 5.30, *б*) позволяет увеличить быстродействие ключевого устройства и существенно уменьшить потребление тока от питающего напряжения $E_{\text{и.п.}}$ за счет того, что в

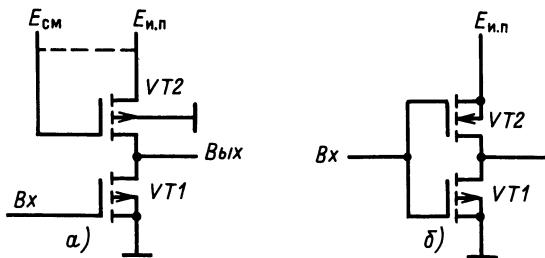


Рис. 5.30. Ключевые устройства на МДП-транзисторах:
а—с пассивной нелинейной нагрузкой; б—с активной нагрузкой в виде комплементарного транзистора

стационарном состоянии один из двух управляемых транзисторов открыт, а другой заперт. Потребление тока происходит только во время переходных процессов на перезаряд паразитных емкостей. Выходные характеристики такого устройства аналогичны характеристикам ТТЛ-элементов со сложным инвертором.

В настоящее время цифровые устройства с применением комплементарных МДП-транзисторов (КМДП-элементы) более компактны (большая плотность упаковки на поверхности кристалла) и более экономичны (меньшее потребление энергии от источников питанияющего напряжения) по сравнению с устройствами на основе ТТЛ- или ТТЛШ-элементов. Однако пока еще КМДП-элементы уступают последним по быстродействию. Следует отметить также еще одно преимущество МДП технологии, заключающееся в том, что полевые транзисторы могут хорошо работать при пониженных и даже криогенных температурах, их шумовые свойства оптимальны при 70 К.

Контрольные вопросы

1. Опишите характерные признаки ключевого режима активных элементов.
2. В чем преимущества ключевых устройств перед устройствами, работающими в линейном или квазилинейном режиме?
3. Объясните понятие идеального ключевого устройства.
4. Что такое повторитель, и как он обозначается на принципиальных электрических схемах? Приведите таблицу истинности повторителя.
5. Что такое инвертор, и как он обозначается на принципиальных электрических схемах? Приведите таблицу истинности инвертора.
6. Каким требованиям должна удовлетворять передаточная характеристика повторителя?
7. Каким требованиям должна удовлетворять передаточная характеристика инвертора?
8. Что называется нагрузочной способностью логического элемента?
9. Что называется коэффициентом объединения логического элемента по входу?

10. Что называется коэффициентом разветвления логического элемента по выходу?
11. Приведите схему ключевого устройства — инвертора на насыщенном биполярном транзисторе.
12. Приведите и объясните временные диаграммы, характеризующие работу простейшего ключевого устройства — инвертора на насыщенном биполярном транзисторе.
13. Приведите и объясните способы, ускоряющие переходные процессы в ключевом устройстве на биполярном транзисторе.
14. Изобразите и поясните статические характеристики простейшего ключевого устройства — инвертора на насыщенном биполярном транзисторе.
15. Как изменится длительность процесса рассасывания неосновных носителей из базы транзистора, если уменьшить напряжение $E_{\text{bx}2}$, подаваемое на вход ключевого устройства на биполярном транзисторе?
16. Приведите схему ТТЛ-элемента.
17. Приведите таблицу истинности и логическую функцию ТТЛ-элемента.
18. Приведите и объясните статические характеристики ТТЛ-элементов.
19. Как обозначаются ТТЛ-элементы на принципиальных электрических схемах?
20. Приведите принципиальную электрическую схему ЭСЛ-элемента.
21. Сравните достоинства и недостатки ТТЛ- и ЭСЛ-элементов.
22. Чем объяснить большее быстродействие ЭСЛ-элементов по сравнению с быстродействием ТТЛ-элементов?
23. Для чего используются преобразователи уровней?
24. Приведите схему простейшего ключевого устройства на МДП-транзисторе с индуцированным каналом и резистором в качестве нагрузки.
25. Приведите схему ключевого устройства на МДП-транзисторе с МДП-транзистором в качестве пассивной нагрузки. В чем преимущество этой схемы перед простейшей?
26. Приведите схему КМДП ключевого устройства. В чем заключаются преимущества этой схемы?
27. Сравните логические элементы на биполярных и полевых транзисторах.

Глава 6

ФОРМИРОВАТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ

6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Назначение формирователей импульсов. Формирователи импульсов предназначены для создания сигналов с *заданными* (фиксированными) *параметрами* (длительностью импульса, его фронта и среза, амплитудой, задержкой) или *параметрами, зависящими* от параметров входного воздействия. Одновременно, как правило, происходит подавление помех, приходящих вместе с входным сигналом.

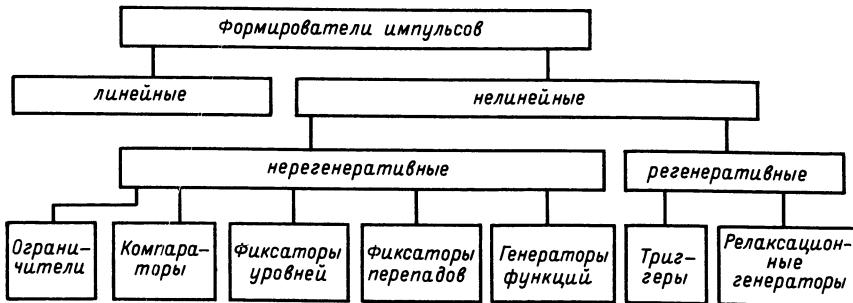


Рис. 6.1. Классификация формирователей импульсных сигналов

Назначение формирователей определяет и *принцип их построения* и действия (рис. 6.1). Формирователи импульсов на линейных элементах (дифференцирующих, интегрирующих, задержки) рассмотрены в гл. 2 и 3. Формирователи с использованием нелинейных элементов (диодов, транзисторов, логических элементов) делятся по принципу построения на нерегенеративные и регенеративные.

Регенеративные формирователи отличаются от *нерегенеративных* наличием положительной обратной связи, приводящей к лавинообразному ускорению формирования перепадов напряжения или тока.

По назначению *нерегенеративные* формирователи делятся на ограничители, компараторы, фиксаторы уровня, фиксаторы перепадов, рассматриваемые в настоящей главе, а также генераторы функций, рассматриваемые в гл. 8.

Регенеративные формирователи состоят из триггеров и релаксационных генераторов, сведения о которых подробно изложены в гл. 7.

Формирователи импульсов нашли широкое применение в различных областях радиотехники, электроники и вычислительной техники: в аналоговых, цифровых, цифроаналоговых и аналого-цифровых устройствах, устройствах генерирования, управления, памяти и обработки сигналов.

Ограничителем называется устройство, передаточная характеристика которого удовлетворяет следующим условиям:

1) если $U_{\text{вх. н}} < U_{\text{вх}} < U_{\text{вх. в}}$, то

$$U_{\text{вых}} = K(U_{\text{вх}} - U_0), \quad (6.1)$$

где $U_{\text{вх. н}}$ — нижний предел ограничения; $U_{\text{вх. в}}$ — верхний предел ограничения; K — коэффициент передачи ограничителя на линейном участке;

2) если $U_{\text{вх}} \leq U_{\text{вх. н}}$, то

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} U_{\text{вх. н}} & \text{при } K > 0; \\ U_{\text{вх. в}} & \text{при } K < 0; \end{cases} \quad (6.2)$$

3) если $U_{\text{вх}} \geq U_{\text{вх.в}}$, то

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} U_{\text{вых.в}} & \text{при } K > 0; \\ U_{\text{вых.н}} & \text{при } K < 0. \end{cases} \quad (6.3)$$

Виды ограничений. Ограничения бывают односторонние (сверху или снизу) или двусторонние. При ограничении *снизу* должны выполняться условия:

$U_{\text{вх.мин}} < U_{\text{вх.н}}; U_{\text{вх.макс}} < U_{\text{вх.в}}$ (рис 6.2, в, г);

при ограничении *сверху* условиями являются:

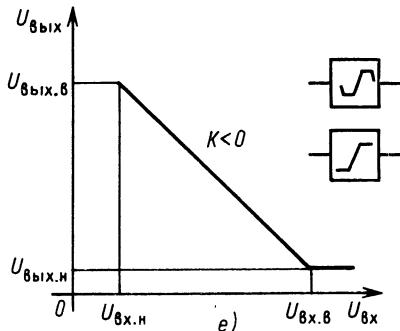
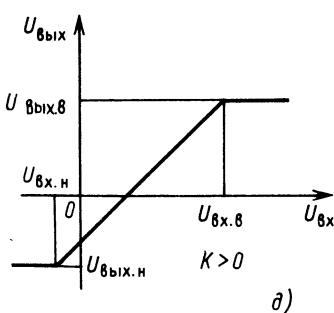
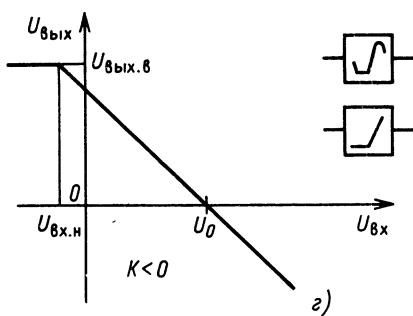
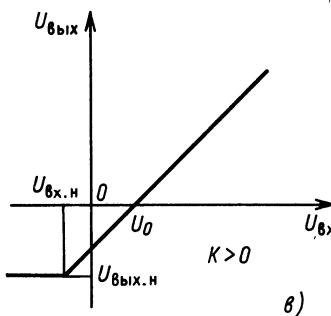
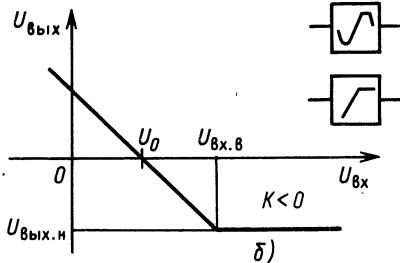
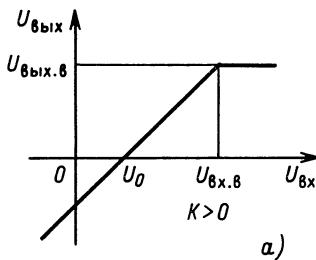
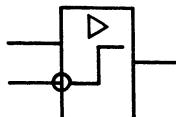


Рис. 6.2. Статические передаточные характеристики и условные обозначения ограничителей напряжения:

а, б — сверху; в, г — снизу; д, е — двусторонних

Рис. 6.3. Условное обозначение компаратора



$$U_{\text{вх мин}} > U_{\text{вх н}}; \quad U_{\text{вх макс}} > U_{\text{вх в}} \quad (\text{рис } 6.2, a, b);$$

и, наконец, при двустороннем ограничении выполняются условия:

$$U_{\text{вх мин}} < U_{\text{вх н}}; \quad U_{\text{вх макс}} > U_{\text{вх в}} \quad (\text{рис } 6.2, d, e).$$

Компаратором называется устройство, передаточная характеристика которого удовлетворяет следующим требованиям:

- 1) при $U_{\text{вх}} \leq U_{\text{пор}}$ $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^0$;
- 2) при $U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$ $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^1$ (рис. 6.3).

Действие, совершающееся компаратором над сигналом, называется пороговым ограничением. Легко заметить, что компаратор отличается от двустороннего ограничителя тем, что у него два входа (сигнальный и опорный), и тем, что крутизна его переходной (пороговой) области K стремится к бесконечности.

Фиксатором уровня называется устройство, используемое для восстановления постоянной составляющей сигнала, стабилизации основания или вершины импульсов на некотором определенном уровне при передаче сигналов через цепи, содержащие разделительные конденсаторы или трансформаторы.

Фиксаторы перепадов уровней формируют импульсы заданной длительности при поступлении на эти устройства фронта (или среза) управляющего сигнала.

6.2. ОГРАНИЧИТЕЛИ АМПЛИТУДЫ ИМПУЛЬСОВ

Использование ключей для ограничения сигналов по амплитуде. В ограничителях амплитуды используются нелинейные свойства ВАХ полупроводниковых приборов (диодов, транзисторов) и устройств на их основе. Короче, в качестве ограничителей могут применяться ключевые устройства, рассмотренные в гл. 5. Свойства ограничителя определяются передаточной характеристикой ключевого устройства.

По способу соединения ключевого устройства в схеме, ограничители разделяют на параллельные, последовательные, параллельно-последовательные и операционные.

В параллельных ограничителях ключевое устройство подсоединенено параллельно выходу, *в последовательных* — между входом и выходом, *в параллельно-последовательных* — одно-

время между входом и выходом и параллельно выходу и, наконец, в *операционных*—между входом и выходом (как в последовательных), но с применением операционного усилителя.

Амплитудный ограничитель формирует на выходе, в соответствии с (6.1)–(6.3), сигнал, совпадающий по форме со входным, если мгновенное значение последнего не выходит за пределы заданных граничных значений—порогов ограничения $U_{\text{вх.н}}$ и $U_{\text{вх.в}}$. При выходе сигнала за порог ограничения выходное напряжение фиксируется на постоянном уровне—уровне ограничения $U_{\text{вых.н}}$ (или $U_{\text{вых.в}}$).

Из этих правил следуют основные требования, предъявляемые к ограничителям. Идеальный амплитудный ограничитель должен иметь линейно-ломаную передаточную характеристику, состоящую из наклонного и горизонтальных участков (см. рис. 6.2).

Однако передаточные характеристики реальных ограничителей могут иметь наклон и в области ограничений: $K_{\text{в}}$ (в верхней области) и $K_{\text{н}}$ (в нижней). Условием правильной работы ограничителей является выполнение следующих требований:

$$|K_{\text{в}}/K| \ll 1 \text{ и } |K_{\text{н}}/K| \ll 1.$$

Параситные параметры устройства (обычно емкости) и конечное время переключения полупроводниковых элементов (диодов и транзисторов) приводят к тому, что уровни ограничения на выходе достигаются сигналом лишь после окончания переходного процесса, происходит задержка и расширение фронтов. Для оценки быстродействия ограничителя принято рассматривать его переходную характеристику.

Схемы последовательных диодных ограничителей. В последовательных ограничителях (рис. 6.4) передача сигнала на выход осуществляется при открытых диодах, а ограничение—при закрытых. Это обстоятельство обуславливает низкое выходное сопротивление ограничителя в режиме пропускания сигнала, что является несомненным достоинством, поскольку

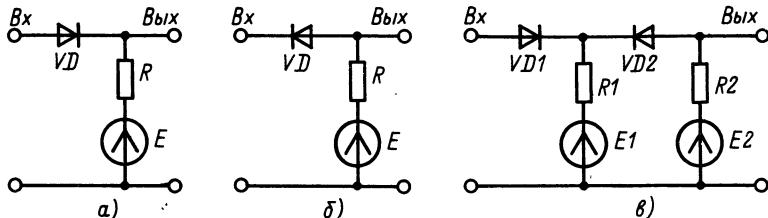


Рис. 6.4. Последовательные диодные ограничители напряжения:
а—снизу; б—сверху; в—двусторонние

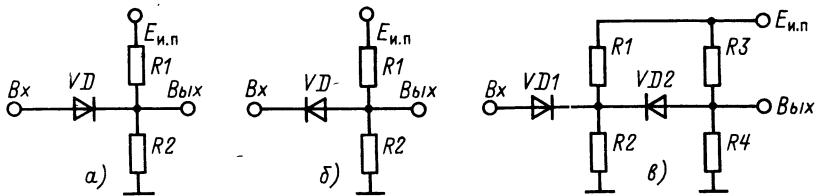


Рис. 6.5. Последовательные диодные ограничители с применением резисторных делителей напряжения:
а—ограничение снизу; б—ограничение сверху; в—двустороннее ограничение

позволяет получить более высокое быстродействие при емкостной нагрузке.

С учетом того что в последовательных ограничителях источники опорного напряжения имеют общий контакт с резисторами, для практического удобства можно заменить источники ЭДС резистивными делителями общего питающего напряжения $E_{и.п}$ (рис. 6.5).

Для определения передаточной характеристики ограничителя воспользуемся одной из простейших моделей полупроводникового диода с ЭДС отсечки U_0 (рис. 5.9). Для ограничителя снизу (рис. 6.5, а) в режиме пропускания можно записать:

$$U_{вых} = U_{вх} - U_0 \quad (6.4)$$

и учесть, что нижний предел ограничения выходного напряжения

$$U_{вых.н} = E_{и.п} R_2 / (R_1 + R_2). \quad (6.5)$$

По пересечению графиков, рассчитанных с помощью (6.4), (6.5) и построенных на рис. 6.6, находим значение нижнего порога ограничителя входного напряжения

$$U_{вх.н} = U_{вых.н} + U_0.$$

Временные диаграммы, изображенные на рис. 6.6, показывают процессы на входе и выходе последовательного ограничителя снизу при воздействии на вход синусоидального напряжения.

Аналогично для последовательного ограничителя сверху (рис. 6.5, б), для режима пропускания находим

$$U_{вых} = U_{вх} + U_0, \quad (6.6)$$

значения верхнего предела выходного напряжения

$$U_{вых.в} = E_{и.п} R_2 / (R_1 + R_2) \quad (6.7)$$

и верхнего порога входного напряжения

$$U_{вх.в} = U_{вых.в} - U_0. \quad (6.8)$$

На рис. 6.7 изображена передаточная характеристика, по-

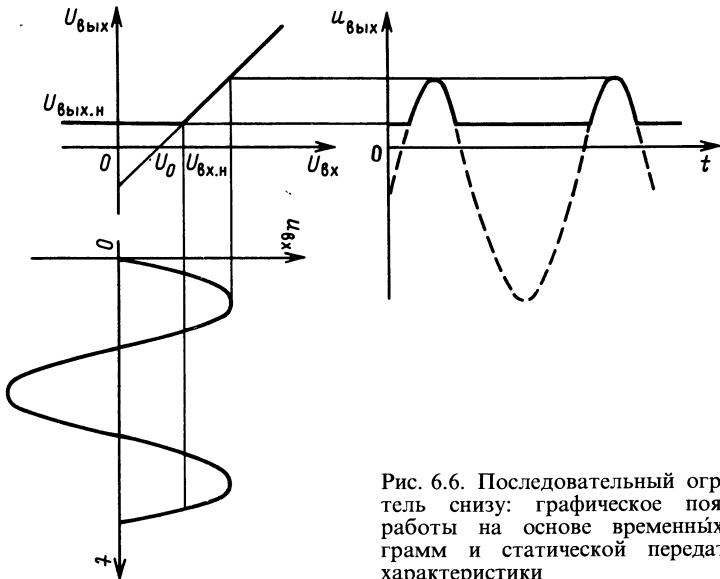


Рис. 6.6. Последовательный ограничитель снизу: графическое пояснение работы на основе временных диаграмм и статической передаточной характеристики

строенная с помощью соотношений (6.6)–(6.8), и временные диаграммы, поясняющие работу схемы.

В двустороннем ограничителе (см. рис. 6.5, в), когда он работает в режиме ограничения снизу, потенциал общей точки соединения $VD1$, $VD2$, $R1$ и $R2$ определяется с учетом того, что диод $VD2$ открыт. Эквивалентная схема для части устройства, расположенной справа от диода $VD1$ (рис. 6.8), позволяет рассчитать этот потенциал.

Составим необходимые уравнения:

$$E_{\text{и.п.}} = I_1 R_1 + (I_1 + I_2) R_2; \quad (6.9)$$

$$E_{\text{и.п.}} = (I_2 + I_3) R_3 + I_3 R_4; \quad (6.10)$$

$$U_2 = U_1 + U_0. \quad (6.11)$$

Из (6.11) находим

$$I_3 R_4 = (I_1 + I_2) R_2 + U_0. \quad (6.12)$$

Отношение R_3/R_4 выбирается исходя из условия обеспечения заданного уровня $U_{\text{вых.в.}}$:

$$U_{\text{вых.в.}} = E_{\text{и.п.}} R_4 / (R_3 + R_4) = E_{\text{и.п.}} / (1 + R_3/R_4).$$

Напряжение $U_2 = I_3 R_4$ определяется уровнем $U_{\text{вых.и.}}$:

$$U_2 = U_{\text{вых.и.}}$$

С учетом этих замечаний (6.10) можно записать как

$$E_{\text{и.п.}} = (I_2 + I_3) R_3 + U_{\text{вых.и.}}, \quad (6.13)$$

а (6.12) в следующем виде:

$$U_{\text{вых.и.}} = (I_1 + I_2) R_2 + U_0. \quad (6.14)$$

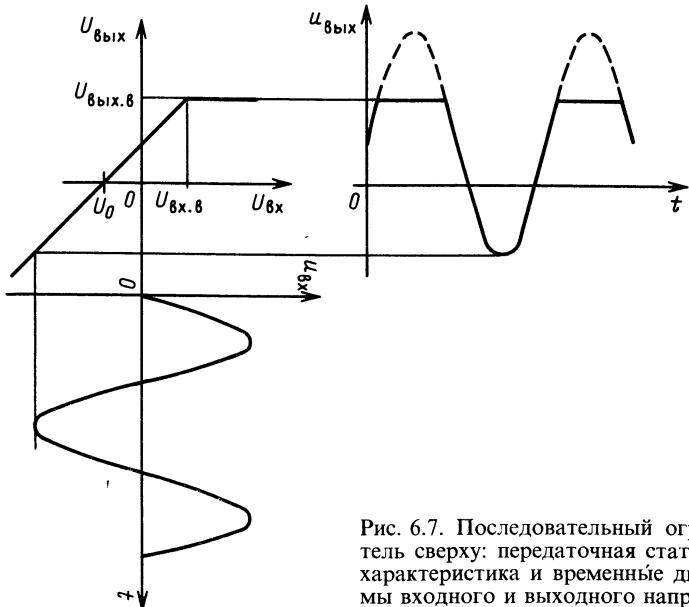


Рис. 6.7. Последовательный ограничитель сверху: передаточная статическая характеристика и временные диаграммы входного и выходного напряжений

Решение системы уравнений (6.9), (6.13) и (6.14) дано в приложении 8. Анализируя полученную передаточную характеристику двустороннего ограничителя, заметим, что в режиме пропускания наблюдается пропорциональность выходного напряжения и выполняются равенства $U_{\text{вых.н}} = U_{\text{вх.н}}$, $U_{\text{вых.в}} = U_{\text{вх.в}}$ (рис. 6.9), что является несомненным достоинством этой схемы.

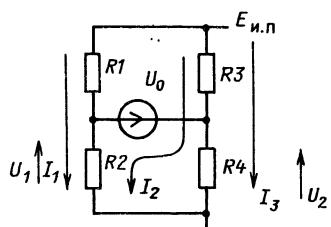
Следует добавить, что если необходимо в той или иной схеме ограничителя иметь выходное напряжение обеих полярностей, требуется применять два источника питающего напряжения разных знаков.

Схемы параллельных диодных ограничителей (рис. 6.10). В параллельном ограничителе снизу (рис. 6.10, а) диод VD закрыт, и входное напряжение передается на выход, т. е.

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$$

до тех пор, пока выполняется условие

Рис. 6.8. Эквивалентная схема для расчета потенциала в последовательном двустороннем ограничителе



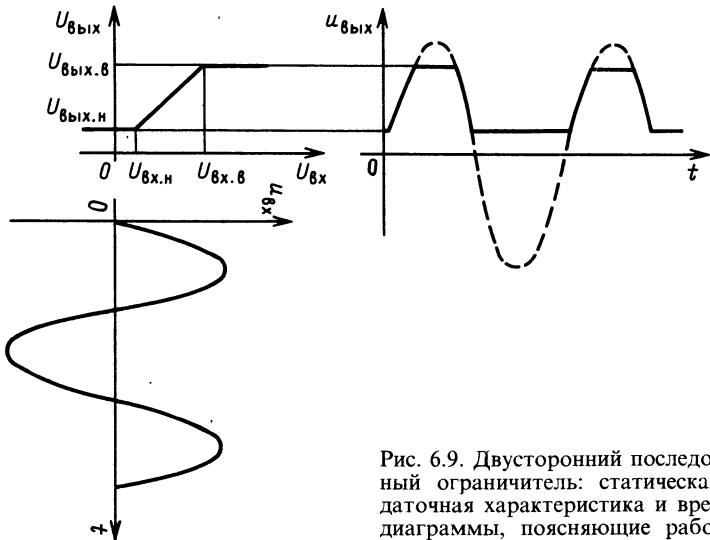


Рис. 6.9. Двусторонний последовательный ограничитель: статическая передаточная характеристика и временные диаграммы, поясняющие работу

$$U_{\text{вых}} > E - U_0. \quad (6.15)$$

Здесь, в отличие от последовательного ограничителя (6.4), не наблюдается в передаточной характеристике смещения на напряжение отсечки U_0 , что представляет собой преимущество схемы.

При входном напряжении, не удовлетворяющем неравенству (6.15), диод VD открыт и выходное напряжение фиксируется на уровне

$$U_{\text{вых.н}} = E - U_0,$$

т. е. это напряжение является одновременно пороговым (рис. 6.11, а).

Аналогичные выводы можно сделать и по ограничителям сверху (рис. 6.10, б, 6.11, б) и двустороннему (рис. 6.10, в, 6.11, в):

$$U_{\text{вых.в}} = E + U_0.$$

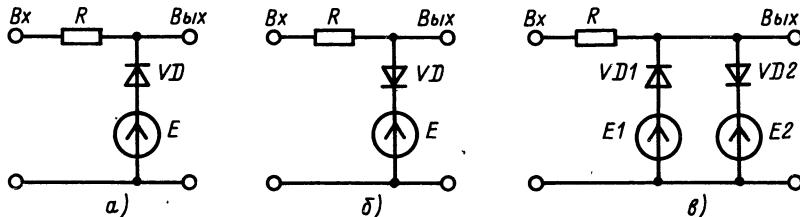


Рис. 6.10. Параллельные диодные ограничители:
а—снизу; б—сверху; в—двусторонние

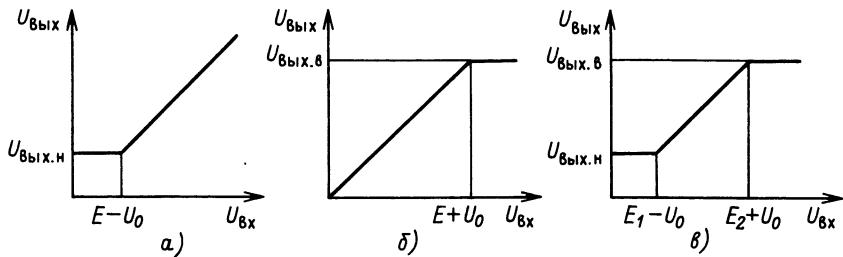


Рис. 6.11. Статические передаточные характеристики параллельных диодных ограничителей:

a — снизу; *б* — сверху; *в* — двусторонних

Влияние паразитных емкостей на работу диодных ограничителей. В диодных ограничителях используют быстродействующие импульсные диоды, поэтому главной причиной, определяющей их переходные характеристики, является емкость нагрузки. Проведем сравнительный анализ переходных характеристик параллельного и последовательного диодных ограничителей сверху.

Применивая теорему об эквивалентном генераторе к соответствующим схемам ограничителей и учитывая емкость C_n и сопротивление R_n нагрузки, перейдем к эквивалентной схеме (рис. 6.12, *a*). Вид эквивалентной схемы показывает, что переходный процесс в устройстве имеет экспоненциальный характер

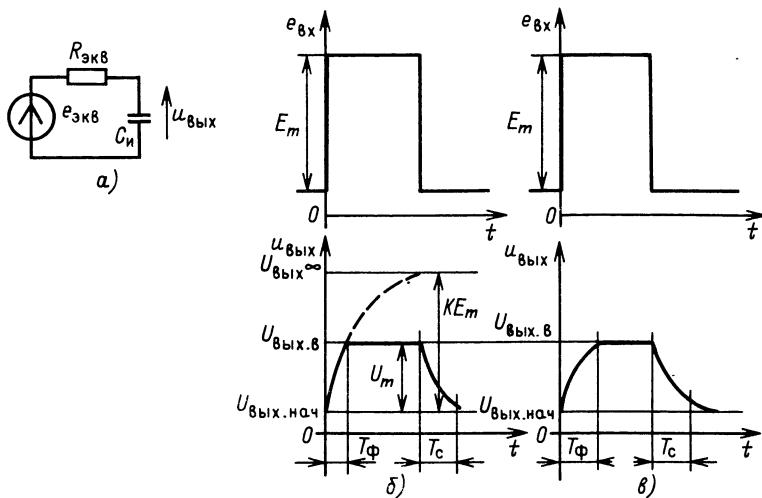


Рис. 6.12. Переходные характеристики диодных ограничителей сверху:
а — эквивалентная схема; *б* — временные диаграммы в параллельном ограничителе;
в — временные диаграммы в последовательном ограничителе

и, следовательно, длительность процесса может быть оценена формулой

$$T_{\text{перех}} = \tau_{\text{экв}} \ln [(U_{\text{вых.}\infty} - U_{\text{вых. нач}}) / (U_{\text{вых.}\infty} - U_{\text{вых. кон}})],$$

где $\tau_{\text{экв}} = C_{\text{н}} R_{\text{экв}}$; $U_{\text{вых.}\infty}$ — напряжение, к которому стремится процесс; $U_{\text{вых. нач}}$ — начальное напряжение на выходе; $U_{\text{вых. кон}}$ — напряжение, при котором процесс заканчивается.

В ряде случаев оказывается, что $U_{\text{вых.кон}} = U_{\text{вых.}\infty}$, тогда приходится оценивать процесс по уровням 0,9—0,95, т. е. считать, что

$$T_{\text{перех}} = (2 \div 3)\tau_{\text{экв}}. \quad (6.16)$$

В параллельном ограничителе, как уже отмечалось, переходный процесс развивается при закрытых диодах, поэтому эквивалентное сопротивление соответствует формуле

$$R_{\text{экв}} = (R_{\text{г}} + R)R_{\text{н}} / (R_{\text{г}} + R + R_{\text{н}}),$$

а длительность переходного процесса (рис. 6.12, б) оценивается: для фронта

$$T_{\Phi} = -\tau_{\text{экв}} \ln [1 - U_m / (KE_m)], \quad (6.17)$$

где $U_m = U_{\text{вых. в}} - U_{\text{вых. нач}}$;

$$K = R_{\text{н}} / (R_{\text{г}} + R + R_{\text{н}});$$

для среза (T_c) формулой (6.16).

Сравнивая (6.16) и (6.17), находим, что в параллельном ограничителе сверху T_{Φ} меньше T_c .

В последовательном ограничителе при скачкообразном входном воздействии выходное напряжение возрастает при выключенном диоде, поэтому эквивалентное сопротивление

$$R_{\text{экв. выкл}} = RR_{\text{н}} / (R + R_{\text{н}}),$$

а срез происходит при включенном диоде, следовательно,

$$R_{\text{экв. вкл}} = R_{\text{г}} R_{\text{экв. выкл}} / (R_{\text{г}} + R_{\text{экв. выкл}}).$$

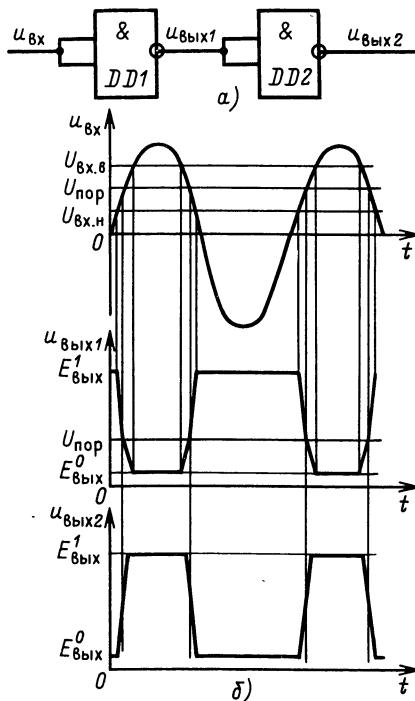
В обоих случаях процессы характеризуются асимптотическим приближением изменяющегося напряжения к стационарному (рис. 6.12, в), поэтому для них справедлива формула (6.16). Поскольку

$$\tau_{\text{экв. выкл}} = C_{\text{н}} R_{\text{экв. выкл}} > \tau_{\text{экв. вкл}} = C_{\text{н}} R_{\text{экв. вкл}},$$

длительность фронта, в противоположность тому, что было для параллельного ограничителя, оказывается больше длительности среза.

Эту длительность можно сократить, применив параллельно-последовательный ограничитель [9] или, при условии малых значений $R_{\text{г}}$, подключив небольшую емкость ко входу

Рис. 6.13. Двухкаскадный усилитель-ограничитель на ТТЛ-элементах:
а—схема; б—временные диаграммы



ду, с тем чтобы входное напряжение нарастало со скоростью, не позволяющей диоду выключиться.

Сравнение T_c последовательного и параллельного ограничителей показывает, что длительность среза в последовательном ограничителе *меньше* за счет того, что параллельно R_h подключается *параллельное соединение* R_g и R , а в параллельном — *последовательное*, что подтверждает сказанное раньше (см. § 6.1).

Ограничители на транзисторных ключевых устройствах и логических элементах. Транзисторные ключевые устройства и логические элементы могут использоваться в качестве двусторонних ограничителей в целях укорочения фронтов и срезов импульсов и одновременно усилителей мощности. Такие усилители-ограничители часто применяются для формирования импульсов прямоугольной формы с крутыми фронтами (см., например, рис. 6.9).

Если подать синусоидальное напряжение (рис. 6.13):

$$u_{\text{вх}}(t) = U_m \cos(\omega t)$$

на ТТЛ-элемент с пороговым уровнем $U_{\text{пор}}$, верхним $U_{\text{вх.в}}$ и нижним $U_{\text{вх.н}}$ уровнями ограничения, то на выходе получим трапецидальные импульсы с длительностью

$$T_u = (2/\omega) \arccos(U_{\text{пор}}/U_m)$$

и фронтами (срезами)

$$T_\phi = T_c = (1/\omega) [\arccos(U_{\text{вх.н}}/U_m) - \arccos(U_{\text{вх.в}}/U_m)].$$

Путем многократного усиления-ограничения можно получить прямоугольные импульсы с фронтами, крутизна которых определяется собственными параметрами ТТЛ-элемента ($T_{\phi 01}$ и $T_{\phi 10}$). В качестве усилителя-ограничителя широко используются также ОУ.

6.3. КОМПАРАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЙ И ФИКСАТОРЫ УРОВНЯ

Назначение компараторов напряжений. Компаратором (от лат. *compare* — сравнивать) называется ключевое устройство, преобразующее знак разности входных аналоговых величин x_1, x_2 в выходную двоичную переменную y :

$$y = \text{sign}(x_1 - x_2),$$

где

$$\text{sign}(x_1 - x_2) = \begin{cases} 0 & \text{при } x_1 \leq x_2; \\ 1 & \text{при } x_1 > x_2. \end{cases}$$

Компараторы предназначены для преобразования аналоговых сигналов в цифровую форму и могут применяться в устройствах автоматики для квантования сигнала в высокоскоростных аналого-цифровых преобразователях, автогенераторах, дискриминаторах, а также как усилители считывания сигналов магнитных и полупроводниковых запоминающих устройств.

Характеристики идеального компаратора напряжений. Временные диаграммы напряжений. Компаратор представляет собой идеализированный двусторонний ограничитель амплитуды, у которого верхний и нижний пороговые уровни передаточной статической характеристики $\Delta U_{\text{вх},\text{н}} = \Delta U_{\text{вх},\text{в}} = 0$, коэффициент передачи в пороговой области $K \rightarrow \infty$, а верхний и нижний уровни ограничения равны соответственно логической 1 и логическому 0 (рис. 6.14).

Временные диаграммы напряжений на выходе идеального компаратора характеризуются мгновенными перепадами в моменты перехода разности входных напряжений через нуль (рис. 6.15, *a*).

Передаточные статические и импульсные характеристики реальных компараторов (рис. 6.14, *b*, 6.15, *b*) отличаются от идеальных наличием сдвигов уровней, времени, наличием гистерезиса и растягиванием фронтов. В настоящее время разработаны интегральные компараторы напряжений, параметры которых в той или иной мере приближаются к идеальным

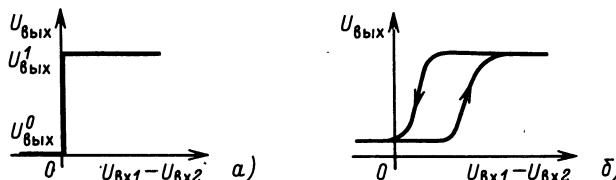


Рис. 6.14. Статические передаточные характеристики компараторов напряжений: *a* — идеального; *б* — реального

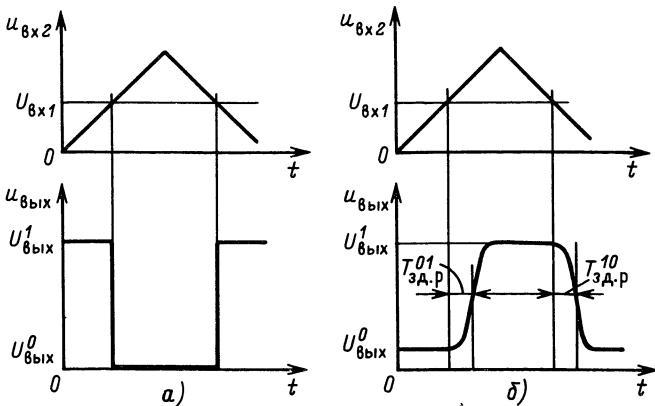


Рис. 6.15. Временные диаграммы компараторов напряжений:
а—идеального; б—реального

(см. приложение 9). Рассмотрим более подробно различные реализации этих устройств.

Сравнительные характеристики и особенности построения принципиальных электрических схем интегральных компараторов напряжений [1, 3]. Компаратор K554CA2 (рис. 6.16) имеет два дифференциальных усилительных каскада (на транзисторах VT1, VT2, VT4—первый и VT5, VT7—второй), выходной эмиттерный повторитель (на транзисторах VT8, VT9), стабилизированные схемы сдвига уровней (VD1, VD2) и цепь ограничения амплитуды выходного сигнала (VT6).

Входной дифференциальный каскад имеет обычное для интегральных ОУ малое напряжение смещения нуля. Эмиттеры транзисторов VT1 и VT4 питаются от генератора стабильного тока (на транзисторе VT2), благодаря чему коллекторные токи транзисторов первого каскада почти не зависят от входного синфазного сигнала. Транзистор VT9 изолирует схему смещения генератора тока входного каскада (VT2) с компенсирующим диодом (VT10 в диодном включении) от выходной цепи.

Второй дифференциальный каскад (на транзисторах VT5, VT7) имеет в своей основе балансную схему смещения. В сбалансированном состоянии напряжение одиночного выхода этого каскада при колебаниях положительного напряжения питания $E_{\text{и.п}1}$ не меняется. Тем самым фиксируется потенциал базы транзистора VT3 (при увеличении $E_{\text{и.п}1}$ коллекторные токи транзисторов VT5 и VT7 также увеличиваются, оставляя коллекторное напряжение транзистора VT5 постоянным). Интегральный стабилитрон VD1, включенный в эмиттерные цепи транзисторов второго каскада, имеет опорное напряжение +6,2 В, что фиксирует потенциал баз транзисторов VT5 и VT7 на уровне примерно +6,9 В. Следовательно, допустимый уровень входных сигналов компаратора может приближаться к 7 В.

Транзистор VT6 (в диодном включении) ограничивает размах выходного сигнала в положительной области: при уровнях сигнала на выходе, больших +4 В, транзистор VT6 открывается и закорачивает дифференциальный выход

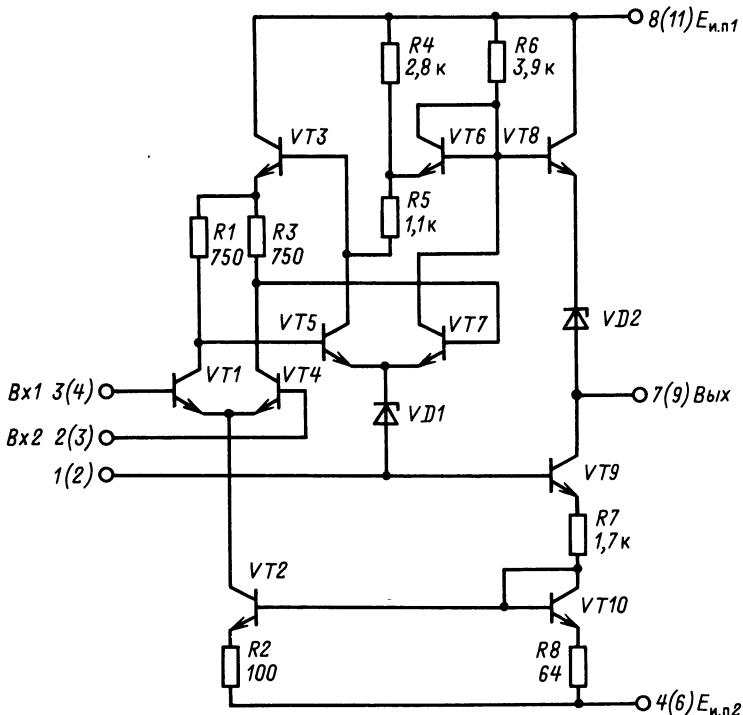


Рис. 6.16. Компаратор К554СА2 (К521СА2)

второго каскада. Благодаря ограничению амплитуды значительно увеличивается быстродействие компаратора.

Эмиттерный повторитель (на транзисторе VT_8) служит для увеличения нагрузочной способности компаратора. Стабилитрон VD_2 , включенный в цепь выходного эмиттерного повторителя, сдвигает уровень выходного сигнала вниз на 6,2 В, чтобы сделать компаратор совместимым с цифровыми ТТЛ-элементами.

К недостатку компаратора К554СА2 следует отнести отсутствие входов стробирования.

Интегральная микросхема К554СА1 заключает в себе два дифференциальных компаратора, выходы которых совмещаются по логике ИЛИ. В отличие от К554СА2, она имеет два входа стробирования. Двойной компаратор К554СА1 выполняет почти те же электрические функции, что два одинарных компаратора К554СА2, однако потребление мощности этой интегральной микросхемы на 50% больше. Кроме того, применение двухканального принципа позволяет улучшить электрические параметры аппаратуры, особенно устройств считывания сигналов магнитной памяти. Благодаря идентичности параметров обоих компараторов возможно построение двухпороговых схем, имеющих симметричный отклик на положительное и отрицательное превышения абсолютного уровня сигнала над пороговым уровнем.

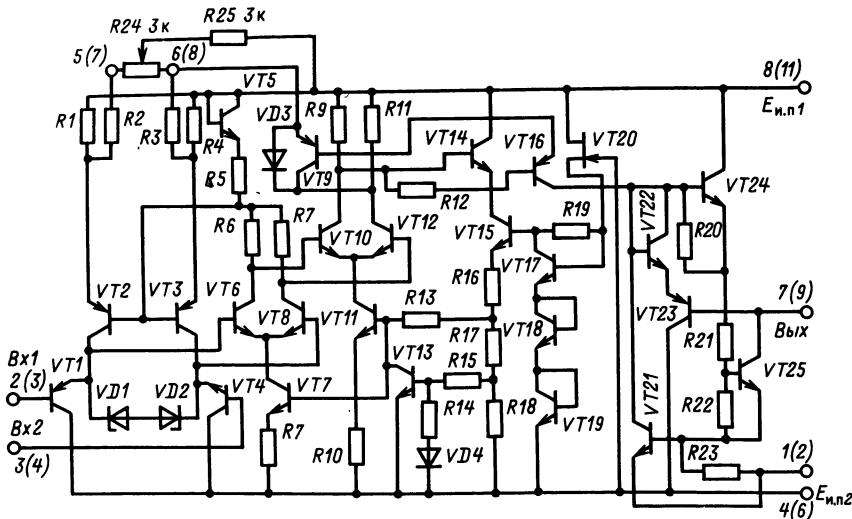


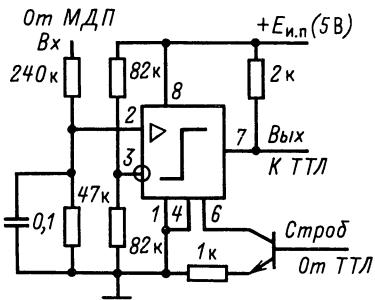
Рис. 6.17. Компаратор K554CA3 (K521CA3)

При необходимости увеличения чувствительности, входного сопротивления, а также снижения потребляемой мощности пороговых устройств целесообразно применять компаратор K554CA3 (рис. 6.17), работающий от источников питания $+15$ В (несколько большего напряжения, по сравнению с напряжением питания компараторов K554CA1 и K554CA2), имеющий коэффициент усиления до $150 \cdot 10^3$ (в 2 раза превышающий коэффициент усиления компараторов K554CA1 и K554CA2).

Большой коэффициент усиления достигается за счет применения в схеме трех усилительных каскадов (на транзисторах VT6, VT8—первый; VT10, VT12—второй; VT16, VT24, VT25—третий), а высокоомное входное сопротивление ($I_{bx}=2$ мА)—за счет входного дифференциального эмиттерного повторителя (на транзисторах VT1, VT4).

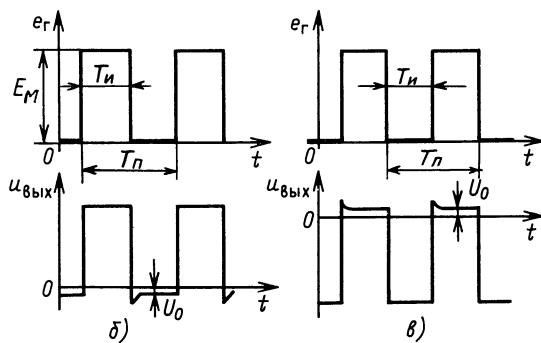
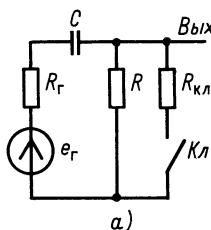
Компаратор K554CA3—универсальный. Он может работать от различных источников питания, включая однополярные $+5$ или -30 В. Компаратор имеет два выхода: открытый коллектор (с транзистора VT25) и эмиттерный (с транзистора VT21). Из-за этих особенностей он пригоден для обслуживания любых цифровых интегральных микросхем (ЦИС) умеренного быстродействия ($T_{зд.р} \geq 200$ нс), а также индикаторов многих типов. Выходной ток достаточен для переключения реле. Для балансировки выходного напряжения используются внешние резисторы R24 и R25. На рис. 6.18 показан пример использования компаратора K554CA3 в трансляторе уровней от МДП к ТТЛ интегральным микросхемам.

Выпускаются также аналоги компараторов K554CA1, K554CA2, K554CA3 в круглых металлокерамических корпусах, которые обозначаются соответственно K521CA1, K521CA2, K521CA3. Нумерация выводов последних двух микросхем приведена на рис. 6.16, 6.17 в скобках.



←

Рис. 6.18. Транслятор уровней от МДП к ТТЛ с применением компаратора К554СА3



Для каждой цифровой логики требуется компаратор с адекватными свойствами. Так, для ТТЛШ-схем пригоден быстро действующий стробируемый компаратор напряжений К521СА4 с паразитным выходом, в котором используются ТТЛШ-элементы. Для обслуживания ЭСЛ интегральных микросхем предназначены компараторы серии КМ597, выполненные по ЭСЛ технологии с изоляцией $p-n$ -переходами. Компаратор КМ597СА2, предназначенный для обслуживания высокоскоростных ТТЛ-устройств, снабжен схемой запоминания предыдущего состояния. Микросхема КМ597СА3 представляет собой два автономных маломощных прецизионных компаратора, сопрягающихся с ТТЛ и КМДП интегральными микросхемами.

Принцип действия фиксаторов уровня. Диодные фиксаторы начального уровня и вершины импульсов. Принцип действия фиксаторов основан на переключении постоянной времени разделятельной цепи (обычно, RC -типа), причем минимальная постоянная времени должна обеспечиваться в то время, когда происходит формирование фиксируемой части сигнала. Например, если ключ $K_{\text{л}}$ (рис. 6.19, а) замыкается во время прохождения основания импульса, происходит фиксация начального уровня (рис. 6.19, б); если во время вершины — фиксация вершины импульса (рис. 6.19, в).

Динамическое (остаточное) смещение U_0 определяется отношением постоянных времени при разомкнутом и замкнутом ключе

$$\tau_{\text{выкл}} = (R_r + R)C; \quad \tau_{\text{вкл}} = (R_r + R \parallel R_{\text{кл}})C$$

и отношением периода повторения $T_{\text{п}}$ импульсов к их длительности $T_{\text{и}}$:

$$U_0 = E_M / [1 + (\tau_{\text{выкл}} / \tau_{\text{вкл}})(T_{\text{п}} / T_{\text{и}} - 1)].$$

Ясно, что, чем больше скважность импульсов и отношение $\tau_{\text{выкл}} / \tau_{\text{вкл}}$, тем точнее производится фиксация. Для обеспечения больших значений $\tau_{\text{выкл}} / \tau_{\text{вкл}}$ необходимо стремиться к увеличению R и уменьшению R_r и $R_{\text{кл}}$.

При необходимости фиксировать напряжение на уровне E_{Φ} , отличном от нуля, последовательно с ключом (см. рис. 6.19, а) добавляется источник ЭДС требуемого значения (E_{Φ}).

— Фиксаторы уровня делятся на управляемые и неуправляемые. Управляемые фиксаторы в отличие от неуправляемых требуют наличия импульсов фиксации — синхронизирующих сигналов, позволяющих осуществлять привязку любой фазы сигналов произвольной полярности к любому заданному уровню.

Простейшим неуправляемым (пассивным) фиксатором является диодный (рис. 6.20). При необходимости фиксировать основание диод VD включается так, чтобы он оказывался в проводящем состоянии при формировании паузы между импульсами (рис. 6.20, а). Если необходимо фиксировать вершину импульса, диод включается в обратном направлении (рис. 6.20, б). Этим фиксаторам соответствуют временные диаграммы, представленные на рис. 6.19, б, в.

Транзисторная схема управляемого фиксатора приведена на рис. 6.21. В отсутствие управляющего сигнала транзистор VT насыщен, поскольку его база через резистор R_B подключена к плюсу источника E_B . Импульс отрицательной полярности, поданный на управляющий вход, запирает транзистор. В результате во время действия управляющего импульса через

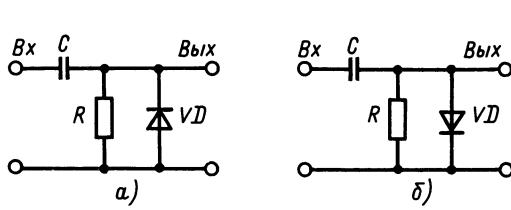


Рис. 6.20. Диодные фиксаторы уровней:
а — основания; б — вершины

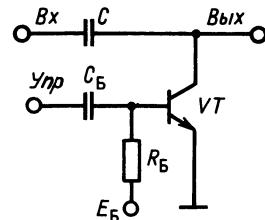


Рис. 6.21. Управляемый транзисторный фиксатор уровня

разделительную цепь можно передать сигнал произвольной формы и полярности. Поскольку при уменьшении потенциала коллектора транзистора возникают условия отпирания коллекторного перехода, для правильной работы фиксатора необходимо, чтобы амплитуда отрицательных импульсов не превосходила амплитуду управляющих сигналов.

О применении фиксаторов уровня в усилительных устройствах уже упоминалось в § 2.3.

6.4. ФОРМИРОВАТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ ИЗ ПЕРЕПАДОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Общие положения. Принципы формирования. В ряде практических применений требуется формировать импульсы прямоугольной формы в те моменты времени, когда в исходном импульсном сигнале развиваются наиболее быстрые переходные процессы, т. е. во время фронта или среза этих импульсов. Но скорость изменения какого-либо параметра определяется, как известно, его производной. Следовательно, исходный импульсный сигнал сначала нужно проинтегрировать. Вместе с тем необходимо произвести селекцию (выделение) требуемого участка времени (фронт или срез), характеризующегося тем или иным знаком производной процесса по времени. Другими словами, результат дифференцирования нужно подвергнуть одностороннему ограничению (снизу, если необходимо формировать импульсы из фронта сигнала, и сверху, если необходимо формировать импульсы из среза). И, наконец, с целью формирования импульса прямоугольной формы сигнала, ограниченный с одной стороны, следует подать на усилитель-ограничитель. Таким образом, получили обобщенную структурную схему формирователей импульсов из перепадов напряжения (рис. 6.22). В соответствии с этим принципом построены все схемы, рассмотренные ниже. Обычно функции одностороннего ограничителя и усилителя-ограничителя бывают совмещены в одном элементе устройства. Особенностью описываемых здесь формирователей является выполнение условия

$$T_{\text{и. вх}} > T_{\text{и. вых.}}$$

Рассмотрим некоторые наиболее часто встречающиеся варианты формирователей. Эти варианты можно разбить на две группы.

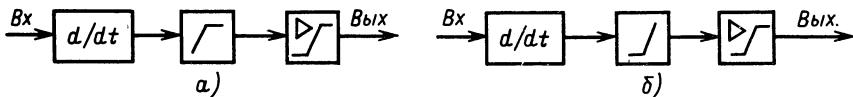


Рис. 6.22. Структурная схема формирователя импульсов из перепадов напряжения:

а—фронта (положительного перепада); б—среза (отрицательного перепада)

В одной группе операция дифференцирования осуществляется дифференцирующей RC -цепью, в другой — на основе эффекта гонок.

Формирователи на RC -цепи и дискретных биполярных транзисторах [11]. Устройство (рис. 6.23, а) состоит из дифференцирующего конденсатора C , источника отрицательного смещения $E_{\text{см}}$, подаваемого на базу транзистора VT через резистор R_B , диода VD фиксации начального уровня и ключевого устройства на биполярном транзисторе VT . Пренебрегая, для простоты, инерционностью транзистора, рассмотрим временные диаграммы (рис. 6.23, б), поясняющие работу формирователя из положительного перепада.

В исходном состоянии транзистор VT заперт источником отрицательного смещения $E_{\text{см}}$. С приходом положительного перепада $E_{\text{вхМ}}$ транзистор отпирается и в первый момент протекает ток

$$T_{B1} = (E_{\text{вхМ}} + E_{\text{см}} - U_{\text{Бнас}})/R_r.$$

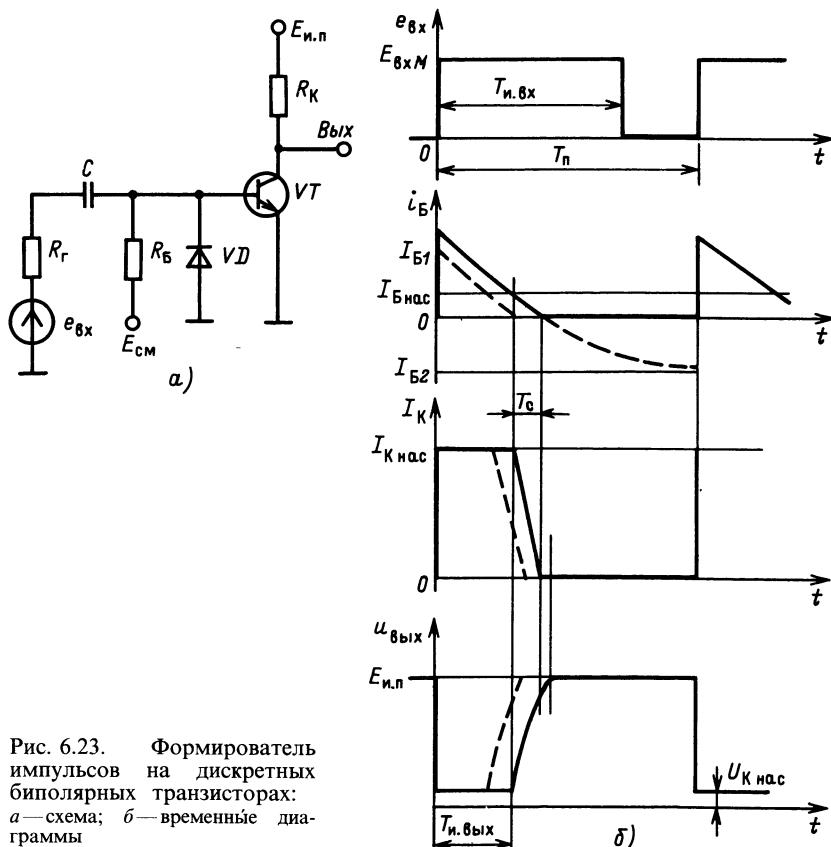


Рис. 6.23. Формирователь импульсов на дискретных биполярных транзисторах:
а — схема; б — временные диаграммы

При этом должно выполняться условие насыщения:

$$I_{B1} > I_{B\text{нас}} = I_{K\text{нас}}/\beta = (E_{и.п} - U_{K\text{нас}})/(\beta R_K).$$

С течением времени ток базы уменьшается по экспоненте за счет заряда конденсатора C этим током. Постоянная времени процесса заряда

$$\tau_C = R_r C$$

должна выбираться так, чтобы к заданному моменту окончания вершины выходного импульса $T_{и.вых}$ ток базы достиг уровня $I_{B\text{нас}}$, т. е. необходимо воспользоваться известным соотношением

$$T_{и.вых} = \tau_C \ln [(I_{B1} - I_{B2}) / (I_{B\text{нас}} - I_{B2})],$$

в котором

$$I_{B2} = (E_{cm} + U_{B\text{нас}}) / R_r.$$

Затем наступает процесс сравнительно быстрого уменьшения тока коллектора и формируется срез выходного импульса, завершающийся запиранием транзистора. Длительность среза T_c , если принять, что выполняется условие

$$R_r \gg R_{bx} \parallel R_b,$$

где R_{bx} — входное сопротивление транзистора, можно оценить по формуле

$$T_c = \tau_C \ln [I_{B\text{нас}} / (I_{B\text{нас}} - I_{B2})].$$

В устройстве должно выполняться условие восстановления заряда на емкости C в течение паузы между входными импульсами:

$$T_{восст} < T_{п} - T_{и.вх}, \quad (6.18)$$

где

$$T_{восст} = (3 \div 4) CR_r; \quad (6.19)$$

T_p — период повторения импульсов; $T_{и.вх}$ — длительность входных импульсов.

Следует отметить приближенный характер формулы (6.19), не учитывающей сопротивление диода VD и увеличение постоянной времени после запирания VD , при условии, что напряжение источника смещения меньше напряжения отсечки диода, т. е. при

$$|E_{cm}| < U_0.$$

Невыполнение условия (6.18) приводит к укорочению выходного импульса (по сравнению с расчетным) за счет того, что начальный ток базы транзистора во время переходного процесса из-за остаточного напряжения на конденсаторе C получается меньше (см. штриховую линию на рис. 6.23, б).

Формирователь импульсов на дифференцирующей RC -цепи и логических элементах И—НЕ. В развитие предыдущей схемы, вместо ключевого устройства на насыщенном биполярном транзисторе здесь используется ТТЛ-элемент $DD2$. Такой же элемент $DD1$ включен на входе формирователя для развязки от источника сигнала и нормировки входных уровней, способствующей стабилизации длительности выходных импульсов (рис. 6.24).

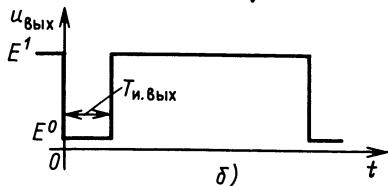
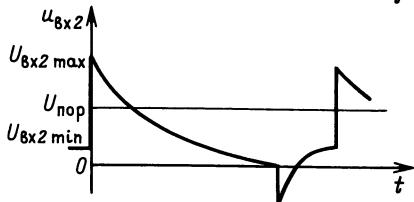
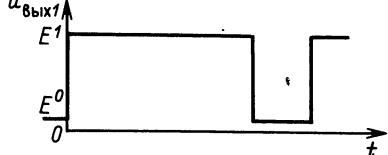
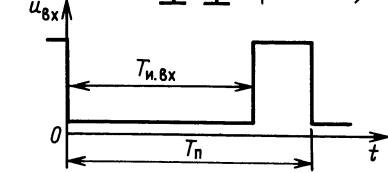
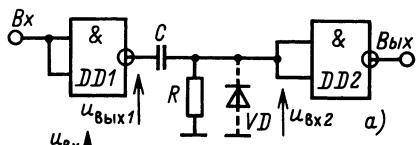


Рис. 6.24. Формирователь импульсов на ТТЛ-элементах и дифференцирующей цепи:
а—схема; б—временные диаграммы

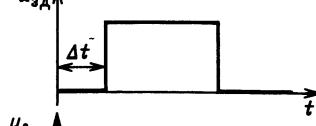
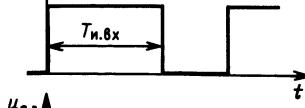
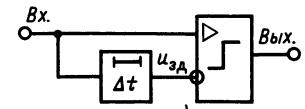


Рис. 6.26. Формирователь импульсов из положительного перепада с использованием компаратора и элемента задержки:
а—схема; б—временные диаграммы

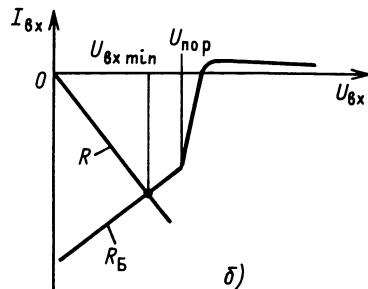
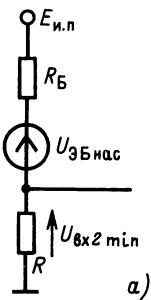


Рис. 6.25. Определение установившегося уровня напряжения на входе микросхемы DD2 (см. рис. 6.24):
а—эквивалентная схема; б—графические построения на плоскости входной характеристики ТТЛ-элемента

Работа формирователя заключается в следующем. При $u_{\text{вх}} = E^1$ элемент $DD1$ включен, $u_{\text{вых}1} = E^0$. Напряжение на входе элемента $DD2$ (при отсутствии переходных процессов в формирователе) определяется сопротивлением резистора R . Оно должно быть меньше порогового уровня ТТЛ-элемента, т. е.

$$U_{\text{вх}2\min} < U_{\text{пор}}. \quad (6.20)$$

Используя эквивалентную схему цепи и графические построения (рис. 6.25), можно определить требования, ограничивающие сверху сопротивление резистора R . Из эквивалентной схемы (рис. 6.25, а) следует, что

$$U_{\text{вх}2\min} = (E_{\text{и.п}} - U_{\text{ЭБ нас}})/(R + R_B). \quad (6.21)$$

Подставляя (6.21) в (6.20), находим условие, ограничивающее сопротивление резистора R :

$$R < R_B U_{\text{пор}} / (E_{\text{и.п}} - U_{\text{пор}} - U_{\text{ЭБ нас}}). \quad (6.22)$$

При выполнении этого условия — на выходе формирователя в режиме ожидания устанавливается логическая 1.

После прихода отрицательного перепада напряжения на вход элемента $DD1$, на его выходе устанавливается логическая 1, скачок напряжения передается на вход элемента $DD2$ и конденсатор C начинает перезаряжаться через выход элемента $DD1$ и резистор R . До тех пор, пока напряжение на входе элемента $DD2$ не достигнет порогового уровня, напряжение на выходе формирователя равняется $E_{\text{вых}}^0$. Экспонента, по которой происходит изменение напряжения $u_{\text{вх}2}$, стремится к нулевому потенциалу (поскольку входными токами $DD2$ на начальном участке экспоненты можно пренебречь). Следовательно, длительность формируемого сигнала (если пренебречь выходным сопротивлением элемента $DD1$) можно вычислить по формуле

$$T_{\text{и.вых}} = RC \ln [(U_{\text{вх} \min} + E^1 - E^0) / U_{\text{пор}}].$$

Длительность процесса восстановления заряда на емкости можно оценивать как

$$T_{\text{восст}} = (3 \div 4) RC. \quad (6.23)$$

Для ускорения этого процесса рекомендуется использовать диод VD (см. штриховые линии на рис. 6.24, а). Тогда время восстановления приближенно определяется как

$$T_{\text{восст}} \approx 2RC.$$

Формирователи прямоугольных импульсов на интегральных элементах И—НЕ и элементе задержки. Операцию дифференцирования можно осуществить путем подачи на входы компаратора задержанного и незадержанного сигналов (рис. 6.26). Длительность выходного сигнала определяется длительностью задержки

$$T_{\text{и.вых}} = \Delta t.$$

Принято говорить, что в таких устройствах применяется **эффект гонок** (соревнований), поскольку компаратор, высту-

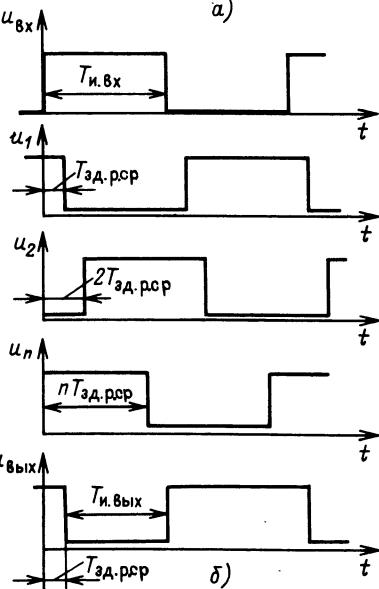
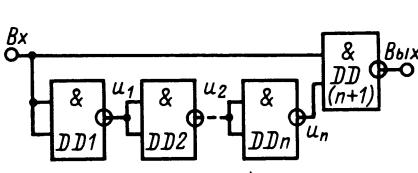


Рис. 6.27. Формирователь импульсов из положительного перепада с использованием ЛЭ И-НЕ и элементов задержки:
а—схема; б—временные диаграммы

пающий здесь в роли «судьи», сравнивает моменты прихода задержанного и незадержанного сигналов. Если поменять местами входы компаратора, то сигналы на выходе будут формироваться из отрицательного перепада входного напряжения.

Практически хорошие результаты получают при замене компаратора ТТЛ-элементом и добавлении в цепь задержки еще одного ТТЛ-элемента, выполняющего роль невзаимного элемента для развязки двух каналов (задержанного и незадержанного) и инвертора (рис. 6.27). В качестве элемента задержки могут выступать логические элементы, интегрирующие цепи и транзисторные ключи.

При желании иметь формирователь из отрицательного перепада напряжения, в качестве выходного ЛЭ следует использовать элемент Пирса ИЛИ—НЕ. Рассмотрим подробнее различные варианты таких формирователей.

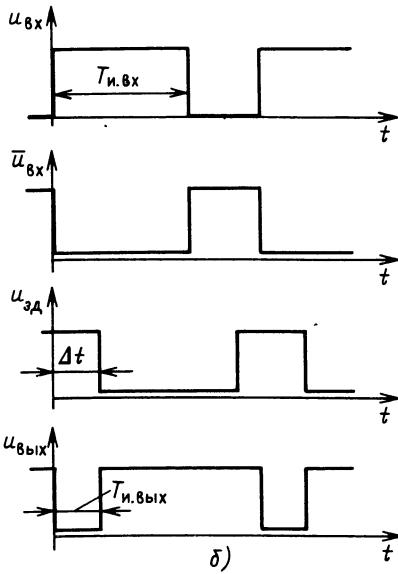
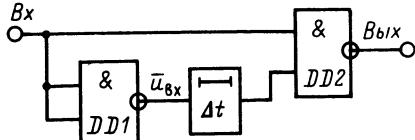


Рис. 6.28. Формирователь импульсов на собственных задержках элементов Шеффера:
а—схема; б—временные диаграммы

Формирователи прямоугольных импульсов, основанные на собственных задержках цепочки последовательно включенных ЛЭ И—НЕ (рис. 6.28). Учитывая то обстоятельство, что нижний канал с задержкой должен иметь результирующую статическую передаточную характеристику инвертора (ср. рис. 6.27, а), а также то, что два последовательно включенных инвертора имеют передаточную характеристику повторителя, можно сделать вывод, что число n последовательно включенных логических элементов И—НЕ должно быть нечетным и выбираться так, чтобы выполнялось условие

$$T_{и, вых} \approx n T_{зд, р, сп},$$

где $T_{зд, р, сп}$ — средняя задержка распространения сигнала на один элемент Шеффера.

Формирователи прямоугольных импульсов с использованием эффекта гонок на логических элементах с дополнительной интегрирующей емкостью. Если необходимо формировать импульсы большей длительности, такой, что

$$T_{и, вых} \gg T_{зд, р, сп}, \quad (6.24)$$

нет смысла применять схему, показанную на рис. 6.28, а, из-за большого требуемого числа n логических элементов. Увеличить задержку в нижнем канале можно путем подключения к выходу первого элемента конденсатора C (рис. 6.29, а). Рассмотрим более подробно работу этого устройства, пренебрегая инерционностью ЛЭ ввиду выполнения условия (6.24).

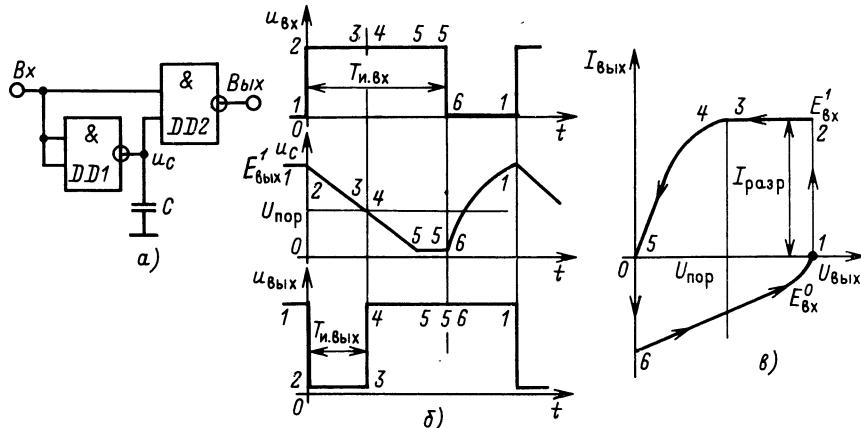


Рис. 6.29. Формирователь импульсов из положительного перепада входного напряжения, основанный на эффекте гонок с дополнительным интегрирующим конденсатором в канале задержки:

а — схема; б — временные диаграммы; в — траектория рабочей точки в плоскости выходных статических характеристик микросхемы $DD1$

До прихода положительного перепада напряжения входного сигнала система находится в позиции 1: логический 0 на входе и логическая 1 на выходе обоих ЛЭ. С появлением фронта входного сигнала система переходит в позицию 2. На выходе начинает формироваться импульс (отрицательный перепад), конденсатор C разряжается через выходную цепь элемента $DD1$ (ответвлением разрядного тока через входную цепь элемента $DD2$ пренебрегаем). Глядя на траекторию рабочей точки (рис. 6.29, δ), замечаем, что участок траектории между позициями 2 и 3 является почти горизонтальным, это свидетельствует о постоянстве разрядного тока, а следовательно и о линейном законе изменения напряжения на конденсаторе C (рис. 6.29, δ). С учетом того что процесс формирования выходного импульса завершается в тот момент, когда напряжение на конденсаторе достигает порогового уровня передаточной характеристики элемента $DD2$, можно записать формулу для расчета длительности импульса:

$$T_{\text{и. вых}} = C \Delta U_C / I_{\text{разр}} = C(E_{\text{вых}}^1 - U_{\text{пор}}) / I_{\text{разр.}}$$

Отсюда может быть определена необходимая емкость конденсатора C при заданной длительности $T_{\text{и. вых}}$ и известных для данного ЛЭ параметрах $E_{\text{вых}}^1$, $U_{\text{пор}}$ и $I_{\text{разр.}}$.

Для обеспечения условия восстановления заряда конденсатора во время паузы между импульсами необходимо потребовать, чтобы

$$T_{\text{п}} - T_{\text{и. вх}} > (3 - 4) CR_{\text{вых. экв}},$$

где $R_{\text{вых. экв}}$ определяется по наклону выходной статической характеристики ЛЭ.

Аналогичную схему можно построить для формирования импульса из отрицательного перепада входного напряжения (рис. 6.30). Отличие заключается, как уже отмечалось, в замене элемента Шеффера на элемент Пирса в $DD2$. В этом случае, как видно из временных диаграмм и траектории рабочей точки, формирование импульса происходит на стадии экспоненциального изменения напряжения на конденсаторе C . Следовательно, длительность выходного импульса может быть рассчитана по формуле

$$T_{\text{и. вых}} = CR_{\text{вых. экв}} \ln [(E_{\text{вых}}^1 - E_{\text{вых}}^0) / (E_{\text{вых}}^1 - U_{\text{пор}})].$$

Восстановление заряда конденсатора происходит по почти линейному закону, в связи с чем время восстановления можно определить по формуле

$$T_{\text{восст}} = C(E_{\text{вых}}^1 - E_{\text{вых}}^0) / I_{\text{разр.}}$$

Конкретные примеры показывают, что даже при сравнительно коротких (примерно 1 мкс) импульсах требуется

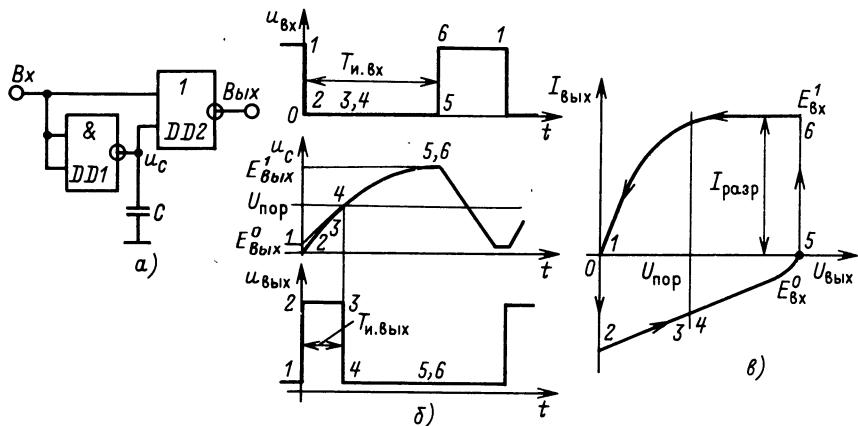


Рис. 6.30. Формирователь импульсов из отрицательного перепада входного напряжения, основанный на эффекте гонок с дополнительным интегрирующим конденсатором в канале задержки:

a — схема; *б* — временные диаграммы; *в* — траектория рабочей точки в плоскости выходных статических характеристик микросхемы $DD1$

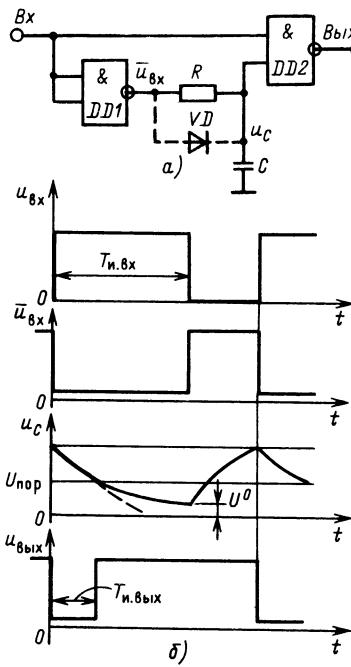


Рис. 6.31. Формирователь импульсов из положительного перепада напряжения, использующий дополнительную интегрирующую RC -цепь:
а — схема; *б* — временные диаграммы

значительная емкость конденсаторов C , поэтому часто приходится применять схемы, дополненные резистором.

Формирователи импульсов из перепадов напряжений, основанные на эффекте гонок и с применением ЛЭ и интегрирующей RC-цепи. Большие емкости конденсаторов в схемах, рассмотренных выше, требовались вследствие того, что перезаряд этих конденсаторов производился большими выходными токами ЛЭ. Для ограничения этих токов, между выходом ЛЭ $DD1$ и конденсатором C включается резистор R (рис. 6.31).

Когда на входе устройства действует высокое напряжение, конденсатор C разряжается по экспоненциальному закону, входной ток элемента $DD2$ практически отсутствует и напряжение на конденсаторе стремится к напряжению $E_{\text{вых}}^0$. В связи с этим длительность формируемого импульса рассчитывается по формуле

$$T_{\text{и. вых}} = R C \ln [(E_{\text{вых}}^1 - E_{\text{вых}}^0) / (U_{\text{пор}} - E_{\text{вых}}^0)].$$

Выходным сопротивлением ЛЭ $DD1$ здесь пренебрегаем.

При приближении напряжения на конденсаторе к пороговому уровню $DD2$ начинает открываться по входу. В пределе оказываются справедливыми эквивалентная схема и графические построения, приведенные на рис. 6.25. Для срабатывания устройства необходимо потребовать выполнения условия (6.20), пренебрегая остаточным напряжением $E_{\text{вых}}^0$ элемента $DD1$. Если этим напряжением не пренебрегать, условие (6.22), вытекающее из (6.20), необходимо заменить на следующее:

$$R \leq R_B (U_{\text{пор}} - E_{\text{вых}}^0) / (E_{\text{и.п}} - U_{\text{пор}} - U_{\text{ЭБ нас}}).$$

Восстановление заряда на конденсаторе C происходит также по экспоненциальному закону с постоянной времени RC , поэтому длительность процесса восстановления можно определить по формуле (6.23). При необходимости более ускоренного восстановления можно использовать дополнительный диод, включенный параллельно резистору R (на рис. 6.31, *a* обозначен штриховыми линиями).

6.5. ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА. УСИЛИТЕЛИ ЗАПИСИ И ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

Запоминающие устройства. Одним из основных узлов любой вычислительной машины является запоминающее устройство (ЗУ). Оно служит для хранения исходных данных задачи, программы ее решения, стандартных программ, различных констант, а также для хранения промежуточных и окончательных результатов решения задачи. В процессе вычисления (выполнения программы) машина постоянно обращается к своей памяти за хранящимися в ней командами и числами, а также засыпает в нее для хранения промежуточные результаты

вычисления. Таким образом, автоматический вычислительный процесс может быть реализован только при наличии ЗУ.

Основными параметрами ЗУ являются: емкость, быстродействие, надежность и компактность.

Информационная емкость определяется количеством запоминающих элементов (ЗЭ) накопителя и характеризует максимальное число бит хранимой информации. Более крупными единицами емкости являются байт (8 бит), килобит ($2^{10} = 1024$ бит), килобайт (8 Кбит), мегабит (2^{20} бит), мегабайт (8 Мбит).

Быстродействие ЗУ оценивается временем полного цикла обращения (записи или считывания, воспроизведения) — минимально допустимым временем между двумя последовательными обращениями к ЗУ, или временем от момента подачи сигнала, управляющего работой ЗУ, до момента завершения приема или выдачи информации.

Надежность — способность работать безотказно в заданных условиях в течение определенного промежутка времени, т. е. обеспечение достоверности хранения и выдачи информации.

Компактность — объем пространства, занимаемый данным ЗУ.

По назначению ЗУ разделяются на два вида — внутренние и внешние. *Внутренние* ЗУ непосредственно связаны с арифметико-логическим устройством (АЛУ) и устройством управления ЭВМ. Они должны обладать большим быстродействием, так как всегда принимают участие в выполнении решения любой задачи или операции, и поэтому скорость вычислительной машины в основном определяется скоростью их работы. Внутренние ЗУ называют также оперативными ЗУ (ОЗУ).

Внешние ЗУ обеспечивают хранение большого (по сравнению с внутренними) количества информации, хотя непосредственного участия в решении задачи не принимают. Они используются как вспомогательные накопители информации и связаны с другими устройствами ЭВМ через ОЗУ.

В зависимости от способа запоминания информации ЗУ разделяют на статические и динамические. *Статические* ЗУ запоминают информацию в виде неизменных состояний запоминающих элементов (ЗЭ) на протяжении всего времени хранения данной информации. Например, ЗУ на триггерах, магнитной ленте, ферритовых сердечниках.

Динамические ЗУ запоминают информацию в виде постоянно циркулирующих сигналов. Например, линия задержки с формирующими элементами.

По способу доступа к какой-либо ячейке памяти различают ЗУ с произвольным, последовательным и циклическим доступами. В ЗУ с произвольным доступом информация может быть получена непосредственно из любой ячейки памяти. Например, в полупроводниковых или ферритовых матрицах.

В ЗУ с последовательным доступом информация последовательно поступает на ЗЭ (или считывается с них). Например, в ЗУ на магнитных лентах.

В ЗУ с циклическим доступом информация периодически поступает на ЗЭ (или считывается с них). Например, в ЗУ на магнитном барабане.

В последних двух случаях сначала необходимо найти заданную ячейку памяти, и только потом информация поступает на входные или управляющие устройства. Поэтому они обладают сравнительно невысоким быстродействием и применяются во внешних ЗУ. В качестве внутренних ЗУ применяются в основном устройства с произвольным доступом, так как они обладают более высоким быстродействием.

В зависимости от влияния на ЗУ отключения питания (энергозависимость) различают ЗУ с сохранением информации (постоянные ЗУ—ПЗУ), например на магнитном носителе, и с разрушением информации (энергозависимые, обычно—ОЗУ), например триггерные.

По конструктивным и физическим признакам ЗУ можно разделить на следующие группы:

триггерные регистры—в настоящее время применяются в основном для промежуточного хранения информации, например в арифметико-логическом устройстве;

перфокарты и перфоленты—применяются в качестве носителей информации во внешних ЗУ и в устройствах ввода и вывода;

магнитные ленты, барабаны, диски, карты—применяются во внешних ЗУ, а также во внутренних ЗУ ЭВМ с небольшой скоростью работы;

тороидальные ферритовые сердечники с прямоугольным гистерезисом—применяются во внутренних ЗУ;

ультразвуковые линии задержки—применяются также во внутренних ЗУ.

Запоминающие устройства состоят из запоминающего массива (накопителя) и электронного обрамления. Накопитель содержит запоминающие элементы, каждый из которых может принимать состояния логической 1 или логического 0, т. е. хранить один бит (двоичный разряд) информации. К числу таких элементов относятся ферромагнитные сердечники и пленки с прямоугольным гистерезисом (магнитные ЗУ) и триггеры (полупроводниковые ЗУ).

Все n -разрядное слово записывается в n ЗЭ, составляющих ячейку памяти. Ей соответствует определенный адрес, характеризующий положение этой ячейки в накопителе. Запись и считывание (воспроизведение) слова (обращение к ЗУ) производятся по адресу, которым выбирается определенная ячейка.

Электронное обрамление содержит, в частности, дешифраторы адреса и усилители записи и считывания

(воспроизведения). Код адреса, поступающий на входы дешифратора, возбуждает один из его выходов; этим разрешается запись слова в определенные ЗЭ или считывание из них.

Существует несколько способов объединения ЗЭ в накопителе (несколько видов организации ЗУ): с однокоординатной (словарной) выборкой (двумерное ЗУ) и с двухкоординатной выборкой (трехмерное ЗУ, с матричной организацией).

Запоминающие устройства с однокоординатной выборкой (рис. 6.32). В состав ЗУ входит запоминающий массив (ЗМ), усилители записи (УЗ), дешифратор адреса и усилители считывания (УС).

Запоминающий массив представляет собой матрицу, в каждой строке которой располагаются ЗЭ, хранящие разряды одного слова. В каждом столбце матрицы находятся ЗЭ, хранящие одноименные разряды (второй индекс) всех слов. В ЗМ, изображенном на рис. 6.32, могут быть зафиксированы четыре 4-разрядных слова, т. е. его емкость равна 16 бит.

Дешифратор адреса преобразует адрес слова (номер строки ЗМ), выраженный натуральным двоичным кодом, в код «единица из m » — код, в котором во всех разрядах, кроме одного, нули и только в одном — единица. Наличие единицы в данном разряде определяет выделенную строку ЗМ. Логика дешифратора иллюстрируется табл. 6.1.

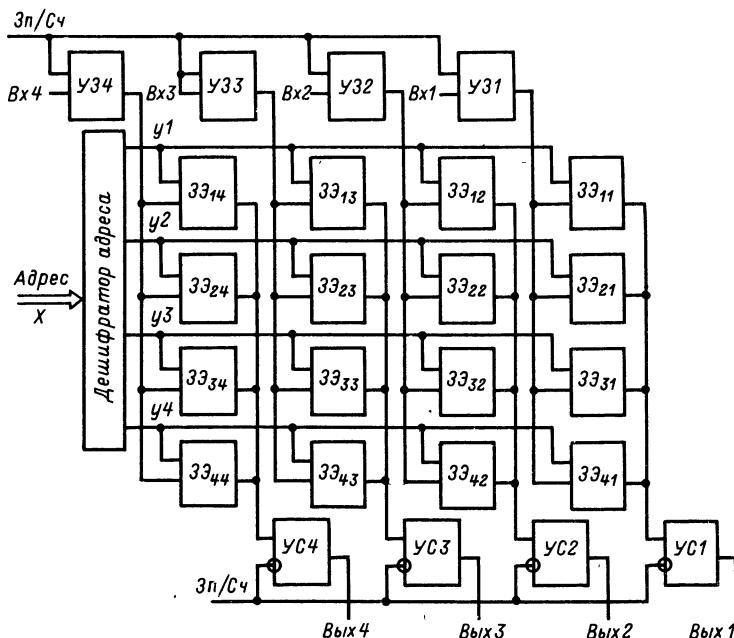


Рис. 6.32. Структурная схема ЗУ с однокоординатной выборкой

Таблица 6.1. Таблица истинности дешифратора адреса строк

Натуральный двоичный код		Код «единица из четырех»			
x_2	x_1	y_4	y_3	y_2	y_1
0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0
1	1	1	0	0	0

Усилители записи обслуживают каждый свой разряд. У каждого усилителя два входа: информационный и разрешающий (записи-считывания). То же самое можно сказать и об УС.

Рассмотрим следующий пример. Пусть слово 1010 необходимо записать по адресу 10. Подадим логическую 1 на шину Зп/Сч, на входы Bx_4 и Bx_2 усилителей записи и на старший разряд входа дешифратора адреса. При этом логическая 1 появится на выходах Y_{34} и Y_{32} и на шине адреса y_3 . В результате совпадения единиц на входах элементов $3\mathcal{E}_{34}$ и $3\mathcal{E}_{32}$ в эти элементы запишется 1. Все усилители считывания блокируются сигналом Зп/Сч, поскольку этот сигнал подается на инвертирующие входы.

Чтобы произвести считывание записанного слова, необходимо на вход дешифратора адреса подать тот же адрес, а сигнал Зп/Сч сделать равным нулю. При этом усилители записи будут заблокированы, а усилители считывания приведены в возбужденное состояние, благодаря чему слово, записанное в запоминающей ячейке строки, будет передано на выход ЗУ.

В серии К170 интегральных микросхем имеются усилители записи и считывания, предназначенные для работы с полупроводниковыми ЗЭ (рис. 6.33). Каждая из представленных ИС содержит по два канала. С учетом того что полупроводниковые ЗЭ, как правило, представляют собой RS-триггеры (или конъюнктивно-бистабильные ячейки), для установления их в определенное состояние требуются два взаимно дополняющих сигнала. Поэтому в усилителях записи предусмотрены прямые (выводы 9, 12) и инверсные (выводы 8, 13) выходы. Считывание может производиться с помощью как одной шины, так и двух шин. Поэтому в усилителях считывания предусмотрены дифференциальные усилители на входах УС. Стробирующие входы предназначены для подачи на них сигналов разрешения записи, считывания, выбора соответствующих разрядов и выбора кристалла.

На рис. 6.34 представлены ЗЭ на биполярных [19] и МДП-транзисторах [20]. Используются триггеры с непосредственными связями. В ЗЭ на биполярных транзисторах будем считать, что записан логический 0, если открыт $VT1$ и заперт $VT2$. От шины источника питания $E_{и.п}$ к общей шине (земляной)

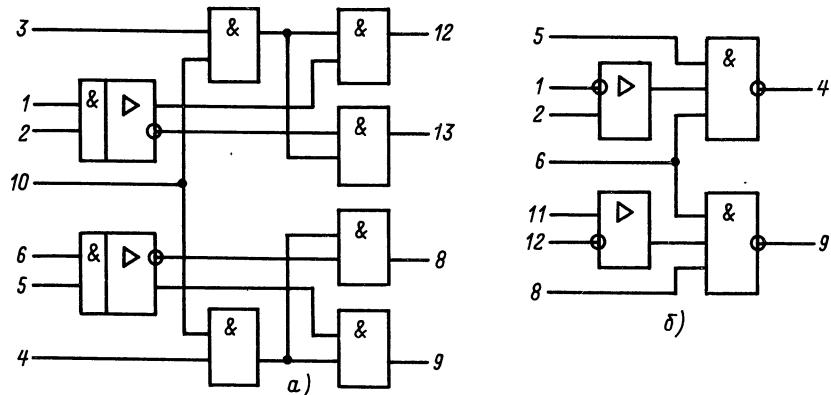


Рис. 6.33. Двухканальные усилители записи и считывания для полупроводниковых ЗУ:

a—усилитель записи К170АП1 (выводы: 1—вход 1; 2—вход 2; 3—строб-вход 1; 4—строб-вход 2; 5—вход 3; 6—вход 4; 10—общий строб-вход; 9, 12—прямые выходы; 8, 13—инверсные выходы); б—усилитель воспроизведения К170УП1 (выводы: 1—инверсный вход 1; 2—прямой вход 2; 4—выход 1; 5—строб-вход 1; 6—общий строб-вход; 8—строб-вход 2; 9—выход 2; 11—прямой вход 4; 12—инверсный вход 3)

через насыщенный транзистор триггера ток может протекать по цепи эмиттеров. Верхние (по схеме) эмиттеры подключены к разрядным шинам, нижние соединены между собой и выведены на адресную шину. При возбуждении адресной шины данной ячейки памяти ее потенциал возрастает, эмиттерные переходы смещаются в обратном направлении и цепи тока через нижние эмиттеры обрываются.

В режиме записи происходит выборка ЗЭ ячейки с помощью адресной шины. При появлении на входе УЗ данного разряда двоичной переменной и сигнала разрешения записи одна разрядная

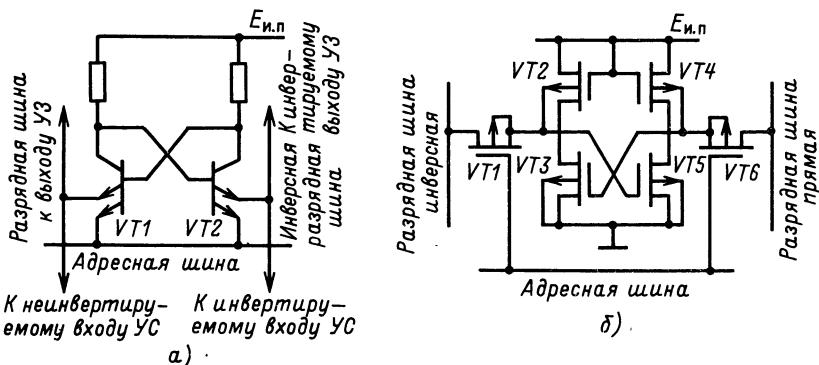


Рис. 6.34. Запоминающие элементы интегральных микросхем:
а—на биполярных транзисторах; б—на МДП-транзисторах

шина (например, прямая) получает высокий потенциал, а другая (инверсная), благодаря инвертору в УЗ,—низкий. Если перед этим триггер находился в состоянии логического 0 ($VT1$ открыт), то он переключается в состояние логической 1 (открыт $VT2$).

В режиме хранения информации адресная шина имеет низкий потенциал, а разрядные—более высокий. Поэтому ток открытого транзистора протекает через нижний эмиттер на адресную шину и по ней—на землю.

В режиме считывания вновь происходит выборка ЗЭ ячейки—адресная шина получает высокий потенциал и ток открытого транзистора протекает по разрядной шине на один из входов усилителя считывания. На его выходе появляется логическая 1, если открыт $VT2$, и логический 0, если открыт $VT1$.

Из этого рассмотрения следует, что *метод словарной организации* выборки применим только при небольшом числе запоминающих ячеек, поскольку именно это число определяет необходимую нагрузочную способность усилителей записи и коэффициент объединения по входу усилителей считывания. Так, при использовании этого метода для памяти емкостью 1 Кбайт необходимо иметь нагрузочную способность УЗ, равную 1024, что трудновыполнимо.

Аналогичный ЗЭ для ЗУ с двухкоординатной выборкой представляет собой триггер на трехэмиттерных транзисторах. Третий эмиттеры каждого транзистора соединены между собой и выведены на вторую адресную шину.

Запоминающий элемент на МДП-транзисторах (рис. 6.34, б) состоит из двух ключевых элементов на транзисторах $VT3$, $VT5$ ($VT2$, $VT4$ —являются активными нагрузками) и управляющих звеньев на транзисторах $VT1$ и $VT6$. В режиме хранения информации низкий потенциал адресной шины удерживает транзисторы $VT1$, $VT6$ в закрытом состоянии. В режимах записи и считывания на адресной шине устанавливается высокий потенциал.

В режиме записи на выходах усилителей записи, подключенных к разрядным линиям прямой и инверсной, появляются парафазные сигналы. При появлении высокого потенциала на выбранной адресной шине открываются транзисторы $VT1$ и $VT6$ и запоминающий элемент устанавливается в требуемое состояние.

После снятия высокого потенциала с шины адреса, ЗЭ хранит информацию сколь угодно долго при наличии напряжения питания.

В режиме чтения на выходах усилителей записи устанавливается третье состояние, при котором резко увеличивается выходное сопротивление этих усилителей и тем самым устраняется влияние УЗ на состояние потенциалов разрядных шин. При подаче высокого потенциала на адресную шину по прямой разрядной шине передается информация на выход через усилитель считывания.

Управление чтением-записью осуществляется сигналом Чт/Зп. Сигнал выбора кристалла (ВК) устанавливает в третье состояние и входные, и выходные усилители (УЗ и УС). Это позволяет непосредственно соединять выходы микросхемы при наращивании емкости памяти.

Системы магнитной записи-воспроизведения цифровой информации. Аппаратные средства, используемые для записи информации на магнитный носитель и последующего воспроизведения, образуют канал записи-воспроизведения (КЗВ). Основными элементами КЗВ являются (рис. 6.35): логический блок перекодирования (ЛБП), на который поступают информационные символы (данные) и синхроимпульсы (СИ), усилитель записи (УЗ), магнитная головка записи (МГЗ), магнитный носитель (МН), магнитная головка воспроизведения (МГВ), усилитель воспроизведения (УВ) и блок выделения (десифровки) информации (БВИ) — данных и синхроимпульсов.

Как и канал связи, КЗВ характеризуется полосой пропускания и уровнем помех (шумов). Особенность КЗВ состоит в том, что его полоса зависит от выбранного способа записи и ограничена не только сверху, так как канал не пропускает постоянную составляющую. В состав канала могут входить коммутаторы магнитных головок, обеспечивающие подключение к каналу одной из групп магнитных головок (МГ).

Известны различные способы записи цифровой информации на магнитный носитель [21]. Общим для всех способов является то, что в качестве физической величины, несущей информацию, принимается остаточная намагниченность магнитного слоя носителя. Для кодирования могут быть использованы три состояния магнитного слоя, характеризуемые остаточным полем ($+J_r$, 0, $-J_r$) или индукцией ($+B_r$, 0, $-B_r$). Однако в практике получили распространение и продолжают развиваться лишь способы, использующие для кодирования два уровня: $+B_r$ и $-B_r$. Такие способы называются способами без возврата к нулю (БВН). Они не требуют размагничивания носителя перед записью, что упрощает процесс записи.

Сравнение различных способов обычно производится по критериям достижения максимальной продольной плотности записи и по сложности технической реализации этих способов. В способе без возврата к нулю модифицированном (БВНМ) каждой записываемой логической 1 соответствуют переключе-

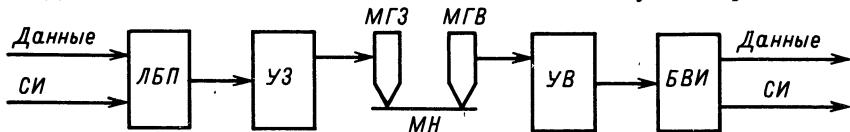


Рис. 6.35. Схема канала записи-воспроизведения

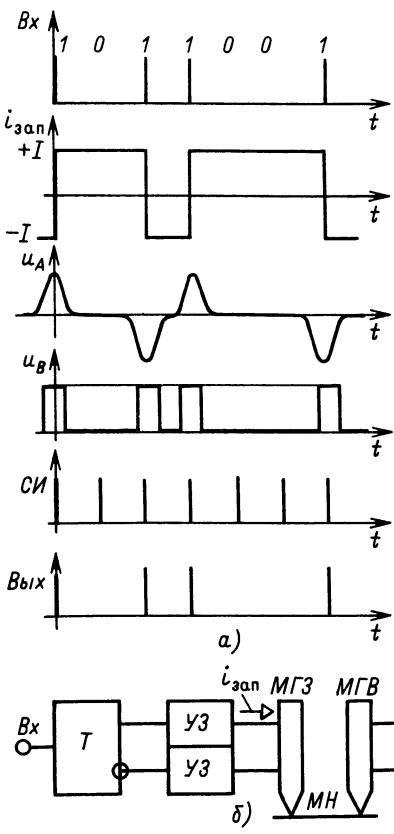


Рис. 6.36. Способ записи без возвращения к нулю модифицированный:
а — временные диаграммы; б — структурная схема

ние тока в обмотке МГ и, следовательно, перепад остаточной намагниченности на МН (рис. 6.36, а).

Логическая организация канала записи БВНМ проста: она совпадает с логикой работы триггера со счетным входом (при подаче на вход очередной единицы триггер опрокидывается в противоположное состояние). За триггером (T) (рис. 6.36, б) включены усилители записи ($УЗ$), усилитель воспроизведения ($УВ$), двусторонний ограничитель (O), дизъюнктор и конъюнктор. На вход конъюнктора подаются синхронные импульсы, при этом на выходе выделяются логические 1.

Способ БВНМ имеет ряд ценных свойств, которые обеспечили его широкое применение в технике цифровой записи. К их числу относятся: возможность новой записи без предварительного стирания старой, так как запись производится до насыщения непрерывно на всех участках носителя; относительно малое влияние случайных удалений носителя от головки, так как плотность записи сравнительно невелика и не превышает информационной

плотности; простота записывающей аппаратуры, так как на головку подаются сигналы непосредственно с триггерных схем.

Основным недостатком способа БВНМ является необходимость внешней синхронизации воспроизведенных символов двоичной информации. Иногда в способе БВНМ применяют отдельную дорожку для записи импульсных сигналов символьной частоты параллельно с полезным сигналом. Такой контрольный синхросигнал испытывает на себе действие непостоянства скорости носителя и частично несет информацию о временных искажениях записанного полезного сигнала. К недостатку такого способа синхронизации следует отнести его чувствительность к перекосам ленты, что снижает допустимую информационную плотность записи. Кроме того, для записи синхросигнала необходим расход части носителя и несколько усложняется аппаратура записи-воспроизведения.

В системах малых ЭВМ (СМ ЭВМ) применяется способ, в котором логические 1, перед тем как попасть на вход счетного триггера, смешиваются с синхроимпульсами (рис. 6.37). Эта мера позволяет (за счет уменьшения плотности записи) на выходе канала получать информационные данные вместе с синхросигналами.

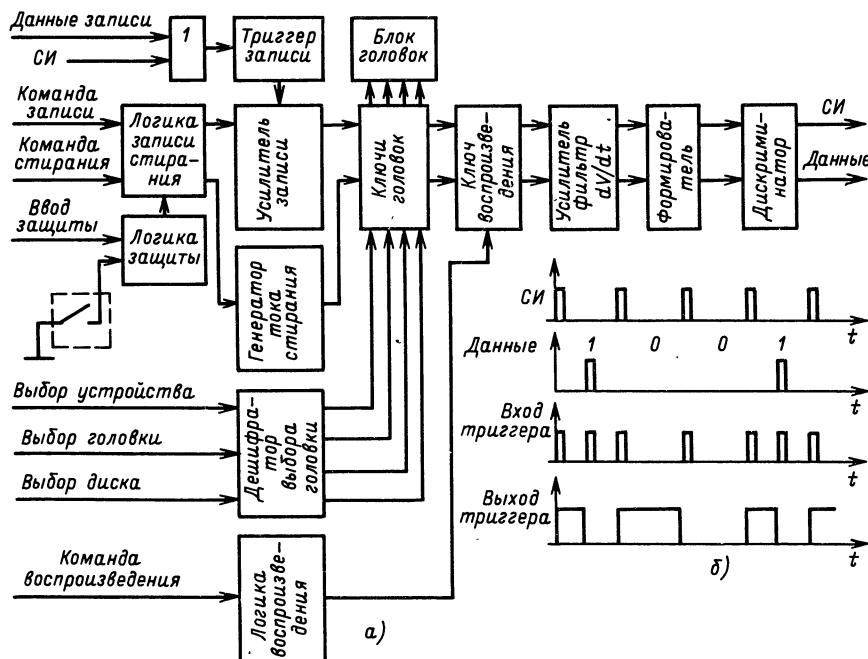


Рис. 6.37. Способ записи-воспроизведения, применяющийся в СМ ЭВМ:
а—структурная схема канала; б—временные диаграммы тракта записи

Контрольные вопросы

1. Приведите классификацию формирователей импульсов по функциональному признаку.
2. Что называется ограничителем?
3. Что называется компаратором?
4. Приведите схему и характеристику последовательного диодного ограничителя.
5. Приведите схему и характеристику параллельного диодного ограничителя.
6. Что называется фиксатором уровня?
7. Приведите схему и объясните работу формирователя импульсов на дифференцирующей RC -цепи и логических элементах И—НЕ.
8. Приведите схему и объясните работу формирователя прямоугольных импульсов на интегральных элементах И—НЕ и элементе задержки.
9. Приведите схему и объясните работу формирователя прямоугольных импульсов, основанного на собственных задержках цепочки последовательно включенных ЛЭ И—НЕ.
10. Приведите схему и объясните работу формирователя прямоугольных импульсов с использованием эффекта гонок на логических элементах с дополнительной интегрирующей емкостью.
11. Приведите схему и объясните работу формирователя прямоугольных импульсов из перепада напряжения с применением ЛЭ и интегрирующей RC -цепи.
12. Дайте сравнительные характеристики внутренних и внешних запоминающих устройств.
13. Какой нагрузочной способностью должны обладать усилители записи запоминающих устройств с однокоординатной выборкой?
14. Укажите достоинства и недостатки способа записи БВНМ.

Глава 7

ТРИГГЕРЫ И РЕЛАКСАЦИОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

7.1. СИММЕТРИЧНЫЕ ТРИГГЕРЫ НА ДИСКРЕТНЫХ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Определение триггера. Триггером называется устройство, обладающее двумя состояниями устойчивого равновесия и способное под воздействием управляющих сигналов скачкообразно переходить из одного состояния в другое.

Устойчивым равновесием называют состояние системы, при котором после небольшого воздействия (собственного шума,

внутренней или внешней помехи) система возвращается в исходное состояние, т. е. токи и напряжения в системе принимают исходные постоянные значения.

Назначение триггеров. Можно выделить две основные области применения триггеров: *формирование импульсов* из напряжения неправмоугольной формы (например, из синусоидального напряжения, из коротких импульсов чередующейся полярности, из прямоугольных импульсов, искаженных помехами, из разности двух напряжений и т. д.) и *логические операции с двоичными символами* (хранение двоичной информации, деление и счет двоичных сигналов и т. д.).

Основные свойства триггеров. К основным свойствам триггеров следует отнести логические функции, реализуемые этими устройствами, наличие или отсутствие входа синхронизации, характер сигнала управления, симметричность структуры, быстродействие, конструктивно-технологические признаки.

Триггеры относятся по своим *функциональным свойствам к последовательностным цифровым автоматам*, т. е. устройствам, выходной сигнал которых зависит не только от сигналов, действующих в данный момент на управляющих входах, но и от состояния, в котором находилось устройство до появления этих управляющих сигналов. Если смену управляющих сигналов разделять по временным интервалам — тактам, то в самом общем виде функцию триггера можно выразить следующим образом:

$$y^n = y(x_m^n, x_{m-1}^n, \dots, x_2^n, x_1^n, y^{n-1}),$$

где x_m^n, \dots, x_1^n — двоичные сигналы, действующие на соответствующих входах (по каждому входу триггер можно рассматривать как пороговое устройство); y^n — состояние триггера в n -м такте; y^{n-1} — состояние триггера в $(n-1)$ -м такте.

По *функциональному признаку* наиболее распространенными являются триггеры: с установочными входами (*RS*-триггеры), задержки (*D*-триггеры, триггеры Шмитта), счетные (*T*-триггеры) и универсальные (*JK*-триггеры).

По *наличию или отсутствию входа синхронизации* триггеры делятся на *синхронные* и *асинхронные*.

По *характеру сигнала управления* (способу записи информации) триггеры бывают с потенциальным (статическим) и динамическим (по перепаду) управлением. Последние называются еще *двуступенчатыми*.

Симметричность структуры определяется в *основном* выходным каскадом — простейшей триггерной (*RS* или *JK*) ячейкой памяти с двумя (прямым и инвертированным) выходами.

Быстродействие триггеров оценивается разрешающим временем $T_{\text{тр}}$ и временем задержки (установления) сигнала $T_{\text{зд.тр.}}$.

Разрешающее время характеризуется минимальным периодом поступления информационных или синхронизирующих

импульсов, обеспечивающим соответствующее функционирование триггера. Величина, обратная разрешающему времени, называется *максимальной частотой* триггера.

Время задержки (установления) показывает максимальную длительность интервала времени между подачей нового информационного или синхронизирующего сигнала на вход триггера и появлением реакции на его выходе.

По конструктивно-технологическому признаку триггеры могут быть на дискретных элементах, пленочными, гибридными и интегральными. Последние по схемному признаку делятся на ТТЛ-, ЭСЛ- и МДП-структуры.

Основная схема триггера и принцип ее действия. Устройство (рис. 7.1) состоит из двух ключевых элементов на биполярных транзисторах VT_1 , VT_2 , соединенных между собой таким образом, что вход одного ключа замкнут с выходом другого. Такая схема получила название симметричного триггера с коллекторно-базовыми связями. Эта связь осуществляется с помощью резисторов R_{KB1} , R_{KB2} . Резисторы R_{B1} , R_{B2} служат для подачи запирающего смещения на базы транзисторов от источника $E_{и.п2}$ отрицательной полярности. Резисторы R_{K1} , R_{K2} выполняют роль нагрузочных сопротивлений ключевых элементов.

Триггер имеет два устойчивых состояния равновесия. Одно из них (назовем его условно «нулевым») соответствует режиму, когда транзистор VT_1 заперт, а VT_2 —насыщен. Другое («единичное») состояние соответствует насыщенному транзистору VT_1 и запертыму VT_2 . Определим условия,

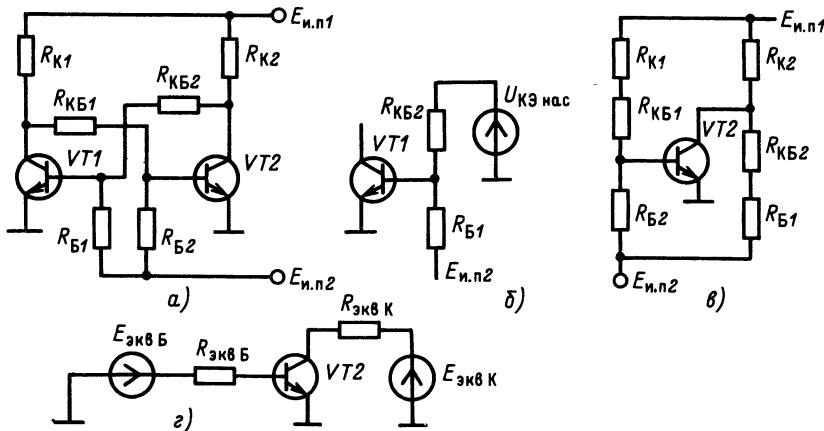


Рис. 7.1. Симметричный триггер на дискретных транзисторах с коллекторно-базовыми связями:

а—схема; *б*—эквивалентная схема, определяющая условие запирания транзистора; *в*—эквивалентная схема, определяющая условие насыщения транзистора; *г*—упрощенная эквивалентная схема для условия насыщения

обеспечивающие эти режимы. Ввиду симметричности схемы (транзисторы $VT1$, $VT2$ предполагаются с одинаковыми параметрами, $R_{K1}=R_{K2}$; $R_{KB1}=R_{KB2}$; $R_{B1}=R_{B2}$) достаточно определить эти условия либо для одного какого-нибудь транзистора, либо для одного любого состояния схемы (нулевого или единичного).

Пусть триггер находится в нулевом состоянии ($VT1$ заперт, $VT2$ насыщен). Пренебрегая неуправляемыми обратными токами базы I_{B0} и коллектора I_{K0} транзисторов, составим эквивалентные схемы (рис. 7.1, б, в). Ввиду симметричности схемы порядковые индексы в дальнейшем опускаем.

Условие запирания (рис. 7.1, б). Задаваясь помехоустойчивостью по отношению к помеховым импульсам положительной полярности $U_{\text{пом}}^+$, можем записать:

$$U_B + U_{\text{пом}}^+ < U_{B0}, \quad (7.1)$$

где U_B — напряжение, создаваемое цепями смещения R_{KB} и R_B ; U_{B0} — напряжение отсечки транзистора.

Пользуясь вторым законом Кирхгофа и законом Ома, найдем напряжение U_B :

$$U_B = (U_{K\text{нас}} - E_{i..n2}) R_B / (R_{KB} + R_B) + E_{i..n2}. \quad (7.2)$$

Объединяя (7.1) и (7.2), находим

$$U_B = (U_{K\text{нас}} - E_{i..n2}) / (1 + R_{KB}) + E_{i..n2} < U_{B0} - U_{\text{пом}}^+. \quad (7.3)$$

Это условие запирания (при заданном $E_{i..n2}$) зависит от соотношения между сопротивлениями R_{KB} и R_B . Следовательно, из (7.3) можно определить требуемое соотношение

$$R_{KB} / R_B > (U_{K\text{нас}} - U_{B0} + U_{\text{пом}}^+) / (U_{B0} - U_{\text{пом}}^+ - E_{i..n2}). \quad (7.4)$$

Условие насыщения. Пользуясь теоремой об эквивалентном генераторе ЭДС, преобразуем схему на рис. 7.1, в к более простой (рис. 7.1, г). На этой схеме новые элементы выражаются через старые следующим образом:

$$E_{\text{эквБ}} = (E_{i..n1} - E_{i..n2}) R_B / (R_K + R_{KB} + R_B) + E_{i..n2}; \quad (7.5)$$

$$R_{\text{эквБ}} = (R_K + R_{KB}) || R_B; \quad (7.6)$$

$$R_{\text{эквК}} = (E_{i..n1} - E_{i..n2})(R_{KB} + R_B) / (R_K + R_{KB} + R_B) + E_{i..n2}; \quad (7.7)$$

$$R_{\text{эквК}} = R_K || (R_{KB} + R_B). \quad (7.8)$$

Условием насыщения, как известно, является

$$I_B > I_{B\text{нас}} = I_{K\text{нас}} / \beta,$$

где с учетом (7.5) — (7.8)

$$I_B = (E_{\text{эквБ}} - U_{B\text{нас}}) / R_{\text{эквБ}};$$

$$I_{B\text{нас}} = (E_{\text{эквК}} - U_{K\text{нас}}) / (R_{\text{эквК}} \beta).$$

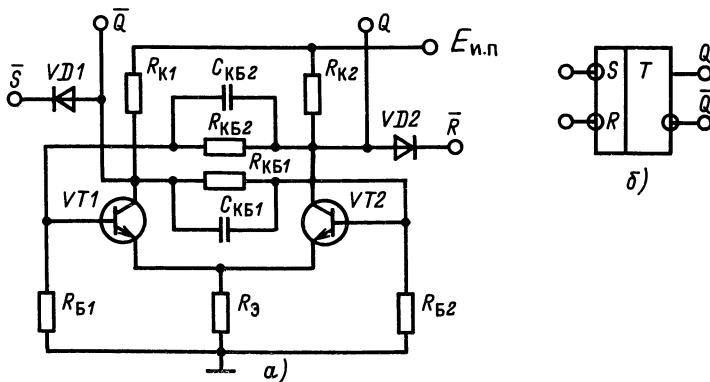


Рис. 7.2. Триггер с установочными входами:
а—схема; б—условное обозначение

Из этих условий можно найти соотношения для R_K и R_{KB} . Абсолютное значение сопротивлений резисторов определяют из условий

$$R_K \ll R_h,$$

где R_h — сопротивление нагрузки, и

$$I_{B\text{нас}} \gg I_{B0\text{ max}},$$

где $I_{B0\text{ max}}$ — неуправляемый обратный ток базы транзистора при максимальной температуре транзистора.

Триггер с установочными входами (RS-триггер). Триггер на рис. 7.2 содержит два входа: S (от англ. set — устанавливать) и R (от англ. reset — восстанавливать) и два выхода: прямой Q и инверсный \bar{Q} .

Функциональные свойства триггера отображаются таблицей функционирования (табл. 7.1).

Таблица 7.1. Таблица функционирования триггера с установочными входами

\bar{R}^n	\bar{S}^n	Q^{n-1}	Q^n	Комментарий
0	0	0	*	Запрещенное состояние по входу
0	0	1	*	То же
0	1	0	0	Подтверждение нуля
0	1	1	0	Восстановление нуля
1	0	0	1	Установление единицы
1	0	1	1	Подтверждение единицы
1	1	0	0	Хранение нуля
1	1	1	1	Хранение единицы

Напомним, что индексы n вверху основных обозначений сигналов указывают на номер тактов. Например, если в текущем

n-м такте на входе триггера действовали сигналы высокого (единичного) уровня ($S^n = R^n = 1$) и триггер находился в состоянии $Q^{n-1} = 0$, то и в следующем *n*-м такте триггер сохранит состояние нуля ($Q^n = 0$).

Если на вход \bar{S} подать низкий потенциал (рис. 7.2, *a*), то он через диод $VD1$ и цепочку $R_{KB1}C_{KB1}$ пройдет на базу насыщенного транзистора $VT2$ и запрет его. Уменьшение напряжения на R_3 (включенного в схему для подачи автоматического смещения вместо $E_{u,n2}$) способствует открыванию транзистора $VT1$. Вместе с тем за счет закрывания $VT2$ на его коллекторе создается положительный перепад напряжения, который через резистор R_{KB2} и ускоряющий конденсатор C_{KB2} будет передан на базу транзистора $VT1$, что и приведет к его насыщению. На коллекторе транзистора $VT1$ образуется низкий потенциал, соответствующий логическому 0 (см. табл. 7.1). Отрицательный перепад напряжения с коллектора транзистора $VT1$ отключит с помощью диода $VD1$ триггер от источника входного сигнала и будет передан через резистор R_{KB1} и ускоряющий конденсатор C_{KB1} на базу $VT2$, поддерживая этот транзистор в состоянии отсечки.

Чтобы осуществить восстановление начального (нулевого) состояния триггера, необходимо на вход \bar{S} подать высокий потенциал, а на вход \bar{R} — низкий. Рассуждая аналогичным предыдущему образом (ввиду симметричности схемы), убедимся в справедливости соответствующей строки табл. 7.1 ($\bar{R}^n = 0$, $\bar{S}^n = 1$, $Q^{n-1} = 1$, $Q^n = 0$).

Состояние $\bar{R}^n = \bar{S}^n = 0$ является запрещенным, поскольку приводит к запиранию обоих транзисторов. И если одновременно после этого сигналы на входах сделать равными $\bar{R}^n = \bar{S}^n = 1$, триггер перейдет в неопределенное (факультативное, непредсказуемое) состояние.

Можно отметить, что управление триггером производят также и через базовые и эмиттерные цепи с помощью отсекающих диодов. Возможны и другие способы ускорения (помимо применения ускоряющих конденсаторов) переходных процессов, приведенные в гл. 5.

Триггер со счетным входом (T-триггер). Триггер (рис. 7.3) содержит один счетный вход. Схема получена из предыдущей путем объединения \bar{R} - и \bar{S} -входов и добавления дифференцирующей цепи (C_{dif} , R_{dif}). Постоянная времени этой цепи выбирается с таким расчетом, чтобы за время действия входного сигнала оба транзистора триггера успели оказаться в режиме отсечки, а ускоряющие конденсаторы C_{KB1} , C_{KB2} не смогли существенно перезарядиться, т. е. в счетном триггере эти конденсаторы помимо прежней (ускоряющей) выполняют функцию элементов памяти предыдущего состояния триггера.

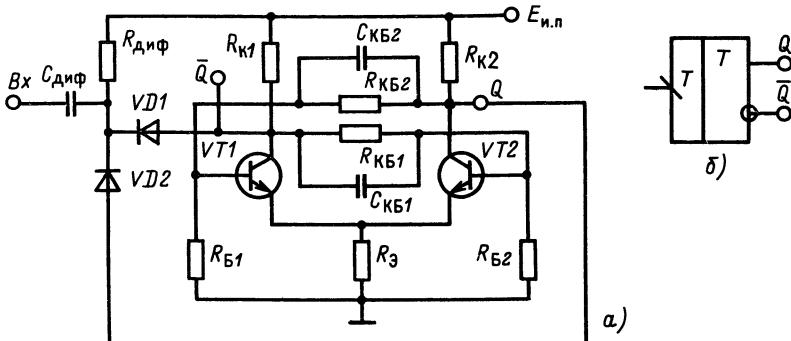


Рис. 7.3. Триггер со счетным входом:

Рис. 7.4. Временные диаграммы в счетном триггере с управлением по отрицательному перепаду

Функциональные свойства T -триггера описываются таблицей функционирования (табл. 7.2). Из этой таблицы следует, что при поступлении на счетный вход сигнала высокого уровня триггер хранит предыдущую информацию, а при поступлении нуля — переходит в противоположное (инвертированное) состояние.

Проследим работу устройства по принципиальной схеме на рис. 7.3, а. Пусть в исходный момент времени триггер находится в нулевом состоянии, т. е. $VT1$ заперт, $VT2$ — насыщен. Диоды $VD1$ и $VD2$ заперты более высоким потенциалом с левой (по схеме) стороны. Конденсатор C_{k1} заряжен до сравнительно высокого напряжения $U_{c1} = U_{k1} - U_{b1}$ (за счет высокого потенциала коллектора U_{k1} запертого транзистора $VT1$). Конденсатор C_{k2} почти разряжен, так как $VT2$ находится в насыщении.

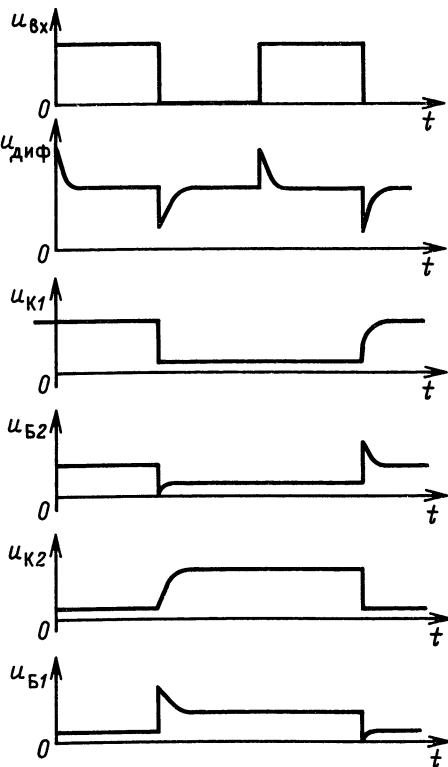


Таблица 7.2. Таблица функционирования счетного триггера

T^n	Q^{n-1}	Q^n	Комментарий
	0	1	Прибавление единицы
	1	0	Суммирование двух единиц по модулю «два»
	0	0	Хранение нуля
	1	1	Хранение единицы

С приходом счетного импульса (отрицательного перепада напряжения) диоды $VD1$ и $VD2$ отпираются, потенциал базы транзистора $VT2$ понижается и транзистор $VT2$ переходит в режим отсечки; транзистор $VT1$ и раньше заперт. За время запирания $VT2$ конденсатор $C_{\text{диф}}$ должен успеть зарядиться, и диоды $VD1$, $VD2$ снова запираются. Оба транзистора находятся в режиме отсечки, но симметрия схемы нарушена различными зарядами на конденсаторах, причем при попадании $VT2$ в режим отсечки потенциал коллектора повышается и к базе транзистора $VT1$ оказывается приложенным большое положительное напряжение. Благодаря этому, $VT1$ начнет открываться более интенсивно, чем $VT2$, на его коллекторе возникнет отрицательный перепад напряжения, который через ячейку $C_{\text{кб}} R_{\text{кб}}$ будет передан на базу транзистора $VT2$ и приведет его в закрытое состояние.

Сказанное иллюстрируется временными диаграммами на рис. 7.4. Видно, что триггер опрокидывается каждый раз в противоположное состояние, как только на его вход приходит отрицательный перепад напряжения. Такой способ управления (по отрицательному перепаду) обозначается наклонной чертой (сверху вниз) на входе схемы (рис. 7.3, б).

7.2. ТРИГГЕР ШМИТТА

Формирование триггером Шмитта сигналов прямоугольной формы из перепадов напряжения. Триггер Шмитта выполняет функцию сравнения входного напряжения с некоторым опорным (обычно нулевым) сигналом и этим подобен компаратору. В отличие от компаратора скорость перепадов выходного напряжения транзистора Шмитта не зависит от скорости изменения входного напряжения, поскольку определяется регенеративным процессом в цепи положительной обратной связи (ПОС), и более явно наблюдается гистерезис (рис. 7.5, а).

При возрастании входного напряжения (рис. 7.5, б) срабатывание триггера происходит при $u_{\text{вх}} = U_{\text{срб}}$. В этот момент

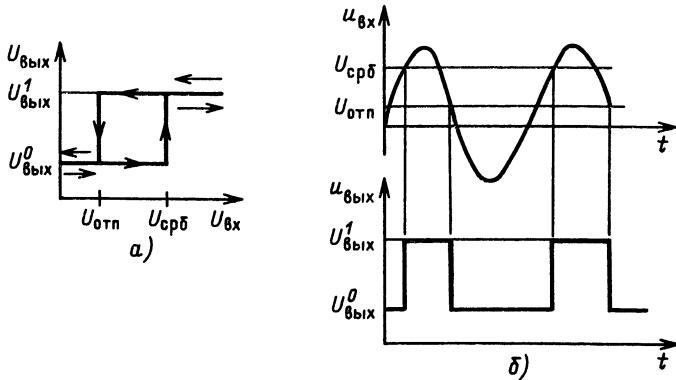


Рис. 7.5. Принцип работы триггера Шмитта:

a—гистерезис на плоскости входного и выходного напряжений; *б*—временные диаграммы

выходное напряжение скачком изменяется с низкого уровня U_{bx}^0 на высокий U_{bx}^1 . Когда входное напряжение после этого будет уменьшаться, обратное опрокидывание (отпускание) триггера произойдет при напряжении $u_{bx} = U_{отп}$, меньшем по сравнению с $U_{срб}$. В результате отпускания установится низкий уровень выходного напряжения U_{bx}^0 .

Триггер Шмитта в интегральном исполнении типа К118ТЛ1 (рис. 7.6) [3]. Схема состоит из дифференциальной пары на транзисторах $VT1$, $VT3$ с генератором постоянного тока в эмиттерной цепи на транзисторе $VT2$, управляемым автоматическим смещением в цепи базы (транзистор $VT4$ в диодном включении). Цепь ПОС, необходимая для регенеративного процесса в триггере, осуществляется при помощи резистора $R2$, соединяющего коллектор транзистора $VT1$ с базой транзистора $VT3$ (обычно параллельно этому

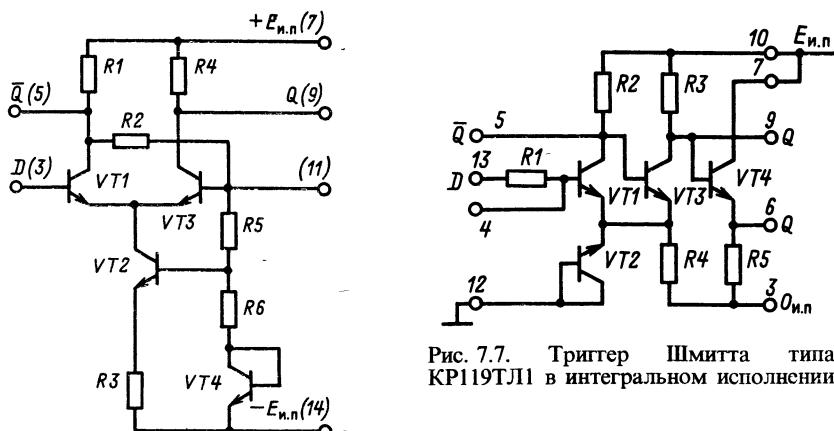


Рис. 7.7. Триггер Шмитта типа КР119ТЛ1 в интегральном исполнении

Рис. 7.6. Триггер Шмитта типа К118ТЛ1 в интегральном исполнении

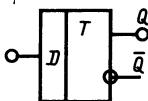


Рис. 7.8. Условное обозначение D-триггера (триггера Шмитта)

резистору к зажимам 5 и 11 подключают внешний ускоряющий конденсатор) и через соединенные накоротко эмиттеры транзистора $VT1$ и $VT3$. Входом триггера (вход D) является база транзистора $VT1$. Основным выходом (Q) служит коллектор транзистора $VT3$. Инверсным выходом (\bar{Q}) — коллектор транзистора $VT1$. Параметры различных модификаций триггера К118ТЛ1 приведены в приложении 10 [3], откуда следует, что основные отличия заключаются в напряжениях источника питания $E_{и.п}$ и уровнях высокого выходного напряжения $U_{вых}^1$ и отпускания $U_{отп}$.

Триггер Шмитта в интегральном исполнении типа КР119ТЛ1. Основная часть схемы (рис. 7.7) [3] состоит из транзисторных каскадов на транзисторах $VT1$, $VT3$ с ПОС и транзистора $VT2$ в диодном включении. Существенной особенностью этого триггера является наличие эмиттерного повторителя (на транзисторе $VT4$) на выходе, позволяющего увеличить нагрузочную способность устройства. Основные параметры схемы приведены в приложении 10. Условное обозначение триггеров Шмитта (асинхронных D -триггеров) приведено на рис. 7.8.

7.3. ЖДУЩИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Определение ждущего мультивибратора (одновибратора). Ждущий мультивибратор представляет собой релаксационное устройство, генерирующее импульсы прямоугольной формы заданной длительности и амплитуды в ответ на короткие запускающие (синхронизирующие) импульсы.

Релаксационным называется устройство, вырабатывающее негармонические электрические колебания (импульсы) в результате быстрого высвобождения энергии, запасенной от источника постоянного тока, например в электрическом конденсаторе (в мультивибраторе) или катушке индуктивности (в блокинг-генераторе).

Ждущий мультивибратор с коллекторно-базовыми связями на биполярных транзисторах. Схема ждущего мультивибратора (рис. 7.9) может быть получена из схемы триггера (см. рис. 7.1) путем замены гальванической связи емкостной (конденсатор C). Рассмотрим работу устройства.

В ждущем режиме (до прихода запускающего импульса) транзистор $VT2$ находится в состоянии насыщения, что обеспечивается выполнением условия

$$R_{B2} < R_{K2} \beta,$$

транзистор $VT1$ заперт, поскольку выполняется условие запирания $VT1$ (7.4). На коллекторе транзистора $VT1$ (если пренебречь

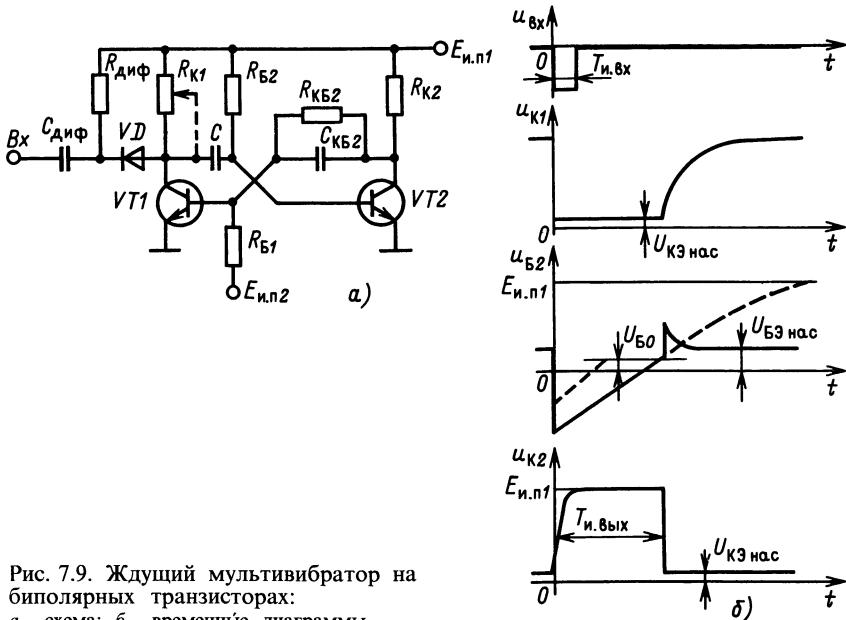


Рис. 7.9. Ждущий мультивибратор на биполярных транзисторах:
а—схема; б—временные диаграммы

падением напряжения $I_{\text{ко}}R_{\text{k}1}$) держится высокий потенциал $E_{\text{i.p}1}$. На базе насыщенного транзистора $VT2$ —потенциал $U_{\text{БЭнас}}=0,8$ В. Следовательно, конденсатор C заряжен до напряжения

$$U_{C0}=E_{\text{i.p}1}-U_{\text{БЭнас}}.$$

Отрицательный перепад напряжения, создаваемый запускающим импульсом, проходит последовательно через дифференцирующий конденсатор $C_{\text{диф}}$, отсекающий диод VD и времязадающий конденсатор C на базу транзистора $VT2$, выводя его из режима насыщения и запирая. Уменьшение коллекторного тока транзистора $VT2$ приводит к увеличению напряжения на его коллекторе. Этот положительный перепад напряжения через ускоряющий конденсатор $C_{\text{кб}2}$ поступает на базу транзистора $VT1$ и отпирает его. Возникающий коллекторный ток транзистора $VT1$ создает падение напряжения на его коллекторе. Этот отрицательный перепад, с одной стороны, передается через конденсатор C на базу конденсатора $VT2$, поддерживая лавинообразный регенеративный процесс, приводящий к полному запиранию $VT2$, с другой стороны, запирает диод VD , отключая цепь запуска от собственно мультивибратора, предотвращая влияние цепи запуска и источника запускающих импульсов на параметры генерируемого импульса.

Длительность входного импульса $T_{\text{вх}}$ должна быть достаточной для того, чтобы регенеративный процесс развился настолько, чтобы оба транзистора оказались в режиме линейного усиления, т. е. примерно

$$T_{\text{вх}} > T_{\text{расc}VT2} + T_{\text{с}VT2} + T_{\text{отp}VT1} + T_{\phi VT1}.$$

После быстрого регенеративного процесса наступает этап сравнительно медленного квазистацического состояния, связанного с разрядом конденсатора C через резистор R_{B2} и коллектор транзистора $VT1$ (рис. 7.9, б). На базе транзистора $VT2$ происходит экспоненциальный процесс нарастания напряжения, стремящегося к уровню $E_{\text{и.п1}}$, но заканчивается этот процесс при достижении напряжением уровня отсечки: $u_B = U_{B0}$.

Этот момент характеризует начало второго регенеративного процесса, в результате которого система переходит в исходное (ждущее) состояние. Длительность формируемого сигнала определяется соотношением

$$T_{\text{и.вых}} = CR_{B2} \ln [(2E_{\text{и.п1}} - U_{\text{КЭнас}} - U_{\text{БЭнас}})/(E_{\text{и.п1}} - U_{B0})].$$

В первом приближении, с учетом того, что

$$E_{\text{и.п1}} \gg U_{\text{КЭнас}} + U_{\text{БЭнас}} \text{ и } E_{\text{и.п1}} \gg U_{B0},$$

можно считать

$$T_{\text{и.вых}} \approx 0,7CR_{B2}. \quad (7.9)$$

За вторым регенеративным процессом следует этап восстановления заряда на хронирующем конденсаторе C , которое происходит по экспоненциальному закону, и его протяженность обычно оценивается как

$$T_{\text{восст}} = (4 \div 5)CR_{K1},$$

поскольку конденсатор заряжается через сопротивление R_{K1} , стоящее в коллекторе транзистора $VT1$, и через базу транзистора $VT2$, сопротивлением которого здесь пренебрегаем.

В схеме на рис. 7.9, а показан один из способов регулировки длительности выходного импульса потенциометром R_{K1} . Перемещением вверх движка потенциометра уменьшают амплитуду отрицательного перепада на базе транзистора $VT2$ (штриховая линия на рис. 7.9, б), следствием чего является уменьшение времени, необходимого для достижения порогового уровня U_{B0} , и, соответственно, длительности сигнала.

Ждущие мультивибраторы на интегральных микросхемах И-НЕ. Ждущий мультивибратор можно синтезировать на основе формирователя импульсов, состоящего из ТТЛ-элементов и дифференцирующей цепи (см. рис. 6.24), путем добавления цепи ПОС с выхода формирователя на вход первого ТТЛ-элемента ($DD1$) (рис. 7.10).

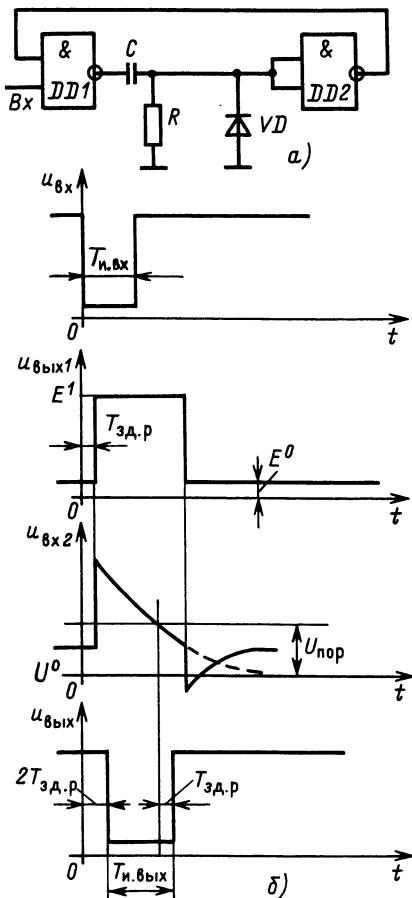


Рис. 7.10. Ждущий мультивибратор на ТТЛ-элементах:
а—схема; б—временные диаграммы

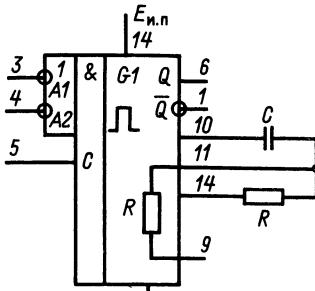


Рис. 7.11. Ждущий мультивибратор К155АГ1

Длительность входного запускающего сигнала должна быть выбрана с таким расчетом, чтобы фронт импульса, прошедший через $DD1$ и $DD2$ и задержанный ими на время, равное $2T_{\text{зд.р.ср}}$, успел до окончания запускающего импульса заблокировать вход схемы (рис. 7.10, б). Различие диаграмм напряжения на рис. 6.24 и 7.10 заключается в том, что напряжение на входе $DD2$ не-значительно опускается ниже порогового уровня. В остальном процессы происходят аналогичным образом, поэтому все соотношения остаются в силе. Только для длительности входного импульса необходимо потребовать выполнения неравенств

$$2T_{\text{зд.р.ср}} < T_{\text{и.вх}} < T_{\text{и.вых}}.$$

Ждущие мультивибраторы в интегральном исполнении серии К155. Микросхемы содержат (помимо собственно ждущих мультивибраторов) входную логику, позволяющую управлять работой устройств [3, 10, 14].

Микросхема К155АГ1 (рис. 7.11)— одноканальный ждущий мультивибратор, формирующий калиброванные импульсы с хорошей стабильностью длительности. Мультивибратор содержит внутреннюю ячейку памяти (D -триггер) с двумя выходами

Q и \bar{Q} . Предусмотрены два входа запуска $A1$, $A2$ (входы управления — выводы 3, 4) инверсные (активные перепады отрицательные) и вход синхронизации C (вывод 5) прямой (активные перепады положительные).

Работа ИС описывается таблицей истинности (табл. 7.3), в которой представлены лишь те сочетания входных сигналов, которые вызывают одиничный импульс на выходе Q (вывод 6) или \bar{Q} (вывод 1).

Таблица 7.3. Таблица истинности ждущего мультивибратора К155АГ1

Режим на входах			Режим на выходе		
До изменения состояния		После изменения состояния		До изменения состояния	После изменения состояния
$A1$	$A2$	C	$A1$	$A2$	C
0	*	0	0	*	1
*	0	0	*	0	1
1	1	1	*	0	1
1	1	1	0	*	1

Как видно из табл. 7.3, возбуждение мультивибратора происходит в двух режимах: в синхронном, когда хотя бы на одном из входов $A1$, $A2$ установлен низкий уровень напряжения (логический 0), а на вход синхронизации поступает положительный перепад напряжения; и в асинхронном, если на входе синхронизации C установлен высокий уровень напряжения (логическая 1), а хотя бы на одном из управляющих входов $A1$, $A2$ обеспечивается отрицательный перепад напряжения. В исходном состоянии (в том числе и в тех случаях, которые не обозначены в табл. 7.3, поскольку не обеспечивают возбуждение мультивибратора) на выходе Q держится низкий уровень напряжения (логический 0), на выходе \bar{Q} — высокий (логическая 1).

Микросхема может работать на внутренних задержках ($T_{\text{и.вых}} = 20 \div 30$ нс). Для этого вывод 9 нужно подключить к выводу 14 (выводы 10 и 11 при этом свободны) или соединить с внешними элементами: конденсатором C (подключается между выводами 10 и 11) и резистором R (подключается между выводами 11 и 14). В последнем случае длительность генерируемого импульса определяется по формуле

$$T_{\text{и.вых}} = 0,7 RC,$$

что соответствует соотношению (7.9).

На кристалле схемы (между выводами 11 и 9) имеется внутренний интегральный резистор $R_{\text{вн}}$ с номинальным со-

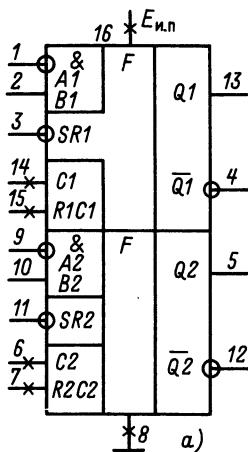
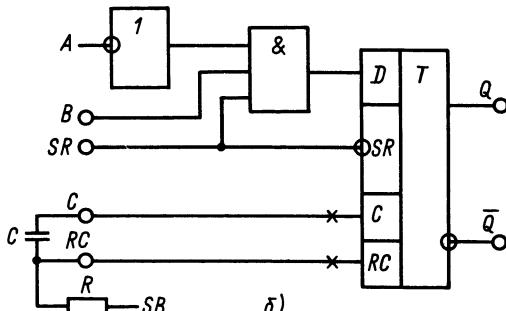


Рис. 7.12. Ждущий мультивибратор К155АГ3:
а—условное обозначение; б—логическая структура



противлением, равным примерно 2 кОм. Поэтому, если требуемый для формирования длительности номинал сопротивления R меньше или равен $R_{\text{вн}}$, можно использовать только внутренний резистор (т. е. подать питание 5 В на вывод 9).

Микросхема K155АГ3 представляет собой сдвоенный ждущий мультивибратор (рис. 7.12) с разовым, повторным запуском или стирания. Каждый из мультивибраторов состоит из ЛЭ НЕ, И и D-триггера с внешними резистором R и конденсатором C .

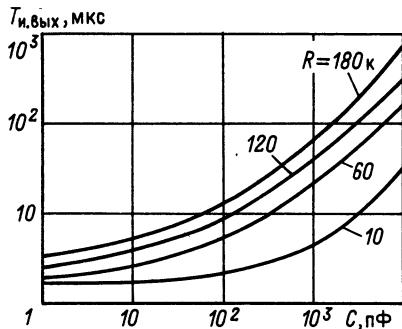
Первый режим с одноразовым запуском обеспечивает длительность генерируемого импульса, определяемую внешними резистором R и конденсатором C . При $C \geq 1 \text{ нФ}$ длительность импульсов рассчитывается по формуле

$$T_{\text{и. вых}} = 0,45 RC.$$

При $C \leq 1 \text{ нФ}$ длительность можно найти по графикам на рис. 7.13 [10].

Запуск осуществляется либо по инвертирующему входу \bar{A} путем подачи отрицательного перепада (при этом на входах B и SR должны быть реализованы высокие уровни) (рис. 7.14, а, табл. 7.4), либо по неинвертирующему входу B путем подачи положительного перепада, обеспечивая на входе \bar{A} низкий, а на входе SR —высокий уровни (рис. 7.14, б, табл. 7.4).

Второй режим—с повторным запуском (с перезапуском), осуществляется так же, как и предыдущий, только с учетом

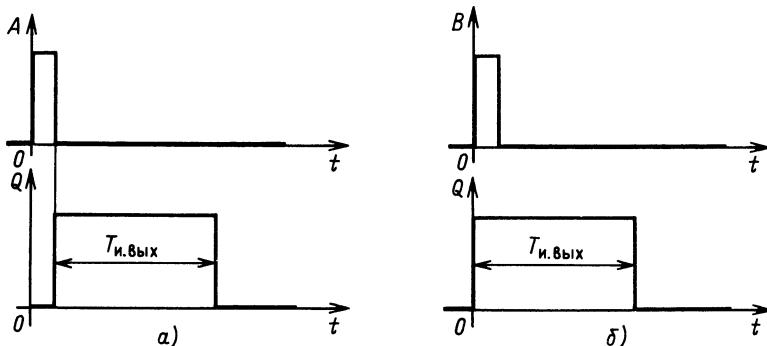


←

Рис. 7.13. Графики зависимости длительности выходного импульса ждущего мультивибратора К155АГ3 от емкости внешнего конденсатора C и сопротивления резистора R как параметра

Рис. 7.14. Временные диаграммы напряжений в ждущем мультивибраторе К155АГ3 в режиме однократного запуска:

a — при условии $B = SR = 1$; *b* — при условии $A = 0$, $SR = 1$



того, что второй запускающий импульс должен подаваться не позже чем окончится выходной импульс от первого запуска (рис. 7.15). Повторный запуск обеспечивает удлинение генерируемого сигнала.

Таблица 7.4. Таблица истинности ждущего мультивибратора К155АГ3

Режим на входах						Режим на выходе Q	
До изменения состояния			После изменения состояния			До изменения состояния	После изменения состояния
\bar{A}	B	SR	\bar{A}	B	SR	Q	Q
1	1	1	0	1	1	0	1
0	0	1	0	1	1	0	0
0	1	1	0	1	0	1	0

Третий режим — со стиранием, позволяет сократить генерируемый импульс по времени путем подачи на вход Сброс (SR) отрицательного перепада напряжения (табл. 7.4, рис. 7.16). Этот режим, по существу, превращает ждущий мультивибратор в триггер с раздельными входами. Длительность выходного

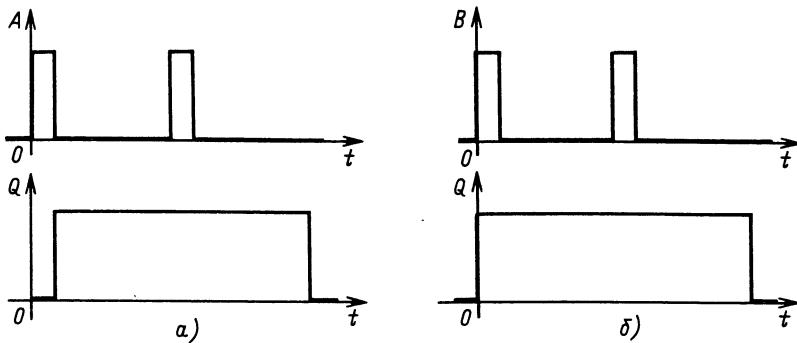


Рис. 7.15. Временные диаграммы напряжений в ждущем мультивибраторе К155АГ3 в режиме повторного запуска:
а—при условии $B=SR=1$; б—при условии $A=0$, $SR=1$

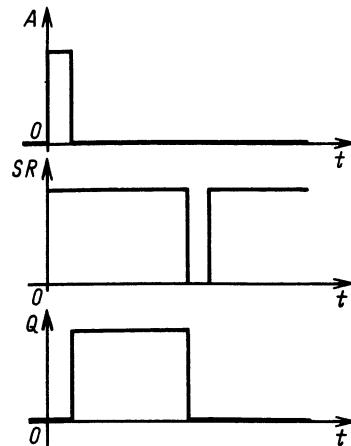


Рис. 7.16. Временные диаграммы напряжений в ждущем мультивибраторе в режиме со стиранием

импульса можно уменьшить до значения, определяемого быстродействием устройства (40—60 нс).

Сюда следует добавить, что если оба ждущих мультивибратора в микросхеме К155АГ3 включить по кольцевой схеме, то можно построить самовозбуждающийся мультивибратор [14].

Способы изменения параметров выходных сигналов. Длительность генерируемых импульсов можно изменять, переключая или перестраивая конденсаторы C и изменяя сопротивления резисторов R —это первый способ. Второй способ был показан на рис. 7.9, где для изменения длительности импульса ждущего мультивибратора предусматривался потенциометр R_{k1} , с помощью которого можно управлять амплитудой экспоненты. Третьим способом является изменение потенциала, к которому подключен времязадающий резистор R , поскольку этот потенциал определяет конечный уровень, к которому стремится экспонента процесса перезаряда конденсатора.

7.4. АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ (САМОВОЗБУЖДАЮЩИЕСЯ) МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Понятие о мультивибраторе. Самовозбуждающийся мультивибратор представляет собой релаксационное устройство, генерирующее импульсы прямоугольной формы заданной длительности, периода повторения и амплитуды и не требующее внешних запускающих импульсов.

Мультивибраторы могут быть получены на основе триггера путем замены гальванических связей емкостными. Мультивибраторы бывают *симметричными* (по схеме и параметрам) и *асимметричными*, с *двумя* или *одним времязадающим конденсатором*.

Мультивибраторы могут работать в режимах *синхронизации* и *деления частоты* повторения.

Рассмотрим более подробно различные варианты реализации самовозбуждающихся мультивибраторов.

Самовозбуждающийся мультивибратор на биполярных транзисторах. На рис. 7.17 приведена схема симметричного мультивибратора и показаны временные диаграммы, иллюстрирующие работу этого устройства. Сопротивления резисторов, стоящих в цепях коллектора и базы, рассчитаны таким образом, чтобы обеспечить режим насыщения транзисторов, т. е.

$$I_B = (E_{и.п} - U_{B\text{нас}})/R_B > R_{K\text{нас}}/\beta = (E_{и.п} - U_{K\text{Энас}})/(\beta R_K),$$

откуда

$$R_B/R_K < \beta (E_{и.п} - U_{B\text{нас}})/(E_{и.п} - U_{K\text{Энас}}) \approx \beta. \quad (7.10)$$

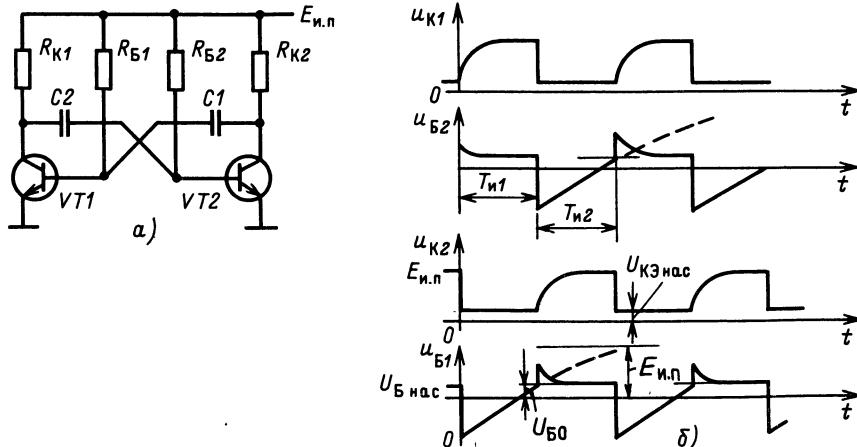


Рис. 7.17. Самовозбуждающийся мультивибратор на дискретных элементах:
а—схема; б—временные диаграммы

Выполнение этого условия, необходимое для работы транзисторов в ключевом режиме, играет отрицательную роль, поскольку при подаче напряжения источника питания при включении устройства оба транзистора могут одновременно оказаться в режиме насыщения, и тогда самовозбуждения не произойдет. Поэтому предусматривают первоначальный запуск устройства либо каким-нибудь внешним сигналом, либо дополнительным (стартерным) устройством, рассимметрирующим мультивибратор.

Самовозбуждающийся мультивибратор обладает двумя состояниями квазивынешия: в одном состоянии транзистор $VT1$ насыщен, $VT2$ заперт, в другом — транзистор $VT1$ заперт, $VT2$ насыщен. Переход из одного состояния в другое происходит лавинообразно.

При первом лавинообразном скачке транзистор $VT2$ переходит в насыщение (рис. 7.17, б), и на его коллекторе образуется отрицательный перепад напряжения амплитудой $E_{и.п} - U_{КЭнас}$ (обратным током коллектора и падением напряжения на R_K за счет его протекания пренебрегаем). Этот перепад через времязадающий конденсатор $C1$ поступает на базу транзистора $VT1$ и запирает его. Максимальное отрицательное напряжение при этом равно $U_{Бнас} - (E_{и.п} - U_{КЭнас})$. Этого напряжения достаточно, чтобы транзистор $VT1$ оказался в режиме отсечки. При запирании транзистора $VT1$ создается благоприятное условие для заряда конденсатора $C2$ базовым током транзистора $VT2$, протекающим от источника питающего напряжения через резистор R_{K1} . Это восстановление заряда конденсатора $C2$ длится примерно в течение

$$T_{восст_2} = (4 \div 5) C_2 R_{K1}.$$

В то же время конденсатор $C1$ разряжается по экспоненциальному закону в цепи $E_{и.п} - R_{Б1} - C1 - VT2$ (коллектор — эмиттер насыщенного транзистора). Экспонента напряжения на базе транзистора $VT1$ стремится к напряжению $E_{и.п}$ (обратным током базы пренебрегаем). Формирование импульса заканчивается в момент открывания $VT1$, т. е. в момент достижения экспонентой напряжения на базе транзистора $VT1$ напряжения отсечки. Отсюда можно определить длительность первого квазистойчивого состояния равновесия:

$$T_{и1} = C_1 R_{Б1} \ln [(2E_{и.п} - U_{Бнас} - U_{КЭнас}) / (E_{и.п} - U_{Б0})]. \quad (7.11)$$

С учетом того, что обычно $E_{и.п} \gg U_{Бнас}, U_{Б0}, U_{КЭнас}$, выражение (7.11) преобразуется к виду

$$T_{и1} = C_1 R_{Б1} \ln 2 = 0,7 C_1 R_{Б1}.$$

С открыванием $VT1$ возникает второй регенеративный процесс, в результате которого $VT1$ попадает в насыщение, а $VT2$ — в режим отсечки. Теперь экспоненциальный процесс разряда конденсатора $C2$, определяющий длительность второго

квазистойчивого состояния равновесия $T_{и2}$, происходит аналогично описанному процессу разряда конденсатора $C1$. Поэтому можно записать:

$$T_{и2} = 0,7 C_2 R_{Б2}.$$

Аналогично предыдущему можно записать выражение для длительности процесса восстановления заряда на конденсаторе $C1$:

$$T_{восст1} = (4 \div 5) C_1 R_{К2}.$$

Условиями правильной работы самовозбуждающегося мультивибратора являются

$$T_{восст1} < T_{и2}; \quad T_{восст2} < T_{и1}, \quad (7.12)$$

поскольку заряд на конденсаторе должен успеть восстановиться, прежде чем произойдет очередной регенеративный процесс. В противном случае длительности импульсов не будут соответствовать расчетным.

Посмотрим, какие ограничения накладывают условия (7.12) на максимальную скважность генерируемых импульсов:

$$Q_{\max} = T_{и}/T_{и1 \min}. \quad (7.13)$$

С учетом того, что

$$T_{и} = T_{и2} + T_{и1}, \quad (7.14)$$

где

$$T_{и1} = 0,7 C_1 R_{Б1}, \quad T_{и2} = 0,7 C_2 R_{Б2}, \quad (7.15)$$

и полагая, что

$$R_{К1} = R_{К2} = R_K, \quad R_{Б1} = R_{Б2} = R_B, \quad (7.16)$$

видим, что наиболее трудно обеспечить условие

$$T_{восст2} < T_{и1},$$

или

$$(4 \div 5) C_2 R_B < 0,7 C_1 R_B.$$

Подставляя сюда R_K из (7.16) и сокращая на R_B , получаем

$$(4 \div 5) C_2 < 0,7 C_1 \beta. \quad (7.17)$$

Используя (7.13) — (7.16), выразим (7.17) через скважность Q :

$$Q = 1 + T_{и2}/T_{и1} = 1 + C_2/C_1,$$

или окончательно:

$$Q < 1 + 0,15 \beta.$$

Для увеличения скважности необходимо использовать транзисторы с большим коэффициентом β или применять составные транзисторы, подключая к коллектору транзистора $VT1$ эмиттерный повторитель, к выходу которого необходимо подсоединить конденсатор $C2$. Этот конденсатор и будет заряжаться ускоренным образом через малое внутреннее сопротивление эмиттерного повторителя.

Самовозбуждающийся мультивибратор на логических элементах И—НЕ (элементах Шеффера). Устройство на рис. 7.18

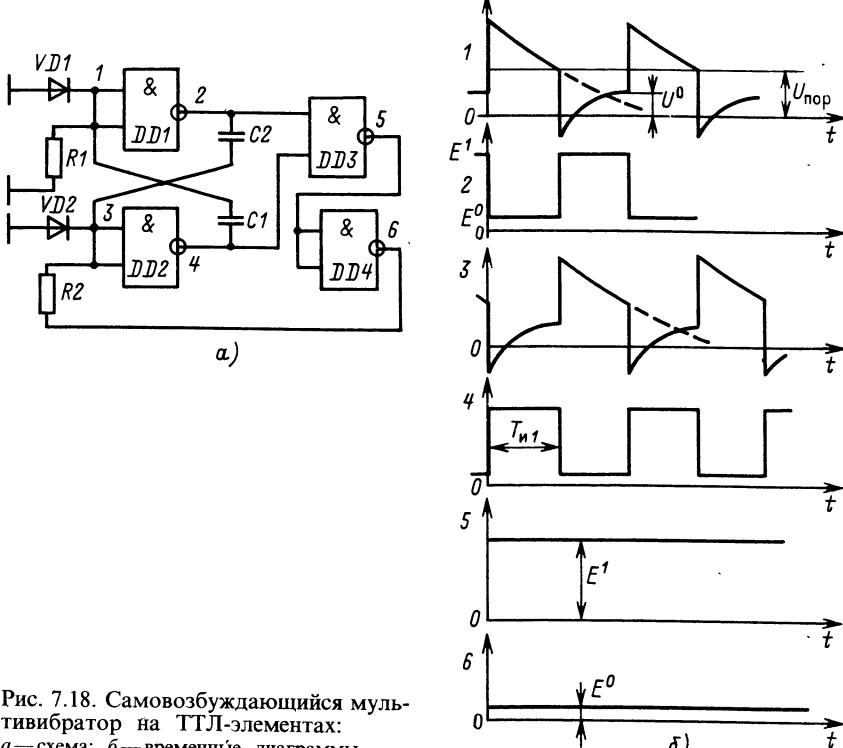


Рис. 7.18. Самовозбуждающийся мультивибратор на ТТЛ-элементах:
а — схема; б — временные диаграммы

состоит из двух частей: собственно мультивибратора ($DD1$, $DD2$) и возбудителя ($DD3$, $DD4$). Если при включении питающего напряжения оба основных ЛЭ ($DD1$ и $DD2$) окажутся в одинаковом состоянии по входу — логические 0 (а именно с таким расчетом и выбираются сопротивления резисторов $R1$ и $R2$), то мультивибратор не сможет возбудиться без дополнительных каскадов на ЛЭ $DD3$, $DD4$. Покажем функционирование возбудителя.

Пусть на входах ЛЭ $DD1$ и $DD2$ низкие потенциалы, тогда на их выходах будут высокие потенциалы. Высокие потенциалы на входе $DD3$ приводят к низкому потенциальному на его выходе, логический элемент $DD4$ инвертирует этот потенциал, и высокое напряжение подается через резистор $R2$ на вход ЛЭ $DD1$ и приводит его в состояние, противоположное состоянию ЛЭ $DD1$. После этого в точке 5 устанавливается высокий потенциал, в точке 6 — низкий, в точке 4 — высокий. Этот положительный перепад напряжения через конденсатор $C1$ передается на вход ЛЭ $DD1$ (точка 1), и схема оказывается возбужденной. С этого момента проследим ее работу по временным диаграммам (рис. 7.18, б).

В начальный момент времени на входе ЛЭ $DD1$ возникает перепад напряжения от равновесной точки U^0 (которая определяется по известному сопротивлению резистора $R1$, как это было показано в гл. 6) до потенциала $U^0 + (E^1 - E^0)$, образуемый за счет перепада напряжения с выхода ЛЭ $DD2$ (точка 4). Наступает процесс разряда конденсатора $C1$ по цепи выход ЛЭ $DD2$ —резистор $R1$. Потенциал точки 1 по экспоненте стремится к нулевому уровню, поскольку входными токами ТТЛ-элемента при $U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$ пренебрегаем. Состояние первого квазистойчивого равновесия заканчивается при достижении потенциала точки 1 порогового уровня. Следовательно, длительность импульса можно определить по формуле

$$T_{\text{и1}} = C_1 R_1 \ln [(U^0 + E^1 - E^0)/U_{\text{пор}}].$$

В это же время происходит заряд конденсатора $C2$: сначала через дополнительный диод $VD2$, а затем—через параллельно соединенные $R2$ и входное сопротивление ТТЛ-элемента (выходным сопротивлением ЛЭ $DD1$ пренебрегаем). Длительность процесса восстановления заряда на конденсаторе $C2$, равная

$$T_{\text{восст}} = (4 \div 5) C_2 (R_2 \parallel R_{\text{вх.экв}}),$$

должна быть меньше длительности $T_{\text{и1}}$.

Стадия регенеративного процесса происходит следующим образом. При достижении порогового уровня напряжения на входе ЛЭ $DD1$ потенциал на его выходе повышается, это повышение передается через конденсатор $C2$ на вход ЛЭ $DD2$, что, в свою очередь, приводит (через конденсатор $C1$) к понижению потенциала на входе ЛЭ $DD1$, способствуя ускорению первоначального процесса. Заканчивается регенеративный процесс тем, что $DD1$ оказывается в состоянии логического 0 на входе, а $DD2$ —в состоянии логической 1 по выходу.

Процесс второго квазистойчивого равновесия протекает аналогично первому, поэтому дополнительного пояснения не требуется.

Асимметричный самовозбуждающийся мультивибратор с одним времязадающим конденсатором. На предыдущих примерах было показано, что простейшим симметричным самовозбуждающимся мультивибраторам присущи такие недостатки, как жесткий режим возбуждения, требующий либо внешнего запускающего импульса, либо специальной схемы, возбуждающей мультивибратор; большое число навесных деталей, а также трудность обеспечения условий восстановления заряда на большем конденсаторе в течение меньшего полупериода колебаний. Эти недостатки в какой-то мере ограничивают практическое использование таких мультивибраторов.

Свободным от указанных недостатков является асимметричный самовозбуждающийся мультивибратор (рис. 7.19). Его

прототипом можно считать ждущий мультивибратор (см. рис. 7.10). Отличия заключаются в следующем: вход ждущего мультивибратора соединен с источником высокого потенциала (логическая 1); резистор R отключен от корпуса и подсоединен к выходу ЛЭ $DD2$ (на рис. 7.19 — это $R2$), с помощью этой меры достигается мягкий режим возбуждения схемы, поскольку за счет отрицательной обратной связи через $R2$ элементы $DD2$ (а вслед за ним $DD1$) выводятся в пороговую зону, где обеспечивается большой коэффициент усиления в цепи ПОС, необходимый для выполнения условия регенеративного процесса, и переключается источник смещения при перезарядке конденсатора; для стабилизации процесса перезарядки конденсатора и ограничения выходных токов ЛЭ $DD1$ дополнительно включается резистор $R1$.

Принцип работы схемы, сходный с принципом работы схемы ждущего мультивибратора, поясняется временными диаграммами на рис. 7.19, б. Длительность первого полупериода рассчитывается по формуле [9]

$$T_{u1} = \tau_1 \ln [(U_{bx(\infty)} - U_{bx(0)}) / (U_{bx(\infty)} - U_{bx(T_{u1})})],$$

где $\tau_1 = C(R_1 + R_2)$; $U_{bx}(\infty) = E^0$; $U_{bx}(0) = U_{\text{пор}} + (E^1 - E^0) R_2 / (R_1 + R_2)$; $U_{bx}(T_{u1}) = U_{\text{пор}} \approx 1,4 \div 1,5$ В.

Длительность второго полупериода определяется соотношением

$$T_{u2} = \tau_2 \ln \frac{U'_{A(\infty)} - U_{A(0)}}{U'_{A(\infty)} - U_{A(T'_{u2})}} + \tau_3 \ln \frac{U''_{A(\infty)} - U_{A(T'_{u2})}}{U''_{A(\infty)} - U_{A(T_{u2})}},$$

где

$$\tau_2 = CR_1; \quad \tau_3 = C(R_1 + R_2 \parallel R_{bx,\text{экв}}); \quad U'_{A(\infty)} = -U_0 = -0,6 \text{ В}; \quad U_{A(0)} = U_{\text{пор}}(1 + R_1/R_2) - E^1 + E^0; \quad U_{A(T'_{u2})} = -U_0 - R_1 [(E^1 + U_0)/$$

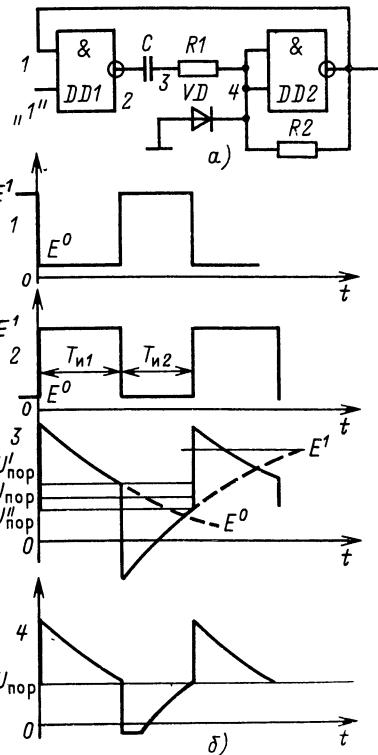


Рис. 7.19. Самовозбуждающийся асимметричный мультивибратор на ТТЛ-элементах и одном конденсаторе:
а—схема; б—временные диаграммы

$$\begin{aligned} & /R_2 + (E_{и.п} + U_0 - U_{ЭБнас})/R_{вх.экв}]; \quad U''_{A(\infty)} = [E^1 R_{вх.экв} + \\ & +(E_{и.п} + U_0) R_2]/(R_{вх.экв} + R_2); \quad U_{A(T_{и2})} = U_{пор} - R_1 [(E^1 - U_{пор})/ \\ & /R_2 - (E_{и.п} - U_{ЭБнас} - U_{пор})/R_{вх.экв}], \end{aligned}$$

причем

$$R_2 \| R_{вх.экв} = R_2 R_{вх.экв} / (R_2 + R_{вх.экв}),$$

где $R_{вх.экв}$ — входное эквивалентное сопротивление ЛЭ $DD2$, примерно равное сопротивлению $R1$, стоящему в базе многоэмиттерного транзистора $VT1$ (рис. 5.23).

Работа мультивибраторов в режиме синхронизации. Режим работы самовозбуждающихся мультивибраторов дает возможность генерировать импульсы в необходимые моменты времени, согласованные с работой всего устройства или системы. Для его реализации требуются внешние синхронизирующие импульсы, управляющие моментом окончания временно устойчивых состояний равновесия. Отношение частоты повторения управляющих сигналов к собственной частоте повторения самовозбуждающегося мультивибратора должно быть больше единицы.

Синхронизирующее напряжение обычно имеет форму коротких (по сравнению с периодом повторения) импульсов или синусоидальную. Чем выше крутизна нарастания синхронизирующего напряжения, тем точнее временное согласование между колебаниями мультивибратора и сигналом синхронизации, поэтому синхронизация короткими импульсами с крутыми фронтами применяется на практике наиболее часто.

Реализация синхронизации зависит от основной схемы мультивибратора. Например, в схеме на рис. 7.19 импульс синхронизации удобно подавать на нижний вход элемента $DD1$, отключив его предварительно от высокого потенциала (логической 1). Отрицательный перепад начала синхронизирующего импульса за счет более высокой частоты повторения будет приходить раньше, чем напряжение в точке 4 на входе ЛЭ $DD2$ достигает порогового уровня, и этим укорачивать период повторения импульсов мультивибратора.

Действительно, отрицательный перепад напряжения на нижнем входе ЛЭ $DD1$ за счет синхронизирующего сигнала вызывает положительный перепад в точке 2 на выходе ЛЭ $DD1$; этот перепад передается через цепь CRI в точку 4 на вход ЛЭ $DD2$, что приводит к возникновению отрицательного перепада на выходе ЛЭ $DD2$, а следовательно и на верхнем входе ЛЭ $DD1$ (точка 1). После этого синхросигнал может быть прекращен, т. е. его длительность должна определяться условием

$$2T_{зд.р.ср} < T_{и.синхр} < T_{и1}.$$

Нижний вход ЛЭ $DD1$ можно использовать также для формирования пачек импульсов (путем подачи на него высокого потенциала) длительностью

$$T_{\text{и.вх}} = nT_{\text{п.}}$$

где n — число импульсов в пачке.

Деление частоты повторения импульсов с помощью самовозбуждающихся мультивибраторов. Если в режиме синхронизации частота колебаний мультивибратора становится равной частоте синхронизирующего сигнала, то в режиме деления она оказывается кратной частоте управляющего сигнала. Отношение частоты управляющего сигнала к частоте колебаний мультивибратора называется коэффициентом деления частоты повторения импульсов.

Мультивибраторы, работающие в режиме деления, широко используют в импульсной технике для согласованной работы 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.

Деление частоты основано на том, что при наложении синхроимпульсов на процесс изменения напряжения на времязадающем конденсаторе порог срабатывания достигается раньше, чем в отсутствие синхросигналов. Следовательно, чтобы обеспечить нужный коэффициент деления, необходимо правильно выбрать постоянную времени разряда конденсатора и амплитуду синхронизирующих импульсов.

При выборе оптимального режима деления для простоты рассуждений предположим, что: 1) разряд времязадающего конденсатора происходит линейно; 2) синхронизация осуществляется короткими импульсами, так что $T_{\text{и.вх}} \ll T_{\text{п.вх}}$.

Для определения границ устойчивого деления рассмотрим крайний случай, когда синхроимпульс с номером n касается порогового уровня (рис. 7.20). Этот случай соответствует границе деления на n и $n+1$. Из подобия треугольников $\Delta ABC \sim \Delta BDE$ составляем пропорцию

$$U_{\text{синх}} / (U_{\text{нач}} - U_{\text{пор}}) = (T_{\text{нс}} - nT_{\text{п.синх}}) / T_{\text{нс}},$$

где $T_{\text{нс}}$ — длительность несинхронизированного процесса.

Удобно использовать относительные величины

$$\lambda = U_{\text{синх}} / (U_{\text{нач}} - U_{\text{пор}}) \quad \xi = T_{\text{п.синх}} / T_{\text{нс}}.$$

Тогда граница режимов деления на n и $n+1$ определится следующим образом:

$$\lambda = 1 - n\xi. \tag{7.18}$$

Поскольку

$$F_{\text{п.вых}} = F_{\text{п.синх}} / n$$

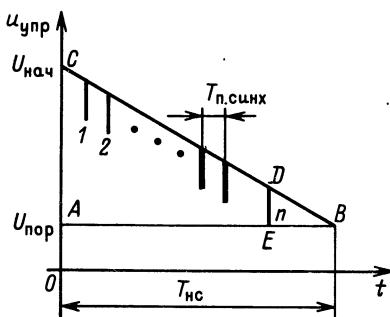


Рис. 7.20. Временная диаграмма, поясняющая граничный режим деления частоты в n и $n+1$ раз

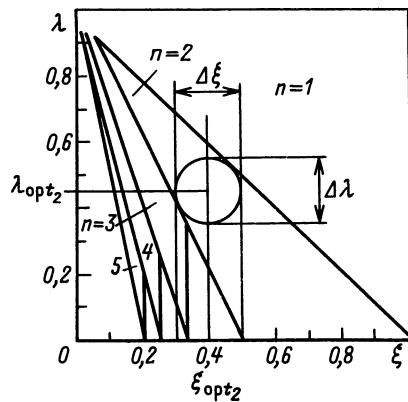


Рис. 7.21. Диаграмма режимов устойчивого деления

за счет синхронизации не может быть меньше частоты повторения несинхронизированного генератора, имеем еще одно граничное условие:

$$\xi \leqslant 1/n. \quad (7.19)$$

На основании соотношений (7.18) и (7.19) можно рассчитать и построить диаграмму режимов устойчивого деления (рис. 7.21), из рассмотрения которой следуют выводы:

1) при увеличении коэффициента деления n область устойчивого деления уменьшается, что влечет за собой более жесткие требования, предъявляемые к точности и стабильности амплитуд и длительностей периодов;

2) зная наперед возможную область рассеяния $\Delta \lambda \times \Delta \xi$, изображенную на диаграмме (рис. 7.21) в виде окружности (в качестве примера), разработчики схемы могут определить коэффициент надежного деления n и оптимальные коэффициенты $\lambda_{\text{опт}}$ и $\xi_{\text{опт}}$ как координаты точки, наиболее удаленной от границ зоны;

3) зная, какой необходимо получить коэффициент деления, можно определить требования, предъявляемые к нестабильностям и неточностям $\Delta \lambda$ и $\Delta \xi$.

На рис. 7.22 показаны схема и временные диаграммы, иллюстрирующие деление частоты повторения синхронизирующих импульсов, которые подаются через дифференцирующую цепочку $C_{\text{диф}}, R_{\text{диф}1}, R_{\text{диф}2}$, и отсекающие диоды $VD1, VD2$. Резистор R_3 служит для предотвращения закорачивания источника синхронизирующих импульсов на землю через насыщенные транзисторы. На одном плече (база транзистора $VT1$) срабатывание мультивибратора происходит на каждый второй

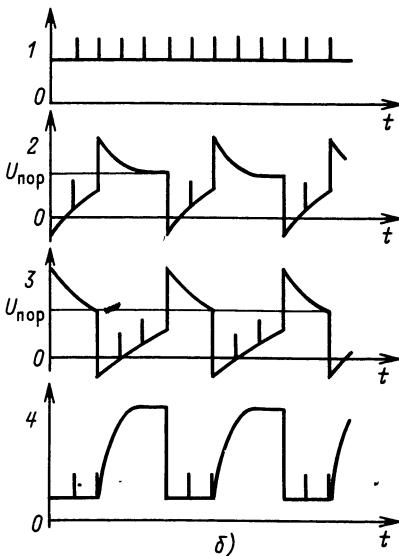
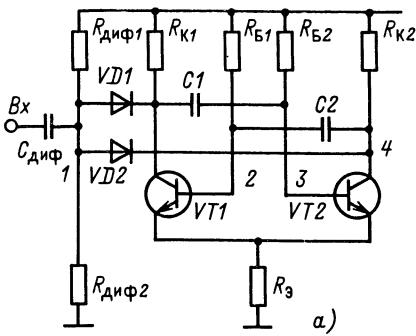


Рис. 7.22. Самовозбуждающийся мультивибратор на дискретных элементах, работающий в режиме деления с коэффициентом $n=2+3=5$:
а—схема; б—временные диаграммы

импульс синхронизации, на другом плече (база транзистора VT_2) — на каждый третий. Следовательно, показанное устройство имеет коэффициент деления $n=5$.

Добавим, что когда транзистор находится в режиме отсечки, отсекающий диод не пропускает импульс в коллекторную цепь этого транзистора и вся энергия поступает на его базу.

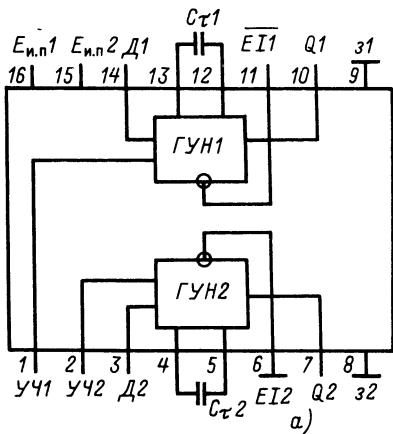
Способы изменения параметров выходных импульсов те же, что и в ждущих мультивибраторах (см. § 7.3): переключение времязадающих резисторов R и конденсаторов C , плавное изменение сопротивлений переменными резисторами, съем части перепадов напряжений с помощью потенциометров и электронная перестройка с помощью изменения потенциала, подаваемого на времязадающие резисторы.

Мультивибраторы с электронной перестройкой. Микросхема K531ГГ1 содержит два самовозбуждающихся мультивибратора, управляемых напряжением (рис. 7.23) [14]. Каждый мультивибратор имеет входы управления частотой (УЧ) и диапазоном частоты (Δ).

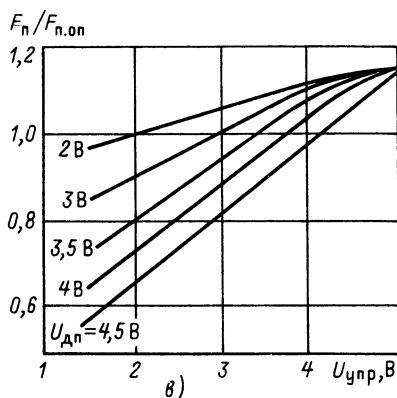
Для настройки на определенную среднюю частоту генерации $F_{\text{n.оп}}$ к выводам 4, 5 (или 12, 13) надо подключить конденсатор C_t или пьезоэлектрический резонатор в соответствии с графиком на рис. 7.23, б или с формулой

$$F_{\text{n.оп}} = 5 \cdot 10^{-4} / C_t, \quad (7.20)$$

где $F_{\text{n.оп}}$ — опорная частота повторения меандра, генерируемого мультивибратором на выходах $Q1$ и $Q2$.



а)



б)

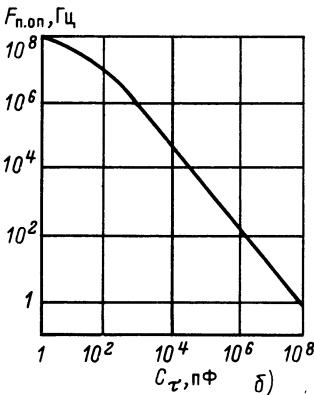


Рис. 7.23. Двухканальный мультивибратор К531ГГ1, управляемый по частоте напряжением:

а—расположение и назначение выводов; *б*— зависимость частоты автогенератора от емкости конденсатора C_{τ} ; *в*— характеристики управления частотой от напряжения диапазона $U_{\text{дп}}$ и управляющего напряжения $U_{\text{упр}}$

Выходная частота данной микросхемы маломощного исполнения в 5 раз меньше частоты, рассчитанной по (7.20). Диапазон $F_{\text{н.оп.}}$ составляет 1 Гц—60 МГц и более.

На рис. 7.23, *в* показаны графики управления частотой генераторов, управляемых напряжением (ГУН). При фиксированном напряжении диапазона $U_{\text{дп}}$, регулируя напряжение $U_{\text{упр}}$ на входе УЧ в диапазоне 1,5—4 В, выходную частоту можно изменять почти на 20%. Например, при $C_{\tau}=2 \text{ пФ}$, $U_{\text{дп}}=1 \text{ В}$, $U_{\text{упр}}=1 \text{ В}$ можно получить минимальное значение частоты автогенерации, равное 60 МГц, а при $U_{\text{упр}}=4 \text{ В}$ — максимальное, равное 85 МГц.

Выходную последовательность можно прервать (запретить), если подать на вход разрешения EI напряжение высокого уровня. При напряжении низкого уровня на входе EI начнется генерация.

Для повышения стабильности генерации микросхема имеет четыре вывода питания. Два из них (9 и 16) принадлежат

выходным буферным каскадам обоих мультивибраторов, через другую пару (8 и 15) питание передается на автогенераторную часть схемы и на каскады управления частотой. Несмотря на такую развязку по питанию, одновременная работа двух мультивибраторов из одной микросхемы как генераторов, частота которых управляет напряжением, не рекомендуется. Для фиксированной частоты генерации на вход $D1$ ($D2$) подается напряжение высокого уровня, а на вход $УЧ1$ ($УЧ2$) — низкого. Потребляемый ток питания составляет 110—150 мА. Выходной ток нагрузки не должен превышать 20 мА.

В [14] приведены две типовые схемы применения микросхемы К531ГГ1, в которых один из мультивибраторов работает как задающий кварцеванный, а другой — как ГУН.

7.5. ГЕНЕРАТОРЫ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Мультивибраторы на операционных усилителях. Применение ОУ в мультивибраторах позволяет улучшить стабильность длительности генерируемых импульсов и сделать форму этих импульсов близкой к прямоугольной.

Наиболее широкое применение нашли мультивибраторы с интегрирующей RC -цепью. Основу таких мультивибраторов составляет *несимметричный триггер* (рис. 7.24). В этом триггере для обеспечения регенеративного процесса образуется цепь ПОС на резисторах $R1$ и $R2$. Коэффициент усиления K_p разомкнутого ОУ выражается через коэффициент обратной связи

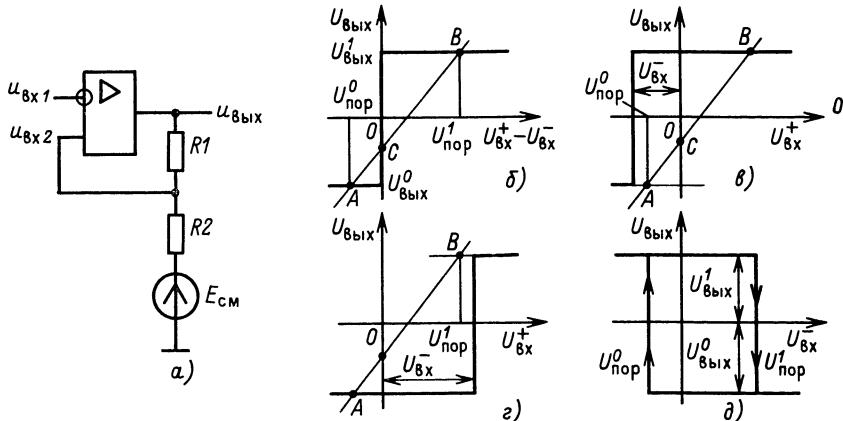


Рис. 7.24. Асимметричный триггер на операционном усилителе:
а — схема; б — передаточная характеристика ОУ и цепи ООС; в — то же при $U_{вх1} < U_{пор}^0$;
г — то же при $U_{вх1} > U_{пор}^1$; д — передаточная характеристика триггера

$$K_p = \gamma K_0 \gg 1,$$

где $\gamma = R_2 / (R_1 + R_2)$.

Ординаты устойчивых точек A и B пересечения горизонтальными ветвями релейной характеристики ОУ ($U_{\text{вых}}^0$, $U_{\text{вых}}^1$) с прямой обратной связи ACB (рис. 7.24, б)

$$U_{\text{вых}} = -(1 - \gamma)E_{\text{см}}/\gamma + (U_{\text{вх}}^+ - U_{\text{вх}}^-)/\gamma$$

определяются соотношениями:

$$U_{\text{пор}}^0 = -\gamma U_{\text{вых}}^0 + (1 - \gamma)E_{\text{см}}; \quad U_{\text{пор}}^1 = \gamma U_{\text{вых}}^1 + (1 - \gamma)E_{\text{см}}.$$

Отсюда следует, что если на инвертирующем входе напряжение принимает значение

$$U_{\text{вх}}^- < U_{\text{пор}}^0 \quad (\text{рис. 7.24, в}) \quad \text{или} \quad U_{\text{вх}}^- > U_{\text{пор}}^1 \quad (\text{рис. 7.24, г}),$$

то остается только одна точка устойчивого равновесия — соответственно B или A . Таким образом, передаточная характеристика устройства $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}}^-)$, построенная на рис. 7.24, д, обладает гистерезисом, что позволяет рассматривать это устройство (рис. 7.24, а) как несимметричный триггер (триггер Шмитта, D -триггер) с инверсным выходом, причем потенциалы $U_{\text{пор}}^0$ и $U_{\text{пор}}^1$ являются пороговыми.

Мультивибратор образуется из несимметричного триггера (рис. 7.24, а) путем добавления интегрирующей RC -цепи ООС (рис. 7.25). Мультивибраторы на ОУ могут быть самовозбуждающимися или ждущими. Рассмотрим подробнее эти варианты.

Самовозбуждающийся мультивибратор. В основе работы таких мультивибраторов лежит переодическое чередование заряда и разряда конденсатора C через резистор R (рис. 7.26). Пусть выходное напряжение $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^1$. Это напряжение сохраняется до тех пор, пока напряжение на конденсаторе C $U_{\text{вх}}^- < U_{\text{пор}}^1$. Со временем $U_{\text{вх}}^-$ нарастает по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = RC$. Длительность импульса мультивибратора T_1 можно определить по формуле

$$T_1 = \tau \ln [(U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{пор}}^0) / (U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{пор}}^1)].$$

При достижении напряжением на конденсаторе высокого порогового уровня $U_{\text{пор}}^1$ возникает регенеративный процесс в цепи ПОС, в результате чего напряжение на выходе ОУ изменится с высокого $U_{\text{вых}}^1$ на низкое $U_{\text{вых}}^0$ и конденсатор C начнет разряжаться также по экспоненте, стремясь к напряжению $U_{\text{вых}}^0$. Длительность второго полупериода колебаний T_2 можно определить по формуле

$$T_2 = \tau \ln [(U_{\text{пор}}^1 - U_{\text{вых}}^0) / (U_{\text{пор}}^0 - U_{\text{вых}}^0)].$$

При достижении напряжением на конденсаторе низкого порогового уровня $U_{\text{пор}}^0$ возникает второй регенеративный

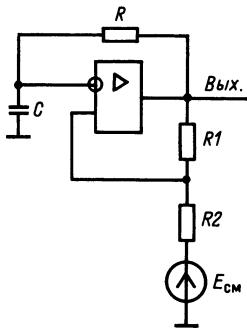


Рис. 7.25

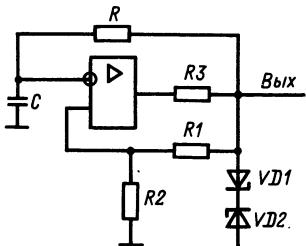
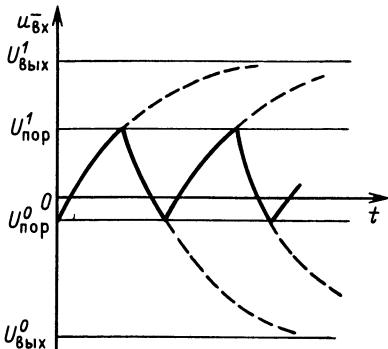


Рис. 7.27

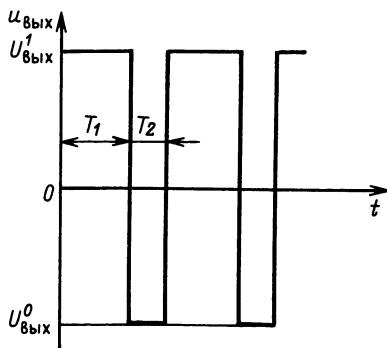


Рис. 7.26

Рис. 7.25. Мультивибратор на ОУ с интегрирующей ООС

Рис. 7.26. Временные диаграммы, поясняющие работу самовозбуждающегося мультивибратора на рис. 7.25

Рис. 7.27. Стабилизация выходных уровней ОУ стабилитронами в самовозбуждающемся симметричном мультивибраторе

процесс в цепи ПОС, в результате чего устройство перейдет в исходное состояние.

С учетом того что пороговые уровни зависят от напряжения E_{cm} , последним можно регулировать скважность генерируемых импульсов:

$$Q = T_{\text{п}} / T_1 \approx 1 + (U_{\text{вых}}^1 - E_{\text{cm}}) / (U_{\text{вых}}^0 + E_{\text{cm}}).$$

При необходимости генерировать меандр ($Q=2$) следует принять $E_{\text{cm}}=0$. Однако высокий и низкий выходные уровни не всегда равны по модулю, что приводит к нарушению симметрии колебания. Для предотвращения этого можно рекомендовать использование двустороннего ограничителя на резисторе $R3$ и стабилитронах $VD1, VD2$ (рис. 7.27), при этом

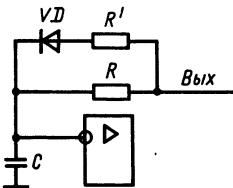


Рис. 7.28. Коммутация постоянной времени в цепи ООС для увеличения скважности импульсов мультивибратора

улучшается также и стабильность периода повторения импульсов.

Чтобы получить импульсы с большой скважностью, можно переключать постоянные времени заряда и разряда конденсатора, шунтируя резистор R диодно-резисторной цепью $VD—R'$ (рис. 7.28). При этом конденсатор заряжается через параллельно включенные резисторы R и R' , а на время разряда диод VD закрывается. Выбирая соотношения между сопротивлениями R и R' , можно получить требуемую скважность (с учетом также влияния E_{cm}).

Применяя ОУ в мультивибраторах, следует учитывать, что максимальные напряжения на входах и максимальные выходные токи не должны превышать допустимые. Поэтому при расчете мультивибратора (выбор ОУ, расчет делителя, выбор напряжения E_{cm} и сопротивления R) следует провести соответствующий анализ выполнения условий его нормального функционирования.

Ждущие мультивибраторы. В рассмотренном самовозбуждающемся мультивибраторе можно получить ждущий режим, устанавливая такое напряжение смещения E_{cm} , при котором выполняется одно из следующих неравенств:

$$U_{\text{вых}}^0 > U_{\text{пор}}^0, \quad U_{\text{вых}}^1 < U_{\text{пор}}^1.$$

При этом одно из временно устойчивых состояний мультивибратора становится абсолютно устойчивым.

Однако такой метод применим лишь в том случае, когда рабочий диапазон входных напряжений ОУ шире диапазона изменения напряжения на его выходе. Для большинства существующих интегральных ОУ это условие не выполняется. Поэтому более распространены устройства, в которых ждущий режим реализуется путем ограничения напряжения на инвертирующем входе диодом на уровне U_0 , включенном параллельно времязадающему конденсатору. Возможны два варианта исполнения в зависимости от направления включения диода.

При ограничении высокого напряжения на входе (рис. 7.29), мультивибратор находится в устойчивом состоянии при высоком уровне выходного напряжения. Для вывода мультивибратора из устойчивого состояния необходимо подать импульс отрицательной полярности, который через дифференцирующий разделительный конденсатор $C_{\text{диф}}$ и диод $VD3$ будетложен к неинвертирующему входу ОУ, и мультивибратор опрокинется

во временно устойчивое состояние. Начнется разряд емкости C через R и будет продолжаться до тех пор, пока не будет достигнут уровень $U_{\text{пор}}^0$. На это потребуется время

$$T_{\text{и. вых}} = RC \ln [(U_0 - U_{\text{вых}}^0) / (U_{\text{пор}}^0 - U_{\text{вых}}^0)],$$

которое и определит длительность выходного сигнала. За это время разделительная емкость восстанавливает свой заряд через диод $VD2$.

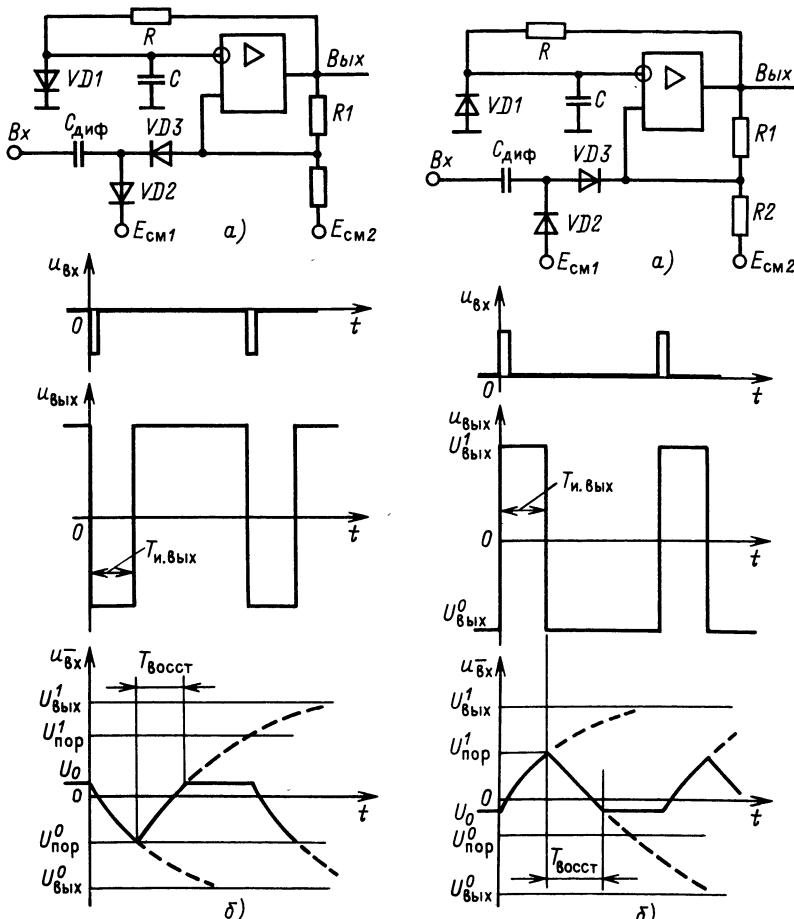


Рис. 7.29. Ждущий мультивибратор с запуском импульсами отрицательной полярности:
а — схема; б — временные диаграммы

Рис. 7.30. Ждущий мультивибратор с запуском импульсами положительной полярности:
а — схема; б — временные диаграммы

После второго регенеративного процесса, возвращающего мультивибратор в ждущее состояние, емкость C восстанавливает свой заряд за время

$$T_{\text{восст}} = RC \ln [(U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{пор}}^0)/(U_{\text{вых}}^1 - U^0)].$$

Восстановление заканчивается в момент открытия диода $VD1$. Для ускорения этого процесса можно применить дополнительную цепочку, состоящую из диода и резистора, как это показано на рис. 7.28. Тогда вместо сопротивления R в формуле для $T_{\text{восст}}$ необходимо подставить значение $R \parallel R'$.

При $E_{\text{см}2} = 0$ можно напряжение $E_{\text{см}1}$ также брать равным нулю. Иногда вместо диода $VD2$ включают резистор.

При ограничении низкого напряжения на входе схема и временные диаграммы (рис. 7.30) аналогичны только что рассмотренным. Расчет длительности выходного сигнала и времени восстановления производится по формулам:

$$T_{\text{и. вых}} = RC \ln [(U_{\text{вых}}^1 - U_0)/(U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{пор}}^1)];$$

$$T_{\text{восст}} = RC \ln [(U_{\text{пор}}^1 - U_{\text{вых}}^0)/(U_0 - U_{\text{вых}}^0)].$$

Управляемые мультивибраторы. На рис. 7.31 показаны две разновидности таких мультивибраторов.

Генератор пачек импульсов (рис. 7.31, а) основан на использовании дифференцирующей RC цепи в ПОС. Если $U_{\text{вх}} < 0$, то ОУ находится в состоянии отрицательного ограничения, диод VD при этом закрыт. Когда $U_{\text{вх}} > 0$, выходное напряжение ОУ становится также положительным и диод VD открывается. Цепь ООС включается, и устройство начинает работать в режиме самовозбуждающегося мультивибратора. Условием возникновения автоколебаний в данном случае является превышение глубины ПОС над глубиной ООС, что достигается при $R_3/R_4 > R_1/R_2$. Устройство может использоваться как генерирующий компаратор.

Если в рассмотренном устройстве (рис. 7.31, а) изменить направление включения диода VD , то оно будет генерировать импульсы при отрицательном управляемом напряжении на входе.

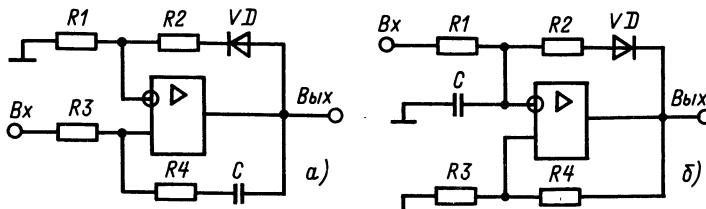


Рис. 7.31. Управляемые мультивибраторы:
а — генератор пачек импульсов; б — самовозбуждающийся мультивибратор, управляемый по частоте

Если в подобном устройстве не включать диод в цепь ООС, то оно приобретает свойства двухуровневого компаратора. В таком устройстве импульсы на выходе генерируются, пока входное напряжение

$$U_{\text{вх}}^+ - U_{\text{вх}}^- = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} / (1 + R_2/R_1)$$

находится в пределах линейного участка амплитудной характеристики. В противном случае на выходе ОУ устанавливается напряжение, соответствующее положительному (при $U_{\text{вх}} > 0$) или отрицательному (при $U_{\text{вх}} < 0$) уровню ограничения.

В генераторе с управляемой частотой повторения (рис. 7.31, б) заряд конденсатора C производится от входного сигнала $U_{\text{вх}}$; ОУ при этом находится в состоянии положительного ограничения, диод VD закрыт. Когда напряжение на инвертирующем входе ОУ достигает верхнего порогового уровня ($U_{\text{пор}}^1$), задаваемого цепью ПОС (резисторами $R3$, $R4$) на неинвертирующем входе, происходит лавинообразный процесс, в результате которого ОУ переходит в состояние отрицательного ограничения. Диод VD открывается, и происходит разряд конденсатора C через резистор $R2$ (сопротивление которого выбирается гораздо меньше сопротивления $R1$). Затем устройство лавинообразно возвращается в исходное состояние и т. д.

Таким образом, длительность заряда конденсатора C определяется сигналом $U_{\text{вх}}$:

$$T_{\text{и}1} = R_1 C \ln [(U_{\text{вх}} - U_{\text{пор}}^0) / (U_{\text{вх}} - U_{\text{пор}}^1)].$$

Длительность разряда конденсатора C может быть сделана достаточно малой, вследствие чего частота повторения колебаний будет определяться сигналом $U_{\text{вх}}$. Для этого требуется, чтобы выполнялось условие

$$U_{\text{вх}}/R_1 \ll U_{\text{пор}}/R_2.$$

Автоколебания в рассматриваемом устройстве существуют при

$$U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}^1 R_3 / (R_3 + R_4) \text{ и } U_{\text{вх}} < U_{\text{пор}}^0 R_1 / R_2.$$

Мультивибратор, изображенный на рис. 7.31, б — это простейший преобразователь напряжения в частоту (ПНЧ). Более сложные ПНЧ с существенно более высоким качеством работы рассмотрены в [14].

7.6. БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ

Общие сведения. *Блокинг-генератором* называется релаксационный генератор с трансформаторной положительной обратной связью, вырабатывающий кратковременные (около одной микросекунды) электрические импульсы, повторяющиеся

через сравнительно большие интервалы времени (скважность больше десяти). Трансформаторная обратная связь реализуется с помощью *импульсных трансформаторов* с ферромагнитным, чаще всего ферритовым сердечником, обладающих малыми паразитными параметрами — индуктивностью рассеяния, паразитными емкостями, активными потерями.

К *достоинствам* блокинг-генераторов следует отнести возможность генерирования импульсов большой мощности при малой средней мощности, поскольку ток через транзистор протекает лишь в течение очень небольшой части периода повторения; возможность одновременно получать с обмоток трансформатора рабочие импульсы различных полярностей и амплитуд, иногда превышающих напряжение источника питания; низкоомное выходное сопротивление; высокую надежность, обусловленную малым числом деталей и элементов.

К *недостаткам* блокинг-генераторов относят меньшую стабильность формы и периода колебаний по сравнению с аналогичными параметрами мультивибраторов; наличие импульсного трансформатора, не позволяющее производить микроминиатюризацию (блокинг-генераторы обычно строятся на дискретных элементах).

В настоящее время блокинг-генераторы *применяют* в качестве генераторов для формирования тактовых импульсов в магнитных ЗУ, разрядных устройствах накопительных счетчиков, преобразователях постоянного напряжения низкого уровня в напряжение высокого уровня.

Как и другие релаксационные генераторы, блокинг-генераторы могут работать в *режимах*: самовозбуждающемся, ждущем, синхронизации и деления частоты повторения.

Ждущий блокинг-генератор. Схема блокинг-генератора (рис. 7.32) состоит из: биполярного транзистора (*VT*) в качестве активного элемента; импульсного трансформатора с тремя обмотками (*I* — коллекторная, *II* — базовая, *III* — нагрузочная), каждая из которых состоит из w_1 , w_{11} и w_{111} витков (начало каждой обмотки отмечено на схеме точкой); резисторов R_K ,

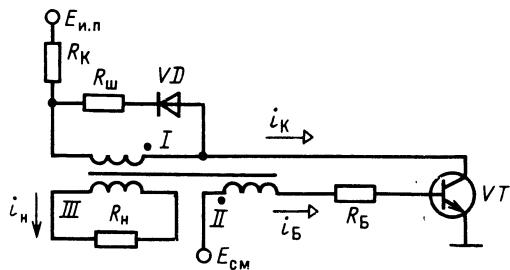


Рис. 7.32. Схема ждущего блокинг-генератора на дискретном транзисторе

R_B , ограничивающих коллекторный и базовый токи (наличие их не обязательно); сопротивления нагрузки R_h ; шунтирующих резистора R_{sh} и диода VD , служащих для формирования апериодического процесса восстановления начального состояния в устройстве.

Ждущий режим обеспечивается подачей запирающего смещения E_{cm} на базу транзистора. В это время все токи отсутствуют.

Импульс запуска может быть подан через базовую или коллекторную цепь либо с помощью специальной обмотки импульсного трансформатора.

Требуемая амплитуда импульса запуска зависит от того, в какую цепь он будет подаваться:
если в базовую, то

$$U_{\text{зап}B} > U_{B0} - E_{cm},$$

где U_{B0} — напряжение отсечки транзистора;
если в коллекторную, то

$$U_{\text{зап}K} > (U_{B0} - E_{cm})/n_B,$$

где $n_B = w_{II}/w_I$ — коэффициент трансформации базовой обмотки по отношению к коллекторной, и, наконец, если запуск устройства производится с помощью специальной (IV) обмотки запуска, то

$$U_{\text{зап}} > (U_{B0} - E_{cm})/n_{\text{зап}},$$

где $n_{\text{зап}} = w_{II}/w_{IV}$ — коэффициент трансформации базовой обмотки по отношению к обмотке запуска.

Первый регенеративный процесс (формирование фронта импульса блокинг-генератора) начинается при отпирании транзистора, когда нарастающий ток коллектора индуцирует в базовую обмотку ЭДС взаимоиндукции положительной полярности, еще больше отпирающую транзистор до тех пор, пока он не окажется в режиме насыщения, условием которого, как известно, является неравенство

$$i_B > i_K/\beta. \quad (7.21)$$

Раскроем это выражение через параметры схемы, используя эквивалентную схему (рис. 7.33), справедливую для процесса формирования вершины импульса в предположении, что $R_K = 0$, а паразитная емкость полностью заряжена за время формирования фронта импульса.

В результате первого регенеративного процесса на коллекторной обмотке импульсного трансформатора возникает перепад напряжения, равный $E_{II,p} - U_{K\text{Энас}}$, поскольку транзистор переходит из режима отсечки в режим насыщения (рис. 7.34).

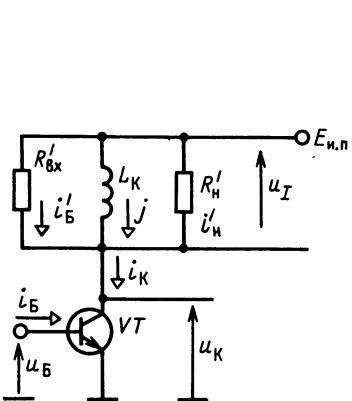


Рис. 7.33. Эквивалентная схема блокинг-генератора для процесса формирования вершины импульса

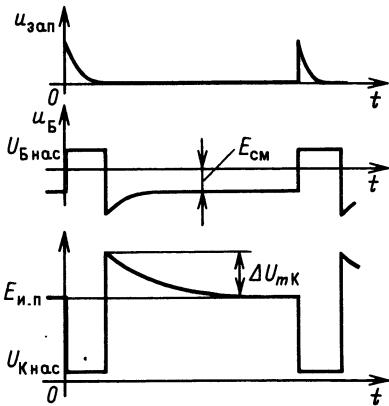


Рис. 7.34. Временные диаграммы, поясняющие работу блокинг-генератора

С учетом этих замечаний запишем выражения для токов базы и коллектора:

$$i_B = [(E_{и.п} - U_{КЭнас})n_B - (-E_{cm} + U_{Bнас})]/R_B; \quad (7.22)$$

$$i_K = i'_B + i'_H + j = i_B n_B + (E_{и.п} - U_{КЭнас})(n_H/R_H + t/L). \quad (7.23)$$

Здесь i'_B — ток базы, пересчитанный в коллекторную цепь через коэффициент трансформации n_B ; i'_H — ток нагрузки, пересчитанный в коллекторную цепь через коэффициент трансформации n_H ; j — ток намагничивания, который при постоянном напряжении $E_{и.п} - U_{КЭнас}$, приложенном к коллекторной обмотке трансформатора во время формирования вершины импульса, пропорционален текущему времени и обратно пропорционален самоиндукции трансформатора L .

Подставив (7.23) в (7.21), получим

$$i_B(1 - n_B/\beta) > (E_{и.п} - U_{КЭнас})(n_H/R_H + t/L)/\beta. \quad (7.24)$$

Подставим (7.22) в (7.24). Найдем условие насыщения транзистора:

$$(E_{и.п} - U_{КЭнас})[(n_B/R_B)(1 - n_B/\beta) - (n_H/R_H + t/L)/\beta] > (E_{cm} - U_{Bнас})(1 - n_B/\beta)/R_B.$$

Это выражение существенно упрощается в предположении, что обычно $E_{и.п} \gg U_{КЭнас}$, $n_B/\beta \ll 1$:

$$E_{и.п}[n_B - (n_H/R_H + t/L)R_B/\beta] > E_{cm} - U_{Bнас}.$$

Отсюда находим время $t = T_i$, при котором перестает выполняться условие (7.21) и, следовательно, заканчивается стадия формирования вершины импульса:

$$T_i = L [(\beta - n_B)(E_{и.п}n_B - E_{cm} + U_{Bнас})/R_B - n_H/R_H].$$

Из анализа этого выражения следует, что длительность вершины возрастает с увеличением индуктивности L импульсного трансформатора, коэффициента усиления β транзистора

по току и сопротивления R_n нагрузки и уменьшается с увеличением сопротивления R_b резистора, включаемого в цепь базы для регулировки $T_{и}$.

Второй регенеративный процесс, связанный с формированием среза импульса, начинается при выходе транзистора из режима насыщения. Возрастание напряжения на коллекторе через базовую обмотку импульсного трансформатора передается в виде отрицательного перепада напряжения на базу транзистора и еще более закрывает его. Лавинообразный процесс приводит к отсечке транзистора.

Обратный выброс и восстановление исходного состояния обусловлены тем, что ток намагничивания j к моменту запирания транзистора не успевает заметно уменьшиться и запасенная в импульсном трансформаторе таким образом энергия возбуждает контур, образованный индуктивностью L , эквивалентной паразитной емкостью C_0 и эквивалентным сопротивлением активных потерь $R_{экв}$. Этот процесс в зависимости от соотношения параметров контура может быть как колебательным, так и апериодическим. Как правило, стремится обеспечить апериодический режим, для чего трансформатор шунтируют цепочкой $R_{ш}$, VD (рис. 7.32), которая практически не влияет на процесс формирования вершины импульса (поскольку на это время диод VD заперт).

Необходимость обеспечения апериодического процесса объясняется тем, что в колебательном режиме напряжение на базе может отпереть транзистор и произвести повторный запуск блокинг-генератора. Наличие цепочки $R_{ш}$, VD приводит также к уменьшению амплитуды обратного выброса напряжения на коллекторном и эмиттерном переходах транзистора, что важно для предотвращения их пробоя.

Для критического режима (граничного между колебательным и апериодическим) должно выполняться соотношение

$$R_{экв} = (1/2)\sqrt{L/C_0}.$$

При этом амплитуда и длительность обратного выброса выражаются формулами:

$$\Delta U_{мк} = 0,74 J_{max} R_{экв};$$

$$T_{выбр} \approx 3L/R_{экв},$$

где $J_{max} = (E_{и.п} - U_{КЭнас}) T_{и}/L$ — максимальное значение тока намагничивания в конце формирования вершины импульса.

Самовозбуждающийся блокинг-генератор. Для получения самовозбуждающегося режима в блокинг-генераторе необходимо включить времязадающую RC -цепочку, а напряжение смещения обеспечить таким, чтобы выполнялось неравенство $E_B > U_{B0}$ (рис. 7.35) (обычно $E_B = E_{и.п}$). После первого регенеративного

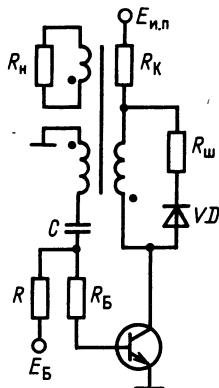


Рис. 7.35. Схема самовозбуждающегося блокинг-генератора

процесса конденсатор C начнет заряжаться током базы. Напряжение U_C на конденсаторе C эквивалентно ЭДС $E_{\text{см}}$, которая упоминалась при рассмотрении работы ждущего блокинг-генератора. Поэтому качественно процесс формирования вершины импульса блокинг-генератора отличается только изменением напряжения $E_{\text{см}}$ и ответвлением части базового тока через сопротивление R на источник E_B .

Основное отличие получается после второго регенеративного процесса и запирания транзистора. Конденсатор C оказывается заряженным до некоторого максимального напряжения $U_{C \text{ нач}}$. Пренебрегая влиянием индуктивности импульсного трансформатора в паузе между импульсами, можно считать, что процесс разряда конденсатора происходит по экспоненциальному закону (рис. 7.36) и длительность паузы определяется соотношением

$$T_{\text{пз}} = RC \ln [(E_B - U_{C \text{ нач}})/(E_B - U_{B0})].$$

Как видно из формулы, эффективно изменять длительность паузы (а следовательно, и период повторения импульсов) можно, варьируя сопротивление R . Изменение емкости конденсатора C приводит одновременно к перестройке длительности импульса и периода повторения. Возможность электронного управления периодом повторения реализуется изменением напряжения E_B .

Работает блокинг-генератор в режимах синхронизации и деления частоты повторения импульсов, так же, как мультивибратор, описанный ранее, в соответствующих режимах.

Блокинг-генераторы на интегральных элементах. Интегральная микросхема КР119АГ1 (рис. 7.37) [3] состоит из каскада запуска на транзисторе $VT1$ и собственно блокинг-генератора

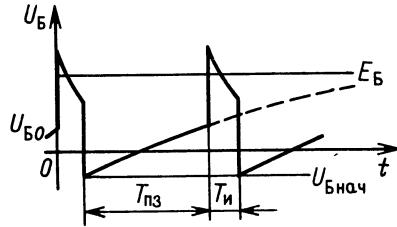


Рис. 7.36. Временная диаграмма напряжения на базе самовозбуждающегося блокинг-генератора

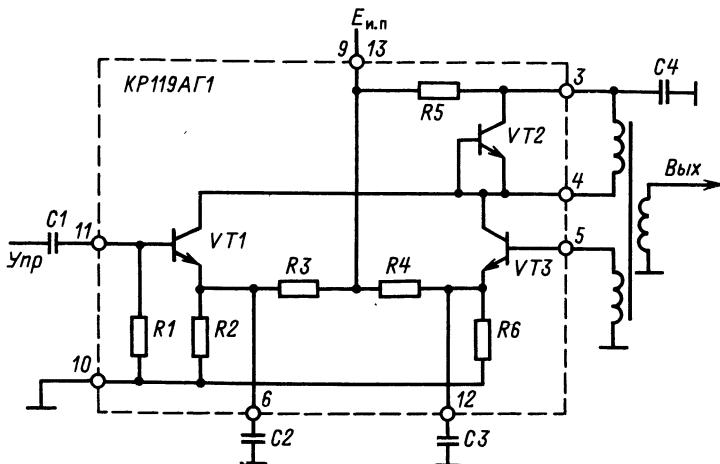


Рис. 7.37. Ждущий блокинг-генератор на интегральной микросхеме KP119АГ1

на транзисторе VT_3 . Транзистор VT_2 в диодном включении играет роль шунтирующего элемента, предотвращающего колебательный характер процесса восстановления в паузе между импульсами. В качестве импульсного трансформатора и конденсаторов $C_1 - C_4$ используются навесные элементы. Когда блокинг-генератор находится в ждущем состоянии, транзисторы VT_1 и VT_3 заперты положительными смещениями на эмиттерах, получаемыми за счет делителей напряжения $E_{\text{и.п.}}$ на резисторах R_3, R_2 и R_4, R_6 . Конденсаторы $C_2 - C_4$ являются блокировочными, фильтрующими помехи по цепи питающего напряжения.

Импульс запуска положительной полярности подается через C_1 на базу транзистора VT_1 и отпирает его. Падение напряжения на коллекторе через импульсный трансформатор передается на базу транзистора VT_3 , инициируя регенеративный процесс. Далее происходит генерация импульса так, как это описано в предыдущих разделах. Выходной сигнал может быть получен на нагрузочной обмотке импульсного трансформатора.

Контрольные вопросы

1. Объясните, почему триггеры относятся к последовательностным цифровым автоматам?
2. Назовите основные классификационные признаки триггера.
3. Приведите таблицу функционирования триггера с инверсными установочными входами.
4. Приведите таблицу функционирования счетного триггера с управлением по отрицательному перепаду напряжения.

5. Что называется ждущим мультивибратором?
6. Что называется самовозбуждающимся мультивибратором?
7. Какое условие должно выполняться для восстановления заряда на времязадающих конденсаторах в самовозбуждающихся и ждущих мультивибраторах?
8. Чем ограничивается скважность импульсов самовозбуждающихся мультивибраторов?
9. Поясните временными диаграммами работу самовозбуждающихся мультивибраторов в режиме синхронизации.
10. Поясните временными диаграммами работу самовозбуждающихся мультивибраторов в режиме деления частоты повторения импульсов.
11. Что называется блокинг-генератором?
12. Нарушение каких условий приводит к окончанию этапа формирования вершины импульса блокинг-генератора?
13. В чем Вы видите достоинства и недостатки блокинг-генераторов по сравнению с мультивибраторами?
14. В чем заключается принципиальное отличие релаксационных генераторов от триггеров?
15. В чем заключается принципиальное отличие регенеративных формирователей импульсов от нерегенеративных?

Глава 8

ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ НЕПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ

8.1. ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩИХСЯ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

Принципы формирования и основные параметры импульсов напряжений пилообразной формы. *Напряжением пилообразной формы* называют импульсы, фронт которых содержит линейно изменяющийся во времени участок.

Генераторы пилообразного напряжения (ГПН) (или генераторы линейно изменяющегося напряжения, ГЛИН) широко используются в технике связи и управления, измерительной и др. Наиболее часто ГПН используют в каналах горизонтальной (временной) развертки осциллографов.

Для получения пилообразного напряжения применяют конденсатор C , заряжаемый или разряжаемый током $i(t)$ так, что напряжение на нем

$$u(t) = U_{\text{нач}} \pm (1/c) \int_0^t i(t) dt.$$

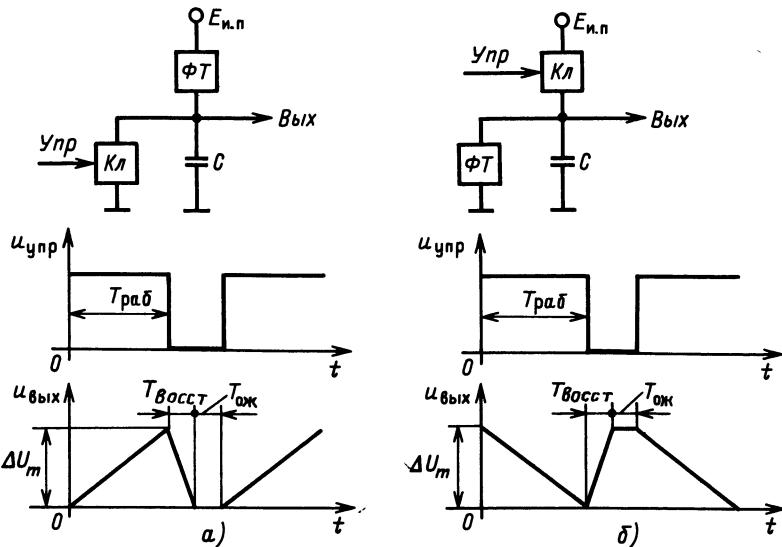


Рис. 8.1. Структурные схемы и временные диаграммы генераторов пилообразного напряжения:
а—с параллельным ключом; б—с последовательным ключом

Если принять

$$i(t) = I = \text{const},$$

то оказывается, что выполняется линейная зависимость напряжения от времени:

$$u(t) = U_{\text{нач}} \pm (1/C)t. \quad (8.1)$$

Кроме конденсатора C ГПН содержит *формирователь тока* (*ФТ*) $i_{\text{Ф.т.}}(t) \approx I$ и *электронный ключ* (*Кл*) (рис. 8.1), обеспечивающий после окончания рабочей стадии $T_{\text{раб}}$ восстановление исходного напряжения $U_{\text{нач}}$ в течение стадии восстановления длительностью $T_{\text{восст}}$.

Различают ГПН *с параллельным* (рис. 8.1, а) и *с последовательным* соединением ключа (рис. 8.1, б). В обоих вариантах ключ разомкнут в рабочей стадии и замкнут в стадии восстановления. В схеме на рис. 8.1, а конденсатор C в рабочей стадии заряжается током формирователя I , в схеме на рис. 8.1, б—разряжается.

В реальных ГПН ток $i(t)$ формирователя, заряжающий или разряжающий конденсатор C в рабочей стадии, не остается строго постоянным, поэтому генерируемое напряжение не является абсолютно линейным. Важной характеристикой ГПН является *коэффициент нелинейности* γ , определяемый формулой

$$\gamma = (|du/dt|_{\max} - |du/dt|_{\min})/|du/dt|_{\max}.$$

С учетом (8.1) можно записать:

$$\gamma = (I_{\max} - I_{\min})/I_{\max} = \Delta I/I_{\max},$$

где I_{\max} , I_{\min} — максимальное и минимальное значения тока $i(t)$ формирователя в рабочей стадии.

Допустимые значения коэффициентов нелинейности зависят от области применения ГПН. Так, например, в осциллографах допускаются $\gamma \leq 10\%$, в телевидении — до 5%, в электронно-лучевых индикаторах радиолокационных станций — до 2%, в точных каскадах сравнения — от 0,05 до 0,5%.

Другими параметрами ГПН являются:

начальное напряжение $U_{\text{нач}}$;

знак и значение производной du/dt ;

рабочий перепад (амплитуда пилообразного напряжения) $\Delta U_m = |U_{\text{кон}} - U_{\text{нач}}|$ (от единиц до сотен вольт); коэффициент использования напряжения $E_{\text{и.п}}$ источника питания

$$\kappa = \Delta U_m/E_{\text{и.п}}$$

(от 1% у простейших ГПН до 90% у наиболее совершенных); длительность рабочей стадии $T_{\text{раб}}$ (от нескольких микросекунд до нескольких секунд);

относительная длительность стадии восстановления $T_{\text{восст}}/T_{\text{раб}}$ (от 5 до 20%);

период повторения $T_p = T_{\text{раб}} + T_{\text{восст}} + T_{\text{ож}}$, где $T_{\text{ож}}$ — длительность процесса ожидания;

относительные нестабильности:

начального напряжения

$$\delta U_{\text{нач}} = |\Delta U_{\text{нач}}/U_{\text{нач}}|;$$

начальной крутизны

$$\delta u'(0) = |\Delta u'(0)/u'(0)|;$$

длительности рабочей стадии

$$\delta T_{\text{раб}} = |\Delta T_{\text{раб}}/T_{\text{раб}}|$$

(в осциллографах допускаются нестабильности до 5%, в точных каскадах сравнения — до 0,1%).

Простейшие схемы генераторов пилообразного напряжения на интегральных элементах, микросхемах. По своей сути простейшими ГПН являются рассмотренные ранее формирователи импульсов (см. рис. 6.29–6.31), если полезным сигналом считать напряжение, образующееся на конденсаторе C . Особенностью привлекательной является стадия разряда конденсатора постоянным выходным током ТТЛ-элемента, ввиду чего степень линейности пилообразного напряжения и коэффициент использования питающего напряжения достаточно высоки.

В [7, 9, 11] рассмотрены различные схемы ГПН с применением дискретных элементов. В этих схемах для линеаризации пилообразного напряжения используются в качестве формирователей тока биполярные транзисторы с отрицательной обратной связью в цепи эмиттера. Другим средством увеличения линейности является введение компенсирующей ЭДС, создаваемой неинвертирующим усилителем.

Генераторы треугольного напряжения. В ряде практических применений требуется симметричная форма пилообразного напряжения. Рассмотрим несколько вариантов таких генераторов.

Простейший автогенератор треугольного напряжения на КМДП-структуратах К176ЛЕ5 (ИЛИ—НЕ) или К176ЛА7 (И—НЕ) (рис. 8.2) состоит из самовозбуждающегося мультивибратора ($DD1$, $DD2$) и интегратора ($DD3$) [14]. Желаемая форма выходных треугольных импульсов зависит от частоты, определяемой емкостью конденсатора $C1$, и скважности импульсов самовозбуждающегося мультивибратора, регулируемой потенциометром $R1$, устанавливается переменным резистором $R6$ (удобнее потенциометр с логарифмической характеристикой регулирования).

Генераторы, использующие операционные усилители, основаны на применении интеграторов, рассмотренных в § 2.3

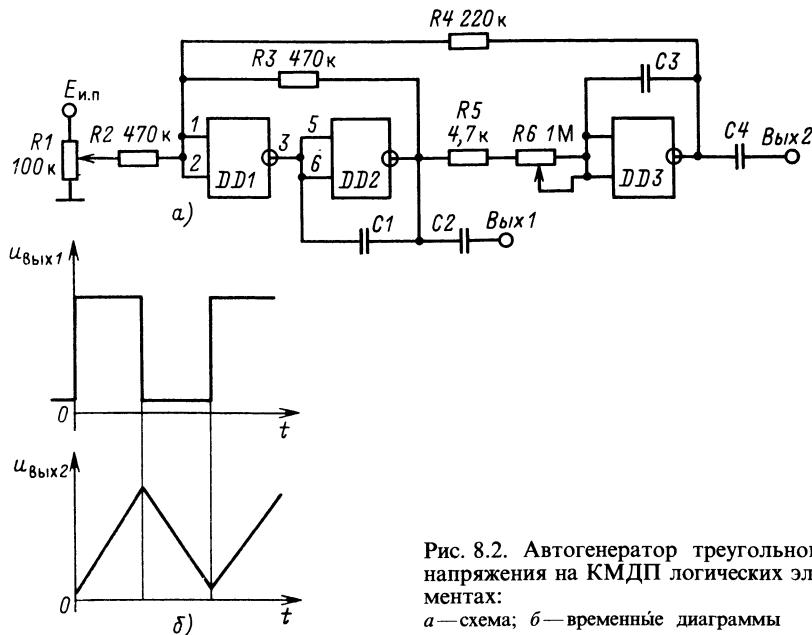


Рис. 8.2. Автогенератор треугольного напряжения на КМДП логических элементах:
а—схема; б—временные диаграммы

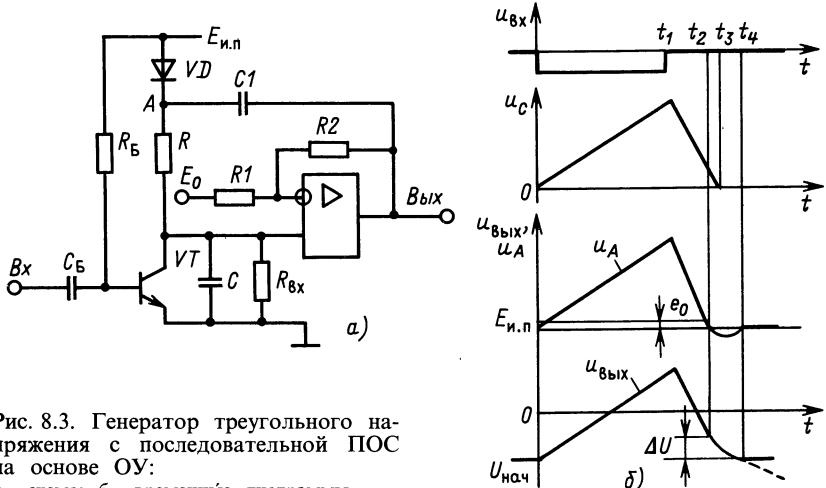


Рис. 8.3. Генератор треугольного напряжения с последовательной ПОС на основе ОУ:
а—схема; б—временные диаграммы

(см. рис. 2.17, в) и в § 7.5 (см. рис. 7.25—7.28). В дополнение к этим генераторам рассмотрим еще два: с последовательной и параллельной ПОС [9].

Генератор с последовательной ПОС (рис. 8.3) содержит два ключа (VT , VD), два конденсатора (C , $C1$) и операционный усилитель (ОУ). До момента прихода управляющего сигнала транзистор VT насыщен, так что на конденсаторе C держится почти нулевой потенциал. Начальный уровень выходного напряжения определяется параметрами цепи ООС операционного усилителя:

$$U_{\text{нач}} = -E_0 R_2 / R_1.$$

Диод VD открыт, поэтому напряжение на конденсаторе

$$U_{C10} = E_{\text{и.п.}} - U_{\text{нач}}.$$

С приходом управляющего импульса транзистор VT закрывается и конденсатор C начинает заряжаться током

$$I_{\text{зар}} = E_{\text{и.п.}} / R.$$

Благодаря заряду емкости, напряжение на неинвертирующем входе ОУ возрастает. На выходе ОУ напряжение также возрастает, оно передается через конденсатор $C1$ большой емкости, выполняющий роль аккумуляторной батареи. Увеличение напряжения в точке A (рис. 8.3) приводит к запиранию диода VD и отключению источника питания $E_{\text{и.п.}}$ от устройства заряда конденсатора C , который теперь будет заряжаться через конденсатор $C1$.

Поскольку коэффициент усиления ОУ с учетом ООС через резисторы $R1$, $R2$ равен почти единице, разность потенциалов

на резисторе R будет сохраняться примерно одинаковой, а следовательно будет постоянным зарядный ток конденсатора C , в результате чего обеспечивается линейность пилообразного напряжения. Малое выходное сопротивление ОУ позволяет подключать нагрузку непосредственно к его выходу.

После окончания управляющего импульса в момент времени t_1 транзистор VT открывается и конденсатор C начинает разряжаться по линеаризованной экспоненте через коллекторную цепь транзистора VT . При этом формируется обратный ход пилообразного напряжения. В момент t_2 диод VD открывается и начинается процесс восстановления начального напряжения на конденсаторе $C1$. В момент t_3 заканчивается изменение напряжения на конденсаторе C , в момент t_4 — на конденсаторе $C1$.

Генератор с параллельной ПОС (рис. 8.4) содержит один ключ (VT), один конденсатор (C) и операционный усилитель. Отсутствие конденсатора $C1$ большой емкости и связанного с ним процесса восстановления заряда является преимуществом данной схемы по сравнению с предыдущей.

В этом устройстве после запуска схемы, аналогичному предыдущему, заряд конденсатора приводит к увеличению напряжения на выходе ОУ. Это увеличение, с одной стороны, через цепочку резисторов $R1, R2$ подается на инвертирующий вход, снижая тем самым результирующий коэффициент усиления решающего усилителя на ОУ, а с другой стороны, поддерживает неизменным напряжение на резисторе $R3$, способствуя постоянству зарядного тока конденсатора C , а следовательно, и линейности формируемого пилообразного напряжения.

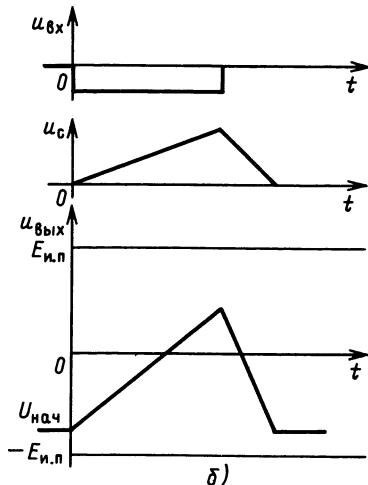
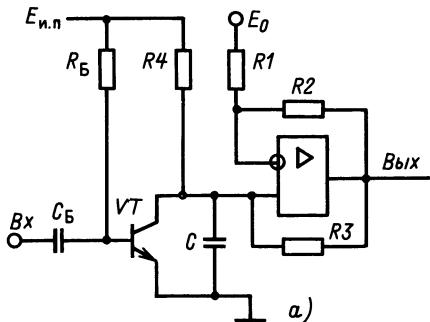


Рис. 8.4. Генератор треугольного напряжения с параллельной ПОС на основе ОУ:

а — схема; б — временные диаграммы

В отличие от предыдущей схемы, регулировка начального уровня выходного напряжения

$$U_{\text{нач}} = -E_0 R_2 / R_1$$

оказывается связанный с начальным током заряда

$$I_{\text{нач}} = E_{\text{и.п}} / R_4 - E_0 R_2 / (R_1 R_3),$$

что является недостатком данной схемы.

Принципы формирования тока пилообразной формы. Токи пилообразной формы с линейным изменением во время рабочего хода используются в электронно-лучевых трубках с электромагнитным отклонением луча для отображения вычислительной, телевизионной и радиолокационной информации. Основные трудности, возникающие при создании генераторов пилообразного тока (ГПТ), заключаются в устранении искажений формы отклоняющего тока, обусловленных переходными процессами в отклоняющей системе в начале и конце развертки, а также нелинейностью и нестабильностью характеристик активных элементов (электронных ламп и полупроводниковых приборов).

Требования, предъявляемые к линейности, стабильности, экономичности и другим параметрам системы развертки, зависят от конкретной области применения этой системы. Поэтому задачи проектирования решаются различными способами. К ГПТ, применяемым в вычислительной и радиолокационной технике, обычно предъявляются более жесткие требования. Они, как правило, состоят из генератора напряжения специальной формы (обычно трапециoidalной) и усилителя тока, преобразующего напряжение в отклоняющий ток. Рассмотрим некоторые разновидности ГПТ.

Простейшие схемы генераторов тока пилообразной формы. Эти схемы можно разделить на две основные группы в зависимости от организации усилителя тока. В схемах первой группы отклоняющая катушка питается от генератора с малым выходным сопротивлением, а напряжение ООС снимается с отклоняющей катушки. В схемах второй группы усилитель тока охвачен ООС по току и по отношению к отклоняющей катушке представляет собой генератор с большим внутренним сопротивлением (генератор тока).

Генераторы с ООС по напряжению [11]. Эквивалентную схему отклоняющей катушки, в которой должен протекать ток пилообразной формы

$$i_0 = K_i t, \quad (8.2)$$

можно представить в виде индуктивности L , эквивалентной емкости C_0 и сопротивлений активных потерь — последовательного $R_{\text{пос}}$ и параллельного $R_{\text{пар}}$ (рис. 8.5). Шунтирующее

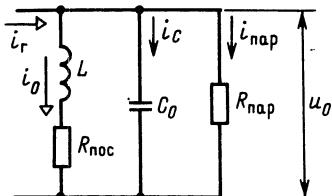
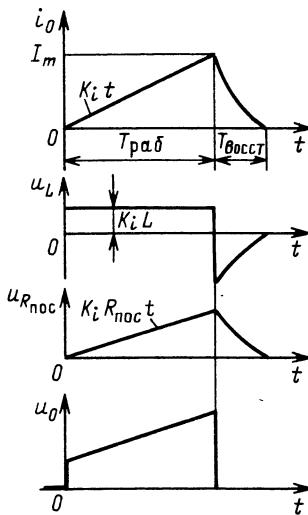


Рис. 8.5. Эквивалентная схема отклоняющей катушки

Рис. 8.6. Временные диаграммы токов и напряжений в отклоняющей катушке



сопротивление $R_{\text{нап}}$ обычно включается параллельно отклоняющей катушке для сокращения длительности переходных процессов и перевода их из колебательной формы в апериодическую.

Определим напряжение на катушке u_0 , при котором обеспечивается линейное нарастание тока (8.2):

$$u_0 = u_L + u_{R_{\text{пос}}} = L \left(di_0 / dt \right) + R_{\text{пос}} i_0.$$

Подставляя сюда (8.2), находим:

$$u_0 = K_i L + K_i R_{\text{пос}} t. \quad (8.3)$$

Напряжение на катушке u_0 в соответствии с (8.3) представляет собой постоянное напряжение (пьедестал) $K_i L$, на котором размещена пилообразная составляющая $K_i R_{\text{пос}} t$ (рис. 8.6). При этом постоянное напряжение $K_i L$, приложенное к индуктивности L , вызывает в ней линейное изменение тока, а линейно нарастающая составляющая $K_i R_{\text{пос}} t$ компенсирует увеличение падения напряжения на активном последовательном сопротивлении $R_{\text{пос}}$ катушки.

Интересно отметить, что для получения линейного рабочего хода тока в катушке необходимо соблюдать определенное соотношение q между высотой пьедестала и скоростью нарастания напряжения на катушке:

$$q = K_i L / (K_i R_{\text{пос}}) = L / R_{\text{пос}},$$

не зависящее от скорости K_i нарастания тока в катушке, а определяющееся лишь параметрами катушки. При необходимости изменить скорость нарастания тока в катушке

следует пропорционально изменить высоту пьедестала и скорость нарастания напряжения на катушке.

После окончания рабочего хода ток i_0 начинает уменьшаться, что приводит к изменению полярности напряжения на индуктивности u_L с последующим уменьшением его по абсолютному значению и к уменьшению напряжения $u_{R_{\text{ног}}}$. В зависимости от отношения u_L и $u_{R_{\text{ног}}}$ суммарное напряжение в это время может быть как положительным, так и отрицательным.

Простейшая схема ГПТ, основанная на использовании генератора напряжения и ООС по напряжению (рис. 8.7), состоит из транзистора $VT1$, работающего в ключевом режиме, RC -цепочки, играющей роль формирователя трапециoidalного напряжения, необходимого для создания пилообразного тока, и эмиттерного повторителя на транзисторе $VT2$ с отклоняющей катушкой в качестве полезной нагрузки.

До прихода управляющего импульса транзистор $VT1$ насыщен, конденсатор C разряжен, транзистор $VT2$ заперт в результате подачи отрицательного смещения на его базу от источника $E_{\text{см}}$. Управляющий импульс запирает транзистор $VT1$, конденсатор C начинает заряжаться от источника $E_{\text{и.п.}}$ через резисторы R' (который служит для регулировки скорости нарастания напряжения на конденсаторе C), R и R_C (который служит для создания пьедестала напряжения). Трапецидальное напряжение, снимаемое с цепочки CR_C , подается на базу транзистора $VT2$, эмиттер которого включен в одну цепь с отклоняющей катушкой. В катушке протекает пилообразный ток, поскольку к ней приложено трапецидальное напряжение от генератора с малым внутренним сопротивлением, обеспечиваемым выходом эмиттерного повторителя.

Генератор с ООС по току. Во втором варианте ГПТ необходимо сформировать такой ток генератора

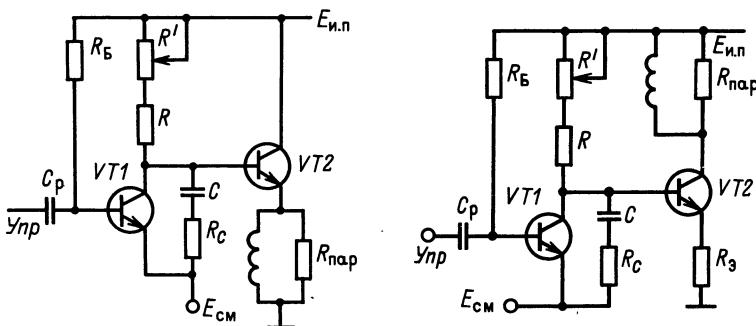


Рис. 8.7. Генератор пилообразного тока на основе генератора напряжения

Рис. 8.8. Генератор пилообразного тока на основе генератора тока

$$i_r = i_0 + i_C + i_{R_{\text{пар}}},$$

чтобы ток в катушке индуктивности i_0 оказался пилообразным. Рассмотрим две составляющие этого тока: i_C и $i_{R_{\text{пар}}}$:

$$i_C = C_0 du/dt = K_i C_0 R_{\text{пос}}$$

— эта составляющая свидетельствует о том, что ток должен быть постоянным во время рабочего периода развертки;

$$i_{R_{\text{пар}}} = u/R_{\text{пар}} = (K_i L + K_i R_{\text{пос}} t)/R_{\text{пар}}$$

— из этой записи следует, что ток повторяет форму напряжения на отклоняющей катушке, т. е. представляет собой трапецию.

В итоге получаем, что ток генератора должен также иметь форму трапеции, у которой высота пьедестала равняется

$$K_i (C_0 R_{\text{пос}} + L/R_{\text{пар}}),$$

а скорость изменения тока соответствует выражению

$$K_i (1 + R_{\text{пос}}/R_{\text{пар}}).$$

Для реализации этого способа в схеме на рис. 8.8 выходной каскад, в отличие от схемы на рис. 8.7 собран по схеме с общим эмиттером с сопротивлением ООС по току R_3 в эмиттере транзистора $VT2$; отклоняющая катушка включена в коллекторную цепь транзистора $VT2$.

8.2. ГЕНЕРАТОРЫ ФУНКЦИЙ

Генераторы ступенчатого напряжения на интегральных микросхемах. В предыдущем параграфе было показано, что даже формирование линейного напряжения или тока является непростым делом. Когда речь идет о формировании более сложных сигналов, то аналоговая техника становится практически беспомощной, громоздкой, негибкой, недостаточно точной и малонадежной. Вот почему генераторы произвольных функций в настоящее время реализуют с применением цифровых и цифроанalogовых устройств.

Структурная схема генератора временных функций (рис. 8.9) содержит генератор тактовых импульсов (ГТИ), счетчик импульсов (СЧ), цифровой кодопреобразователь (КП), цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) код — напряжение и фильтр нижних частот (ФНЧ). Генератор ГТИ вырабатывает непрерывную импульсную последовательность с тактовой частотой F_t , определяемой заданной погрешностью дискретизации непрерывной функции

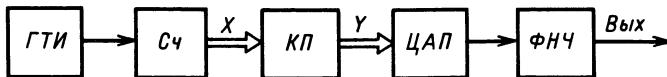


Рис. 8.9. Структурная схема цифроаналогового генератора функций

времени, которую необходимо синтезировать на выходе генератора функции. Счетчик импульсов вырабатывает параллельный двоичный код, разрядность которого зависит от требуемого числа отсчетов функции времени, также зависящего от погрешности дискретизации. Кодопреобразователь преобразует натуральный двоичный код в код формируемой функции $Y(X)$, причем разрядность кода на выходе КП определяется погрешностью квантования генерируемой функции. Цифроаналоговый преобразователь преобразует кодовые комбинации на его входе в соответствующие уровни напряжения на выходе. Таким образом, на выходе ЦАП с течением времени образуется ступенчатая функция, с точностью до шага квантования равная заданной функции. Следовательно, все устройство от ГТИ до ФНЧ представляет собой генератор ступенчатых функций. Чтобы сгладить ступенчатую функцию, приблизив ее к аналоговому прототипу, на выходе ЦАП включают ФНЧ, подавляющий гармонические составляющие сигнала, содержащиеся в резких перепадах ступенчатой функции.

Кодопреобразователи могут быть реализованы различными способами: в виде комбинационных цифровых автоматов на простых логических элементах типа элементов Шеффера, в виде оперативных запоминающих устройств (ОЗУ) или в виде программируемых постоянных запоминающих устройств (ППЗУ) или программируемых логических матриц (ПЛМ) [16].

Цифроаналоговые преобразователи сигналов [17]. *Цифроаналоговым преобразователем* называется функциональный узел, однозначно преобразующий двоичное число в многоуровневую физическую величину. Это преобразование может быть выражено аналитически следующим образом:

$$Q = Q_0 f(X), \quad (8.4)$$

где Q — выходной сигнал; Q_0 — масштабный коэффициент; $f(X)$ — функция преобразователя; X — многоразрядное двоичное число.

Выходной сигнал может представлять собой ток, напряжение, временной интервал, фазовый или частотный сдвиг, механическое перемещение (угловое или линейное) и т. п.

Для линейных ЦАП (ЛЦАП) функция преобразователя соответствует выражению

$$f(X) = x_m 2^{m-1} + x_{m-1} 2^{m-2} + \dots + x_2 \cdot 2^1 + x_1 \cdot 2^0,$$

в котором x_i — двоичные разрядные символы на входе ЦАП; m — число двоичных разрядов на входе ЦАП.

Цифроаналоговые преобразователи широко применяют в качестве элементов сопряжения ЭВМ и устройств с исполнительными аналоговыми устройствами и системами, с окончательными устройствами и получателями информации. В частности, в последнее время ЦАП используют в устройствах формирования

прецisionных радиотехнических сигналов в радиолокации и системах передачи информации. Цифроаналоговые преобразователи нашли широкое применение в составе аналого-цифровых преобразователей сигналов.

Основные параметры ЦАП характеризуют качество преобразования. *Статическими параметрами* преобразователя (8.4) являются следующие.

Разрядность — число разрядов m кода входного сигнала (для двоичных ЦАП в соответствии с ГОСТ 24736-81 под числом разрядов понимается двоичный логарифм максимального числа кодовых комбинаций на входе ЦАП).

Диапазон выходного сигнала ΔQ (напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$, тока $\Delta I_{\text{вых}}$ по ГОСТ 19480-74).

Разрешающая способность — приращение сигнала на выходе h_Q при изменении числа X на единицу младшего разряда (ЕМР). Для двоичных линейных ЦАП разрешающая способность, разрядность и диапазон выходного сигнала связаны между собой соотношением

$$h_Q = \Delta Q / (2^m - 1) = Q_0.$$

Статическая погрешность ЦАП характеризуется следующими параметрами.

Погрешность шкалы — отличие масштабного коэффициента Q_0 от номинала из-за технологических отклонений (возникших в процессе изготовления ЦАП) вследствие изменений температуры (температурный коэффициент погрешности шкалы) и питающих напряжений (чувствительность к нестабильности источников питания во время эксплуатации), а также за счет старения элементов ЦАП (надежность преобразователя).

Максимальная погрешность — максимальное отклонение Q от номинального значения во всем диапазоне преобразования (погрешность полной шкалы). Для линейных ЦАП (ЛЦАП) эта погрешность носит название *погрешности нелинейности*. Относительное значение отклонения $\delta Q / \Delta Q$ измеряют в процентах, а абсолютное — в долях ЕМР.

Дифференциальная погрешность — максимальное отклонение Q от номинального при изменении X на 1 ЕМР. Если дифференциальная погрешность преобразования достигает или превышает h_Q , то характеристика преобразования называется *немонотонной*.

Погрешность смещения нуля $Q(0)$ — значение Q при X , соответствующем нулевому номинальному значению выходного сигнала; является аддитивной составляющей погрешности и измеряется в долях ЕМР.

Погрешность симметрии нуля — разность значений $Q(0)$ за счет различия в знаковом разряде при коде амплитуды, соответствующем нулевому номинальному значению выходного сигнала.

Параметры динамической характеристики ЦАП определяются по изменению $Q(t)$ при смене кода X . Из них наиболее важным является время преобразования $T_{\text{прб}}$ — интервал времени между моментом переключения кода X и моментом достижения заданного уровня Q с требуемой точностью (в долях ЕМР). Поскольку $T_{\text{прб}}$ увеличивается с возрастанием разности последовательно получаемых значений Q , этот параметр соответствует максимальной разности Q , т. е. ΔQ . Точность установления выходного значения Q обычно

задается равной 0,5 ЕМР. Для точного определения времени установления должна регламентироваться нагрузка ЦАП.

Максимальная частота преобразования $F_{\text{прб, max}}$ — наибольшая частота дискретизации (смены кода X), при которой заданные параметры соответствуют установленным нормам:

$$F_{\text{прб, max}} = 1/T_{\text{прб}}.$$

Выброс выходного сигнала за счет неодновременности переключения разных разрядов ЦАП.

Следует отметить и такие параметры ЦАП, которые связаны с различными видами помех.

Среднеквадратическое значение шума на выходе ЦАП, вызываемого физическими процессами, происходящими в полупроводниковых устройствах (тепловым, дробовым, рекомбинационно-генерационным, взрывным, фликкерным и т. п.).

Коэффициент проникновения определяется сквозным прохождением части сигнала через разомкнутый ключ за счет паразитной емкости и характеризуется амплитудой паразитной составляющей на выходе ЦАП при максимальной частоте опорного сигнала. Этот параметр наиболее важен для умножающих ЦАП (имеющих специальный вход для подачи на него специального аналогового сигнала, модулирующего выходной сигнал преобразователя). Для многоканальных ЦАП аналогичным параметром является *коэффициент перекрестных помех*, образуемых за счет прохождения сигналов из соседних каналов.

Кроме этих основных параметров обычно указываются следующие эксплуатационные: *входное напряжение низкого уровня* $U_{\text{вх}}^0$; *входное напряжение высокого уровня* $U_{\text{вх}}^1$; *напряжения, стабильность и потребляемый ток источников питания* (см. приложение 11 и [18]).

Цифроаналоговые преобразователи классифицируются по следующим признакам.

По виду физической сущности выходного сигнала они разделяются на преобразователи код—ток, код—напряжение, код—фаза, код—частота, код—угол поворота, код—длина механического перемещения, код—временной интервал.

По виду функции $f(X)$ различают линейные и нелинейные (функциональные) ЦАП.

По полярности выходного сигнала — однополярные, двухполярные.

По наличию или отсутствию обратной связи существуют ЦАП с разомкнутой и замкнутой схемой.

По принципу действия или способу формирования выходного сигнала — с суммированием напряжений (токов), с делением напряжения, с использованием резистивных матриц с двоично-взвешенными сопротивлениями или матричного типа $R = 2R$.

По характеру опорного сигнала — с постоянным или изменяющимся (умножающие ЦАП) опорным сигналом.

По конструктивно-технологическому исполнению — модульные, гибридные, интегральные.

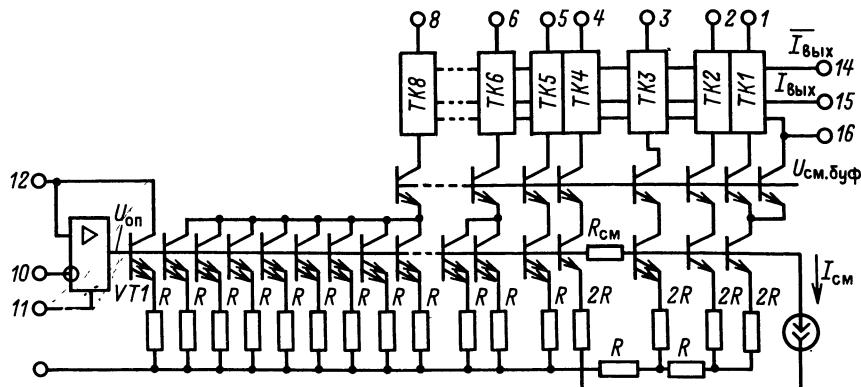


Рис. 8.10. Функциональная схема ЦАП К1118ПА1

Рассмотрим линейные ЦАП, выпускаемые отечественной промышленностью в интегральном исполнении.

Микросхема К1118ПА1 представляет собой 8-разрядный скоростной ЦАП, предназначенный для работы с ЭСЛ ЦИС и действующий по принципу суммирования токов (рис. 8.10). Опорное напряжение, поданное на зажим 12, через буферный каскад, собранный из операционного отслеживающего усилителя и усилителя на транзисторе VT_1 , поступает на базы транзисторов источников тока (транзистор VT_6 на рис. 8.11).

В данном ЦАП применена структура с комбинированным способом формирования разрядных токов. В четырех старших разрядах разрядные токи формируются с помощью параллельно включенными одинаковых источников тока (ИТ), число которых в каждом разряде соответствует весу разряда. Разрядный ток старшего разряда формируется восемью параллельно включенными ИТ на двухэмиттерных транзисторах, а последующие три разряда содержат четыре, два и один ИТ, соответственно.

Ток каждого отдельного ИТ представляет собой коллекторный ток транзистора VT_6 (рис. 8.11), который можно определить по формуле

$$I = [U_{\text{оп}} - U_{\text{ЭБ}} - (-E_{\text{и.п.}})] / R_3.$$

При равенстве всех сопротивлений R_3 структура четырех старших разрядов эквивалентна обычной структуре со взвешенными резисторами, сопротивления которых обратно пропорциональны весовым коэффициентам.

Следующий (более младший) разряд ИТ состоит из одного транзистора с одним эмиттером (вместо двухэмиттерных транзисторов в более старших разрядах). Это связано с тем, что в эмиттере данного транзистора стоит резистор

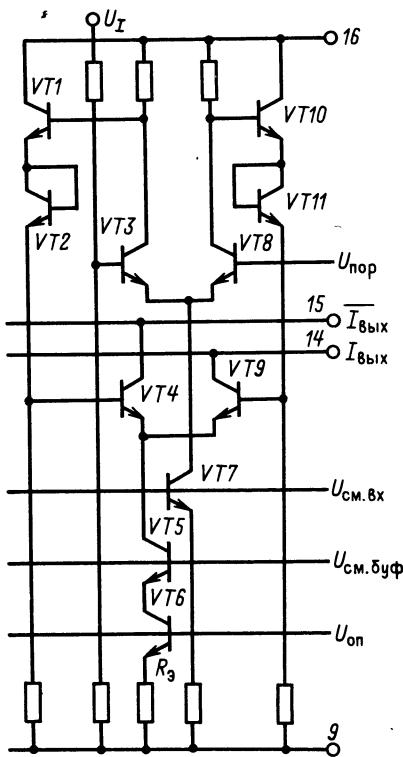


Рис. 8.11. Токовый ключ с источником тока ЦАП K1118ПА1

сторе $R_{\text{см}}$, включенном в общую базовую шину между транзисторами ИТ третьего и четвертого разрядов. Сопротивление $R_{\text{см}}$ выбирается с учетом суммы базовых токов транзисторов младших разрядов.

В трех младших разрядах используется лестничная резисторная матрица типа $R-2R$, при этом токи коллекторов первого и второго разрядов ИТ равны, а уменьшение тока первого разряда в 2 раза осуществляется активным делителем на буферных транзисторах.

Применение буферных транзисторов ($VT5$ на рис. 8.11) вызвано стремлением уменьшить зависимость выходного тока ИТ от напряжения, приложенного к выходу, а также необходимостью изолировать от управляющих цепей генераторы разрядных токов, транзисторы которых имеют большую емкость перехода коллектор — база.

Токи, сформированные разрядными ИТ через токовые ключи (ТК), управляемые входными двоичными сигналами

сопротивлением, в 2 раза большим по сравнению с предыдущими. Следовательно, и ток этого ИТ в 2 раза меньше предыдущего. Такое решение в отношении числа транзисторов в ИТ и числа эмиттеров в транзисторах позволяет исключить влияние геометрии транзисторов ИТ на нелинейность характеристики преобразователя.

В ИТ трех младших разрядов использованы транзисторы, геометрические размеры которых равны размерам транзисторов старших разрядов, но работающие при плотности тока эмиттерных переходов в 4 раза меньшей. Так как потенциалы эмиттеров всех ИТ равны, то напряжение транзисторов ИТ трех младших разрядов должно отличаться от напряжения предыдущих на величину

$$\Delta U_{\text{AE}} = \Phi_T \ln(I_1/I_2).$$

Эта разность напряжений создается током $I_{\text{см}}$ на рези-

ЦАП, суммируются в выходных шинах в прямой ($I_{\text{вых}}$, вывод 15) и дополняющей ($\bar{I}_{\text{вых}}$, вывод 14) формах. Кроме ИТ и ТК схема ЦАП содержит отслеживающий усилитель опорного напряжения и источники напряжений смещения.

Схема токового ключа совместно с источником тока (рис. 8.11) состоит из источника тока на транзисторе $VT6$, буферного каскада на транзисторе $VT5$ и переключателя выходного разрядного тока на транзисторах $VT4$, $VT9$, управляющего входным дифференциальным каскадом ($VT3$, $VT7$, $VT8$) и эмиттерными повторителями ($VT1$, $VT10$) со сдвигателями уровней на транзисторах $VT2$ и $VT11$ в диодном включении.

От источников опорных напряжений в схему поступают: опорное напряжение логического порога $U_{\text{пор}}$, напряжение смещения ИТ входного дифференциального каскада $U_{\text{см.вх}}$ и напряжение смещения буферного каскада $U_{\text{см.буф}}$. Опорное напряжение на базы транзисторов ИТ ($VT6$) подается с отслеживающего усилителя.

Напряжение логического порога $U_{\text{пор}}$ стабилизировано относительно общего провода, а напряжение смещения ИТ входного каскада $U_{\text{см.вх}}$ — относительно шины питания. Это позволяет обеспечить независимость логического порога и тока входного каскада (а тем самым и быстродействия) от изменения напряжения питания.

Особенностями схемы такого ключа являются: наличие двух дополняющих друг друга токовых выходов ($I_{\text{вых}}$, $\bar{I}_{\text{вых}}$); парафазное управление выходными транзисторами; отсутствие $p-n-p$ -транзисторов, обладающих низким быстродействием. Первая из перечисленных особенностей повышает функциональные возможности ЦАП и является полезной для многих применений. Наличие парафазного управления выходными дифференциальными каскадами позволяет избежать перезаряда емкости эмиттеров транзисторов $VT4$ и $VT9$ в точке соединения их эмиттеров, что значительно способствует повышению быстродействия.

Токовый ключ (рис. 8.11) работает следующим образом. Если на вход данного разряда подана логическая 1, то транзистор $VT3$ будет открыт, $VT8$ — закрыт повышенным потенциалом на эмиттере за счет открытого $VT3$. Эмиттерный повторитель на транзисторе $VT1$ передаст пониженный потенциал с коллектора транзистора $VT3$ через транзистор $VT2$, работающий в диодном включении и смещающий уровень потенциала, на базу транзистора $VT4$ и закроет его, в результате чего ток в дополняющей выходной цепи $\bar{I}_{\text{вых}}$ (вывод 15) уменьшится. Эмиттерный повторитель на транзисторе $VT10$ передаст повышенный потенциал коллектора транзистора $VT8$ через транзистор смещения $VT11$ на базу транзистора $VT9$ и откроет его, в результате чего коллекторный ток транзистора

VT_5 пойдет в шину суммирования прямых токов и на выход ЦАП через вывод 14.

Если на вход данного разряда поступит логический 0, то ТК переключится в противоположное состояние и ток ИТ через транзистор VT_4 поступит на дополняющий выход 15.

Таким образом, ЦАП К1118ПА1 представляет собой преобразователь код—ток. Для преобразования тока в напряжение в простейшем случае на выходе ЦАП можно использовать обычное нагрузочное сопротивление (например, 50 или 150 Ом). Однако более точным (и поэтому более распространенным) преобразователем ток—напряжение является операционный усилитель с отрицательной обратной связью, уменьшающей входное сопротивление этого преобразователя. Примером ЦАП код—напряжение, требующим применения преобразователя ток—напряжение, на основе ОУ, может служить 12-разрядный преобразователь К594ПА1. Использование инвертирующего и неинвертирующего входов ОУ позволяет также организовать двухполлярный ЦАП.

Биполярное напряжение на выходе ЦАП можно получить, используя смещенный и дополняющий коды. Рассмотрим такие возможности на основе микросхемы К594ПА1.

Схема ЦАП К594ПА1 (рис. 8.12) содержит три группы элементов, связанных между собой на выходе делителя тока. Каждая группа — это 4-разрядный ЦАП с суммированием токов. Выходной ток первого ЦАП непосредственно поступает на выход прибора. Выходные токи двух других ЦАП, образующие младшие разряды, проходят на выход через делители тока 1/16 и 1/128 (резисторы R_{15} , R_{17} и R_{16} , R_{18}). Масштабные резисторы R_{19} и R_{20} служат для создания цепи обратной связи внешнего ОУ. Таким приемом гарантируется малый дрейф выходного напряжения ЦАП, поскольку резисторы матрицы токов и масштабные резисторы для внешнего ОУ изготовлены на одном кристалле. Резистор R_{21} служит для перевода (смещения)

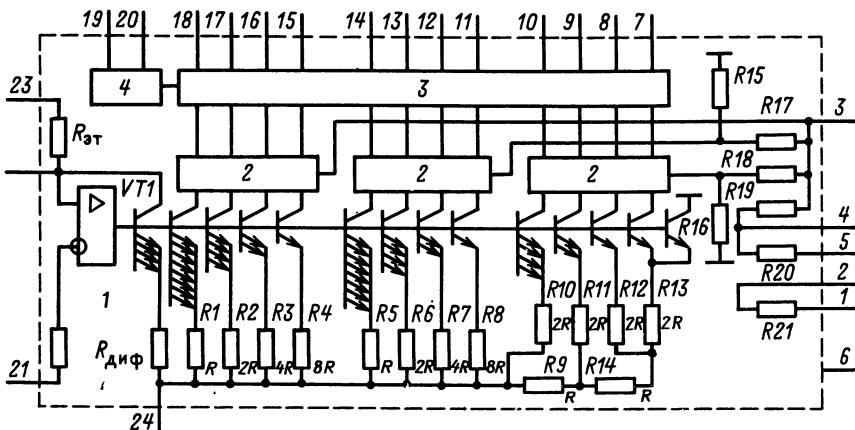


Рис. 8.12. Функциональная схема ЦАП К594ПА1

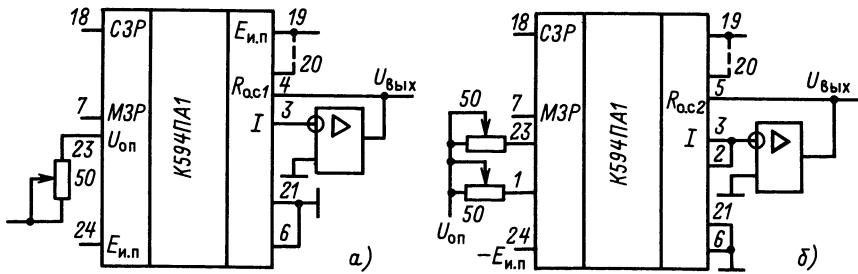


Рис. 8.13. Схема включения ЦАП К594ПА1:

a—для однополярного выходного напряжения; *б*—для двухполарного выходного напряжения при смещенном двоичном коде на входе

ОУ в режиме двухполарного выходного сигнала. Отслеживающий усилитель ОУ, транзистор $VT1$ и резисторы $R_{\text{ст}}$ и $R_{\text{диф}}$ образуют схему 1 формирования опорного напряжения, задающую смещение на общую базовую шину всех ИТ.

Взвешивание разрядных токов внутри схемы ЦАП, выполненное в два приема (в эмиттерных цепях транзисторов—источников тока используются резисторные матрицы как взвешенного типа $R=8R$ в старших разрядах, так и лестничного типа $R=2R$ в младших разрядах), позволило сузить в матрицах диапазон номиналов резисторов до 1:8 вместо требуемого в матрицах с прямым взвешиванием диапазона 1:2048. Для поддержания постоянной плотности токов через эмиттерные переходы источников токов с двоичным взвешиванием применены транзисторы, у которых площади эмиттеров пропорциональны токам соответствующих разрядов (что на схеме условно отображено параллельными эмиттерами). Это позволяет сохранить постоянным падение напряжения на эмиттерных переходах вне зависимости от тока разряда и получить необходимую линейность.

На рис. 8.13, *а* приведена схема включения ЦАП в режиме однополярного сигнала на выходе при работе с ТТЛ цифровыми сигналами на входе. В схеме на рис. 8.12 резистор $R19$ (10,5 кОм) включается в цепь ООС ОУ. Напряжение питания $E_{\text{и.п.}} = 5 \div 15$ В подключается к выводам 19 и 20.

В режиме двухполарного выходного сигнала (при смещенном двоичном коде на входе) (рис. 8.13, *б*) в цепь ООС ОУ включаются резисторы $R19$, $R20$, а инвертирующий вход ОУ через резистор $R21$ присоединяется к источнику опорного напряжения через переменный резистор, который необходим для компенсации первичных погрешностей ЦАП.

Рассмотрим ЦАП, который может работать в дополнительном коде (рис. 8.14). Изменение в этой схеме по сравнению с предыдущей произведено в старшем значащем разряде (СЗР)—включен дополнительно инвертор. Для уменьшения погрешностей от входных токов ОУ введен усилитель 544УД2 с большим входным сопротивлением; для компенсации смещения нулевого уровня усилителя 544УД2 введен канал МДМ-типа. Операционный усилитель 140УД13 является модулятором, а усилитель 153УД6—демодулятором. Цифроаналоговый

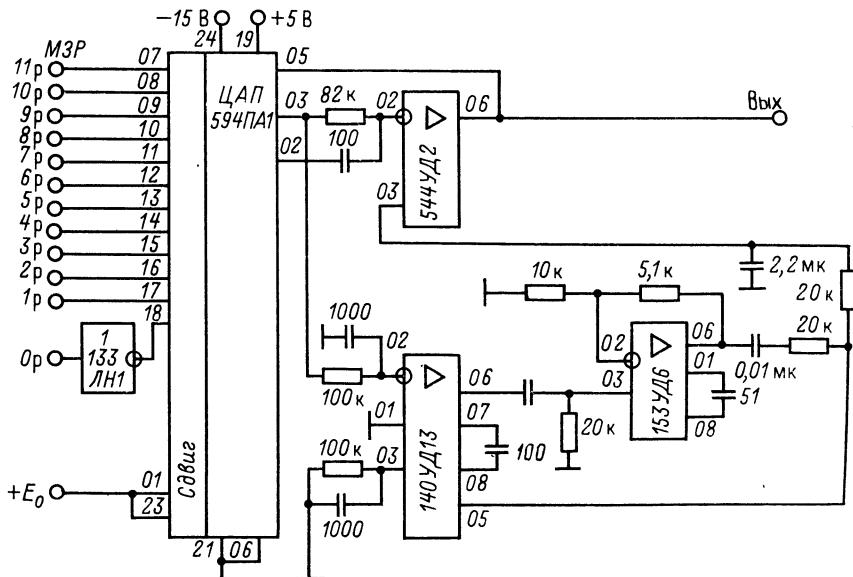


Рис. 8.14. Схема включения ЦАП К594ПА1 для двухполлярного выходного сигнала при работе от дополнительного двоичного кода

преобразователь работает в диапазоне выходного напряжения ± 10 В. В [19] приведен пример практической реализации прецизионного источника опорного напряжения, обеспечивающего нестабильность меньше 0,1%.

Если у ЦАП есть внешние входы опорного напряжения, то эти ЦАП можно использовать в качестве *перемножающих* (ПЦАП), т. е. на выходе ЦАП получать сигнал, пропорциональный произведению аналогового и цифрового сигналов.

Биполярные ЦАП могут применяться в виде ПЦАП только при однополярном опорном напряжении. Если использовать двухполлярный смещенный цифровой код, то результат перемножения будет получаться в двух квадрантах.

На КМДП аналоговые ключи можно подавать двухполлярный сигнал, поэтому результат перемножения на КМДП ПЦАП можно определить в любом из четырех квадрантов (рис. 8.15). Примером такого ПЦАП служит ИС К572ПА1. Этот 10-разрядный преобразователь содержит резисторную матрицу типа $R - 2R$. К нему требуется подключение ОУ (рис. 8.16). Режим двухквадрантного перемножения предусматривает подключение источника двухполлярного сигнала ко входу опорного напряжения и подачу обычного 10-разрядного кода. При работе ПЦАП в режиме четырехквадрантного умножения ЦАП из 10-разрядного превращается в 9-разрядный, так как

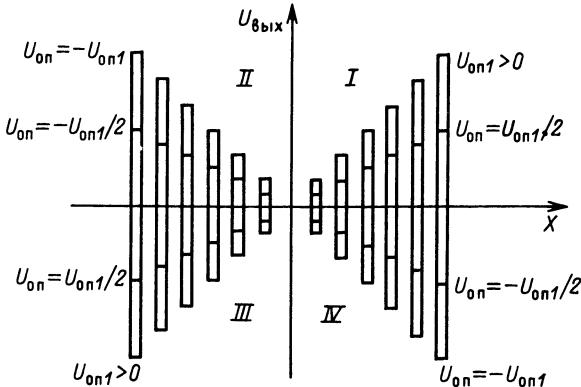


Рис. 8.15. Выходные сигналы ПЦАП при различных значениях входного кода Y и аналогового сигнала

в этом случае старший значащий разряд рассматривается как знаковый. Сигнал, подаваемый на вход $U_{\text{оп}}$, также должен быть двухполярным.

Интегральная КМДП схема 12-разрядного ПЦАП K572PA2 в отличие от предыдущей имеет возможность записи и хранения цифровых данных в регистрах, включенных между токовыми ключами и резистивной матрицей.

Методика расчета кодопреобразователя генератора функций. Из основной формулы ЦАП (8.4) следует, что передаточную функцию $Q(X)$ функционального ЦАП можно представить произведением

$$Q_{\text{кв}} = Q_0 \text{ЛЦАП} Y_{\text{кв}}(X),$$

в котором $Q_0 \text{ЛЦАП}$ — масштабный коэффициент линейного ЦАП (ЛЦАП);

$$Y_{\text{кв}}(X) = (Q_0/Q_0 \text{ЛЦАП}) f_{\text{кв}}(X) = q f_{\text{кв}}(X);$$

$$q = (2^m - 1)/|f(X)|_{\max} \quad (8.5)$$

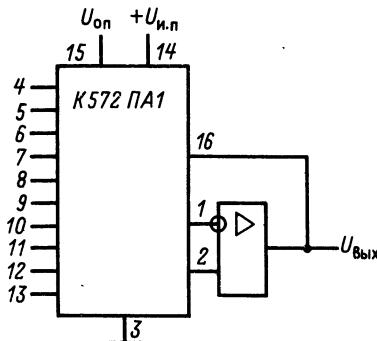


Рис. 8.16. Схема включения микросхемы K572PA1 с ОУ

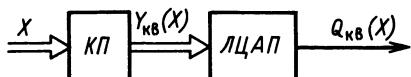


Рис. 8.17. Структурная схема функционального ЦАП

— нормирующий множитель, согласующий диапазон значений $f(X)$ с разрядной сеткой ЛЦАП; $f_{\text{кв}}(X)$ — квантованное значение функции $f(X)$, m — число разрядов ЛЦАП; $|f(X)|_{\max}$ — максимальное значение модуля функции $f(X)$.

Наиболее распространенной является реализация функционального ЦАП (ФЦАП) в виде кодопреобразователя (КП), трансформирующего кодовые комбинации набора чисел X в коды чисел $Y_{\text{кв}}$, и ЛЦАП, соединенного с выходами КП (рис. 8.17).

Кодопреобразователь можно выполнить в виде комбинаторного цифрового автомата (КЦА), но его проектирование и реализация получаются достаточно сложными. Более целесообразным является использование в качестве КП оперативного или программируемого постоянного запоминающего устройства (ОЗУ или ППЗУ). При небольшом числе разрядов X применяются ОЗУ с линейной адресацией. При этом допускается или произвольное чередование X (ОЗУ с произвольной выборкой), или последовательное (ОЗУ с последовательной выборкой). На первом этапе (в режиме «запись») поочередно на ОЗУ подаются: на адресные шины — X , на информационные — $Y_{\text{кв}}(X)$; таким образом, в память ОЗУ вводится необходимый массив чисел $Y_{\text{кв}}(X)$. На втором (рабочем) этапе (в режиме «чтение») значения X подаются на адресные шины ОЗУ. При этом на выходе появляются необходимые кодовые комбинации $Y_{\text{кв}}(X)$.

Синтез ФЦАП сводится к расчету кодопреобразователя. Число разрядов ЛЦАП определяет число квантованных значений функции $Y(X)$ и, следовательно, систематическую погрешность преобразователя. Последовательность этапов расчета следующая:

- 1) для каждого $X \in (0, N_{\text{дискр}} - 1)$ вычисляется $f(X)$;
- 2) определяется $f^2(X)$;
- 3) вычисляется «энергия» сигнала $\sum_{X=0}^{N_{\text{дискр}}-1} f^2(X)$, необходимая для расчета относительной погрешности ФЦАП;
- 4) отыскивается максимальный модуль $|f(X)|_{\max} = \sqrt{f^2(X)_{\max}}$;
- 5) определяется значение нормирующего множителя q (8.5);
- 6) вычисляются нормированные значения $Y(X) = qf(X)$;
- 7) значения $Y(X)$ округляются (квантуются) до ближайшего целого числа $Y_{\text{кв}}(X)$;
- 8) вычисляется относительная средняя квадратическая систематическая погрешность ФЦАП за счет кодопреобразователя:

$$\delta_{\text{ФЦАП}} = \sqrt{\sum_{X=0}^{N_{\text{дискр}}-1} [Y(X) - Y_{\text{кв}}(X)]^2 / \sum_{X=0}^{N_{\text{дискр}}-1} f^2(X)};$$

9) полученная погрешность сравнивается с заданной; делается вывод об изменении (уточнении) числа m разрядов ЛЦАП; если число разрядов m необходимо изменить, то пп. 7, 8 пересчитываются;

10) если погрешность находится в заданных пределах, значения $Y_{\text{кв}}(X)$ преобразуют из десятичной системы счисления в двоичную (см. приложение 1).

В приложении 12 приведена программа расчета, разработанная для микрокалькуляторов «Электроника Б3-34», «Электроника МК-54», соответствующая выполнению пп. 1—8 предлагаемой методики. Вычисление $f(X)$ (п. 1) производится в подпрограмме, начиная с адреса 54 (по адресам 51—53 вычисляется очередное значение аргумента X).

Вычисление $f^2(X)$ (п. 2) происходит по адресам команд 02; 03. Пункт 3 обеспечивается адресами 04—06 программы. Определение максимального значения (п. 4) происходит в несколько циклов путем перебора всех возможных значений аргументов X (адреса команд 07—17). Вычисление нормирующего коэффициента (п. 5) производится по адресам 18—20. Нормированные точные значения функций $Y(X)$ (п. 6) вычисляются по адресам 21—27.

Округление $Y(X)$ (п. 7) производится командами с адресами 28—36. Вводится предварительная компенсация систематической погрешности округления: $Y(X) - 1/18$ (адреса 28—31). Вычисляется значение $10^7 + Y_{\text{кв}}(X)$ (адреса 32, 33). Вычисляется значение $Y_{\text{кв}}(X)$ (адреса 34, 35). Относительная средняя квадратическая систематическая погрешность кодопреобразователя ФЦАП (п. 8) рассчитывается в адресах 37—50 программы.

Контрольные вопросы

1. Какую зависимость тока от времени должен обеспечивать формирователь тока в генераторах пилообразного напряжения?
2. Назовите основные параметры генератора пилообразного напряжения.
3. Что называется коэффициентом нелинейности пилообразного напряжения?
4. Приведите схему ГПН на ОУ с последовательной ПОС.
5. Приведите схему ГПН на ОУ с параллельной ПОС.
6. Сравните между собой схемы ГПН на ОУ с последовательной и параллельной ПОС.
7. Нарисуйте эквивалентную схему отклоняющей катушки.
8. Какую форму напряжения нужно обеспечить на отклоняющей катушке для того, чтобы сформировать в ней ток пилообразной формы?
9. Какую форму тока нужно обеспечить в отклоняющей катушке с шунтирующим резистором для того, чтобы сформировать отклоняющий ток пилообразной формы?
10. Изобразите функциональную схему генератора временных функций с использованием ЦАП.
11. Приведите основные параметры ЦАП.
12. Каким образом обеспечивают одинаковую плотность эмиттерных токов в транзисторах источников тока различных разрядов интегральных ЦАП?
13. Какими мерами обеспечивают весовые множители разрядов источников тока интегральных ЦАП?
14. Какие ЦАП называются перемножающими?
15. Рассчитайте $Y_{\text{кв}}(X)$ для кодопреобразователя с четырьмя разрядами по входу ($N_{\text{дискр}} = 16$) и выходу ($m = 4$) при $f(X) = \sin(\pi X/8)$.

Глава 9

СЕЛЕКЦИЯ ИМПУЛЬСОВ

9.1. АМПЛИТУДНАЯ СЕЛЕКЦИЯ

Назначение и классификация импульсных селекторов. Селекторами называются устройства, выделяющие импульсы, соответствующие определенным требованиям. Селекторы предназначены для выделения полезных импульсных сигналов из помех.

В зависимости от того, какой параметр импульса (амплитуда, полярность, длительность, момент появления, частота повторения) подлежит анализу, селекторы разделяются на *амплитудные, временные, частотные*.

Сигналы на выходе селектора, как правило, должны иметь ту же форму, что и на входе. Однако в ряде случаев достаточно лишь регистрировать наличие импульсов, удовлетворяющих заданным признакам селекции. Последние, строго говоря, являются *квазиселекторами*.

Селекторы импульсов, амплитуда которых превышает определенную величину. Амплитудный селектор максимальной амплитуды, обнаруживающий импульсы, амплитуда которых $U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$ превышает пороговый уровень, строится на основе ограничителей снизу или компараторов (см. гл. 6). Аналогично можно построить и селектор минимальной амплитуды, используя ограничитель снизу и схему запрета [11].

Селекторы импульсов, амплитуда которых находится между двумя заданными уровнями. Известны селекторы, основанные на аналоговом принципе [11]. Ниже рассмотрим квазиселектор аналого-цифрового типа (рис. 9.1.).

Работа селектора заключается в следующем. Импульсы поступают на вход АЦП сигнала, в результате чего амплитуда преобразуется в двоичный код X . Этот двоичный код подается на два цифровых компаратора (ЦК1 , ЦК2), в которых происходит сравнение кода X с кодами максимальной (X_{max}) и минимальной (X_{min}) амплитуд сигналов. Если условия $X < X_{\text{max}}$ и $X > X_{\text{min}}$ выполняются одновременно, то на выходах обоих

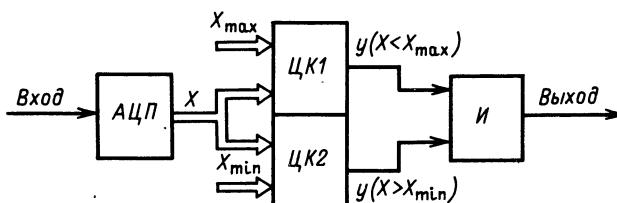


Рис. 9.1. Селектор импульсов, амплитуда которых находится между двумя заданными уровнями U_{min} и U_{max}

компараторов образуются логические 1, т. е. $y_1 = y_2 = 1$, которые, будучи поданы на схему I , дадут на ее выходе логическую 1, свидетельствующую о том, что амплитуда импульса на входе селектора отвечает необходимым условиям. В противном случае на выходе селектора будет формироваться логический 0.

Остановимся более подробно на аналого-цифровых преобразователях и цифровых компараторах, входящих в состав селектора.

Аналого-цифровой преобразователь параллельного счета. Среди различных видов АЦП наиболее быстродействующими являются АЦП параллельного счета [18]. В качестве примера рассмотрим 3-разрядный АЦП, предназначенный для работы в диапазоне входных напряжений 0—1,75 В (рис. 9.2) Аналогово-цифровой преобразователь состоит из резистивного делителя ($R1—R7$) опорного напряжения $E_{оп}$, регистра компараторов напряжений ($K1—K7$) и комбинационного цифрового автомата ($DD1—DD11$).

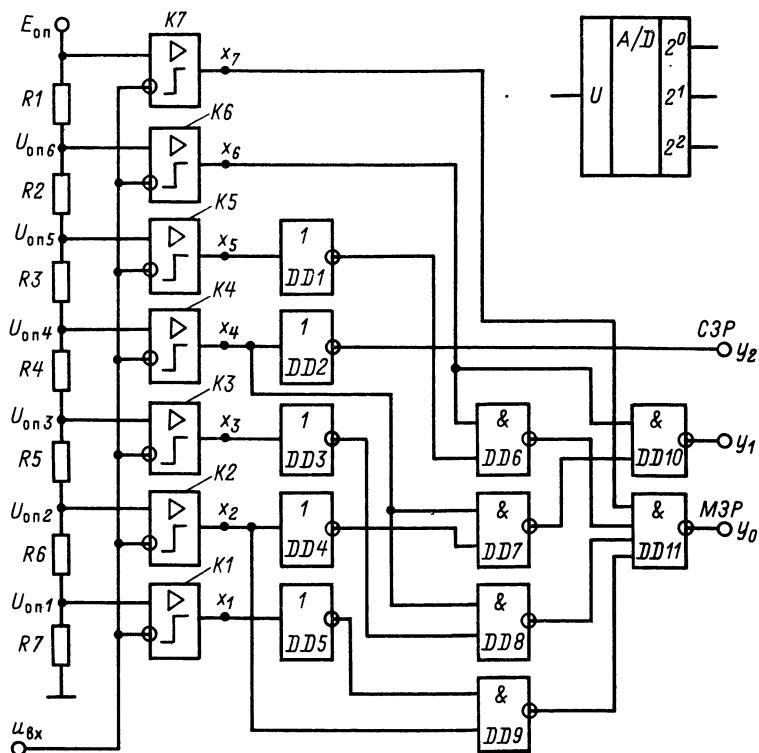


Рис. 9.2. Схема трехразрядного параллельного АЦП

Подлежащее преобразованию входное напряжение $U_{\text{вх}}$ подается параллельно на инвертирующие входы всех компараторов. С помощью резисторного делителя образуются семь опорных напряжений ($U_{\text{оп}1} - E_{\text{оп}}$), разбивающих весь диапазон преобразуемого напряжения 1,75 В на восемь поддиапазонов. Эти опорные напряжения подаются на прямые входы соответствующих компараторов. В зависимости от соотношения между входным сигналом $U_{\text{вх}}$ и опорными напряжениями на выходе регистра компараторов образуется совокупность двоичных символов ($x_1 - x_7$), являющаяся унитарным кодом (табл. 9.1).

Таблица 9.1. Таблица истинности параллельного трехразрядного АЦП

Номер поддиапазона	Условия на входе компараторов	x_7	x_6	x_5	x_4	x_3	x_2	x_1	y_2	y_1	y_0
0	$U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}1} = 0,125 \text{ В}$	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
1	$U_{\text{оп}1} < U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}2} = 0,375 \text{ В}$	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1
2	$U_{\text{оп}2} < U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}3} = 0,625 \text{ В}$	1	1	1	1	1	0	0	0	1	0
3	$U_{\text{оп}3} < U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}4} = 0,875 \text{ В}$	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1
4	$U_{\text{оп}4} < U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}5} = 1,125 \text{ В}$	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0
5	$U_{\text{оп}5} < U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}6} = 1,375 \text{ В}$	1	1	0	0	0	0	0	1	0	1
6	$U_{\text{оп}6} < U_{\text{вх}} < E_{\text{оп}} = 1,625 \text{ В}$	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
7	$E_{\text{оп}} < U_{\text{вх}}$	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1

Из табл. 9.1 видно, что при самом низком напряжении на выходе всех компараторов образуются логические 1. По мере увеличения входного напряжения компараторы постепенно переключаются в состояния логических 0. Чтобы унитарный код преобразовать в натуральный двоичный, используется комбинационный цифровой автомат.

Для его синтеза таблица истинности (табл. 9.1) дополняется справа (в столбцах y_2 , y_1 , y_0) натуральным двоичным кодом, показывающим номер поддиапазона, в котором находится входное напряжение.

Составим логические уравнения:

$$y_0 = \bar{x}_1 x_2 \vee \bar{x}_3 x_4 \vee \bar{x}_5 x_6 \vee \bar{x}_7;$$

$$y_1 = \bar{x}_2 x_4 \vee \bar{x}_6;$$

$$y_2 = \bar{x}_4.$$

Чтобы комбинационный цифровой автомат можно было реализовать на элементах Шеффера (I — HE), преобразуем уравнения по формуле Моргана:

$$y_2 = \overline{(\bar{x}_1 x_2)(\bar{x}_3 x_4)(\bar{x}_5 x_6)} x_7;$$

$$y_1 = \overline{(\bar{x}_2 x_4)} x_6.$$

Уравнение для y_2 остается без изменения. Схема на рис. 9.2 полностью соответствует этим уравнениям. Логические элементы $DD1$ — $DD5$ выполняют роль инверторов сигналов x_5 — x_1 ; элементы I — HE $DD6$ — $DD9$ производят операции, обозначенные в уравнениях в круглых скобках; элементы $DD10$, $DD11$ производят заключительные операции перемножения и инвертирования.

Цифровые компараторы. Рассмотрим в качестве примера 4-разрядный цифровой компаратор K555СП1 (рис. 9.3) [14]. Одиннадцать входов компаратора служат для подключения двух 4-разрядных слов $A0$ — $A3$, $B0$ — $B3$, подлежащих сравнению, и для управления компаратором. Управляющие входы $I(A < B)$, $I(A = B)$ и $I(A > B)$ могут быть использованы для наращивания разрядности компаратора. Предусмотрены три выхода результатов анализа: $A > B$, $A = B$ и $A < B$. Рассмотрим логические функции и структуру устройства.

В составе компаратора имеются четыре устройства, реализующих функцию равнозначности

$$y = A \diamond B = \overline{A \bar{B} \vee \bar{A} B}.$$

Эта функция характерна тем, что принимает значение $y=1$ только при условии $A=B$. Покажем, что одно из идентичных устройств (например, состоящее из элементов $DD1$ — $DD4$) реализует как раз эту функцию равнозначности.

На выходе элемента $DD1$ сигнал равен $\overline{A3.B3}$. Применим к этому выражению теорему Моргана:

$$\overline{A3.B3} = \overline{A3} \vee \overline{B3}.$$

Тогда сигнал на выходе элемента $DD2$ можно записать в виде

$$A3(\overline{A3} \vee \overline{B3}) = A3.\overline{A3} \vee A3.\overline{B3} = 0 \vee A3.\overline{B3} = A3.\overline{B3}.$$

Аналогично для выхода элемента $DD3$

$$B3(\overline{A3} \vee \overline{B3}) = B3.\overline{A3}.$$

На выходе элемента Пирса ($DD4$) сигнал выражается следующим образом:

$$\overline{A3.\overline{B3} \vee B3.\overline{A3}} = A3 \diamond B3,$$

т. е. соответствует функции равнозначности.

Располагая устройствами, реализующими функцию равнозначности по каждому разряду числа, легко получить устройство, индицирующее равенство

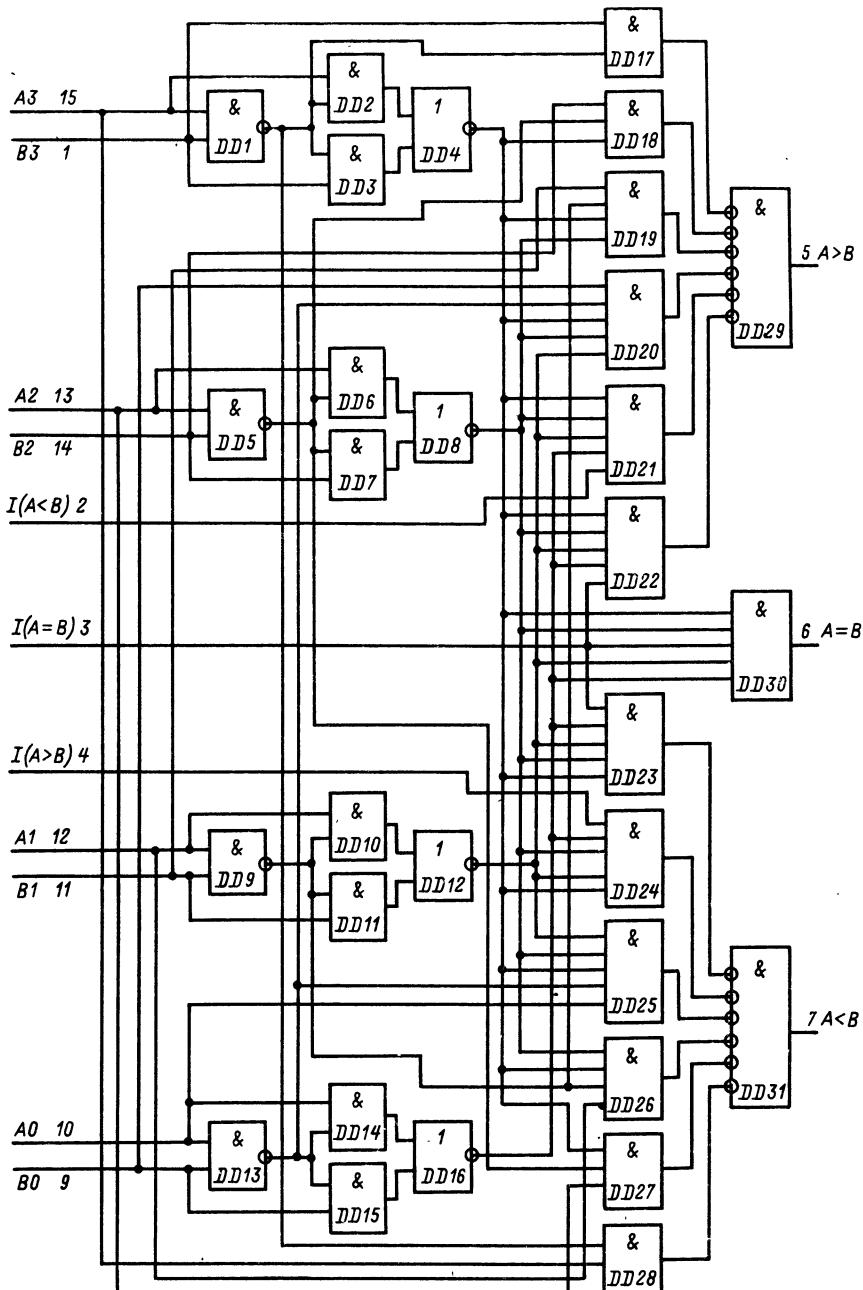


Рис. 9.3. Цифровой компаратор К555СП1

двух многоразрядных чисел $A = B$. Для этого необходимо перемножить между собой сигналы на выходах устройств равнозначности и это произведение умножить на входной сигнал управления $I(A=B)$:

$$z(A=B) = (A_3 \sim B_3)(A_2 \sim B_2)(A_1 \sim B_1)(A_0 \sim B_0)I(A=B).$$

Эта операция реализуется на элементе *DD30*.

Устройство, индицирующее выполнение условия $A > B$, оказывается более сложным. Помимо четырех устройств равнозначности оно включает в себя еще семь схем *И* (*DD17—DD22, DD29*). Устройство вырабатывает на выходе логическую 1, если не произошло ни одно из следующих событий:

1) цифра старшего разряда числа A оказалась меньше цифры старшего разряда числа B , т. е. $A_3 < B_3$, что возможно при $A_3=0$, $B_3=1$ или при $\overline{A_3} \cdot B_3=1$ (*DD17*);

2) при равенстве цифр старших разрядов чисел A и B (т. е. при $A_3=B_3$), $A_2 < B_2$, что возможно при

$$(A_3 \sim B_3)\overline{A_2} \cdot B_2 = 1(\text{DD18});$$

3) при $A_3=B_3$, $A_2=B_2$, $A_1 < B_1$, т. е. при

$$(A_3 \sim B_3)(A_2 \sim B_2)\overline{A_1} \cdot B_1 = 1(\text{DD19});$$

4) при $A_3=B_3$, $A_2=B_2$, $A_1=B_1$, $A_0 < B_0$, т. е. при

$$(A_3 \sim B_3)(A_2 \sim B_2)(A_1 \sim B_1)\overline{A_0} \cdot B_0 = 1(\text{DD20});$$

5) при попарном равенстве всех разрядов чисел A и B входной сигнал управления индикаций $I(A < B)=1$, т. е.

$$(A_3 \sim B_3)(A_2 \sim B_2)(A_1 \sim B_1)(A_0 \sim B_0)I(A < B) = 1(\text{DD21});$$

6) при попарном равенстве всех разрядов чисел A и B и входном сигнале управления индикацией $I(A=B)=1$, т. е.

$$(A_3 \sim B_3)(A_2 \sim B_2)(A_1 \sim B_1)(A_0 \sim B_0)I(A=B) = 1(\text{DD22}).$$

Объединив эти условия, можно записать в аналитическом виде следующую функцию:

$$\begin{aligned} z(A > B) = & \overline{\overline{A_3} \cdot B_3 \vee (A_3 \sim B_3)} \overline{A_2} \cdot B_2 \vee (A_3 \sim B_3)(A_2 \sim B_2)\overline{A_1} \cdot B_1 \vee (A_3 \sim B_3) \times \\ & \times (A_2 \sim B_2)(A_1 \sim B_1)\overline{A_0} \cdot B_0 \vee (A_3 \sim B_3)(A_2 \sim B_2)(A_1 \sim B_1)(A_0 \sim B_0)I(A < B) \vee \\ & \vee (A_3 \sim B_3)(A_2 \sim B_2)(A_1 \sim B_1)(A_0 \sim B_0)I(A=B). \end{aligned}$$

Применяя к этому выражению теорему Моргана, приходим к окончательному виду, согласованному с электрической схемой, изображенной на рис. 9.3 (*DD29*):

$$\begin{aligned} z(A > B) = & \overline{\overline{A_3} \cdot B_3} \cdot (A_3 \sim B_3) \overline{A_2} \cdot B_2 \cdot (A_3 \sim B_3)(A_2 \sim B_2)\overline{A_1} \cdot B_1 \cdot (A_3 \sim B_3) \times \\ & \times (A_2 \sim B_2)(A_1 \sim B_1)\overline{A_0} \cdot B_0 \cdot (A_3 \sim B_3)(A_2 \sim B_2)(A_1 \sim B_1)(A_0 \sim B_0) \times \\ & \times I(A < B) \cdot (A_3 \sim B_3)(A_2 \sim B_2)(A_1 \sim B_1)(A_0 \sim B_0)I(A=B). \end{aligned}$$

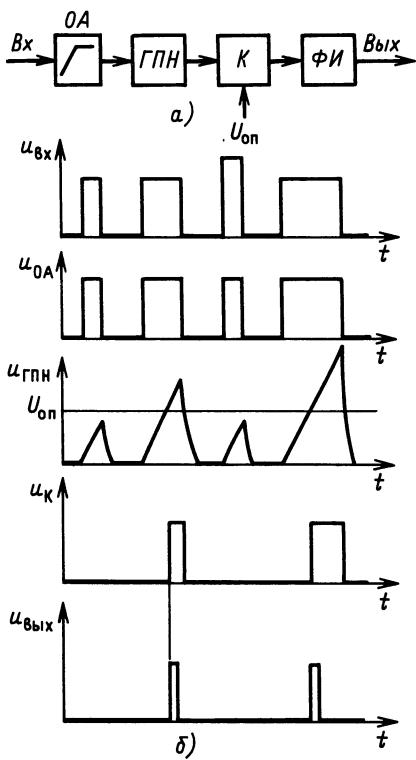


Рис. 9.4. Селектор импульсов максимальной длительности, основанный на применении интегрирующей цепи:
а—схема; б—временные диаграммы

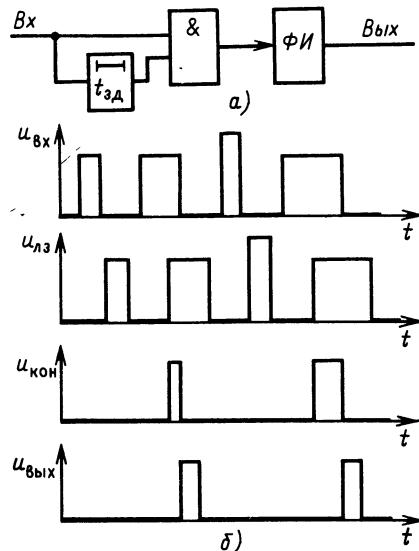


Рис. 9.5. Селектор импульсов максимальной длительности, основанный на применении линий задержки:
а—схема; б—временные диаграммы

Аналогично составляются аналитическое выражение и схема, его реализующая, для условия $A < B$ ($DD23 - DD28, DD31$):

$$z(A < B) = \overline{A3 \cdot \overline{B3} \cdot (A3 \sim B3)} \overline{A2 \cdot \overline{B2} \cdot (A3 \sim B3)(A2 \sim B2)} \overline{A1 \cdot \overline{B1} \cdot (A3 \sim B3) \times} \\ \times \overline{(A2 \sim B2)(A1 \sim B1) A0 \cdot \overline{B0}} \overline{(A3 \sim B3)(A2 \sim B2)(A1 \sim B1)(A0 \sim B0) \times} \\ \times I(A > B) (A3 \sim B3)(A2 \sim B2)(A1 \sim B1)(A0 \sim B0) I(A = B).$$

Способы объединения цифровых компараторов с целью увеличения разрядности показаны в [14].

9.2. СЕЛЕКЦИЯ ИМПУЛЬСОВ ПО ДЛИТЕЛЬНОСТИ И ЧАСТОТЕ

Селекция импульсов максимальной длительности ($T_u > T_{\min}$) с интегрирующей цепью и амплитудным селектором. Целью селекции является обнаружение импульсов, длительности которых превышают заданные, т. е. $T_u > T_{\text{зад}}$. Это, как правило, необходимо для выделения маркерных сигналов, предшес-

ствующих информационным. Принцип селекции (рис. 9.4) заключается в предварительном выравнивании всех импульсов по амплитуде амплитудным ограничителем сверху (ОА), интегрировании сигналов генераторами пилообразного напряжения (ГПН) (при этом импульсы модулируются по амплитуде пропорционально их длительности), сравнении с опорным напряжением $U_{\text{оп}}$ с помощью компаратора (К) и формировании прямоугольного выходного сигнала формирователем импульсов (ФИ).

Ограничитель амплитуды необходим для того, чтобы короткий, но большой по амплитуде импульс не смог быть принятным за широкий сигнал. Опорное напряжение $U_{\text{оп}}$, подаваемое на компаратор, задается таким, чтобы напряжение на выходе ГПН достигало этого уровня к моменту окончания импульса минимальной длительности $T_{\text{i min}}$, которую надо превысить. Поскольку на выходе компаратора импульсы промодулированы по длительности, формирователь импульсов приводит выходные сигналы к стандартному виду, удобному для получателя.

Селекция импульсов максимальной длительности с линией задержки и конъюнктором основана на том, что входные импульсы задерживаются на минимальную длительность T_{min} , поступают одновременно с незадержанными на конъюнктор (рис. 9.5). Если длительность входного импульса не превышает минимальную, то на выходе конъюнктора сигнал не образуется; если превышает, то получается сигнал с длительностью, равной разности $T_{\text{i}} - T_{\text{з.д.}}$. Для стандартизации выходных импульсов по длительности используется, как и в предыдущем случае, ФИ.

Принцип селекции импульсов минимальной длительности ($T_{\text{i}} < T_{\text{max}}$) с линией задержки и элементом запрета поясняется рис. 9.6. Длительность задержки в линии выбирается равной T_{max} . Схема является развитием предыдущей, где вместо конъюнктора применен элемент запрета, в качестве дополнения применен формирователь коротких импульсов ФИ1 после

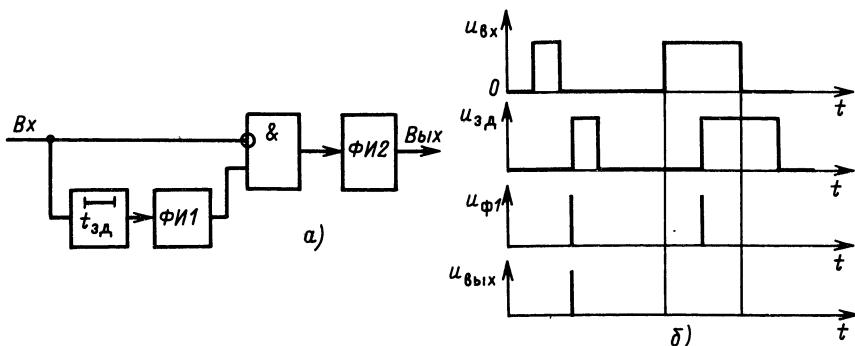


Рис. 9.6. Селектор импульсов минимальной длительности, основанный на применении линии задержки

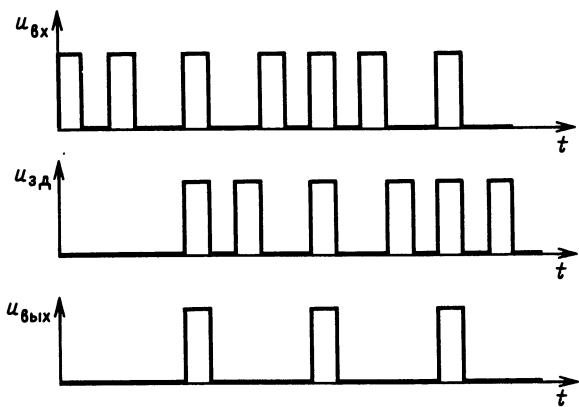


Рис. 9.7. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы селектора частоты повторения импульсов

линии задержки. Если длительность входного импульса превышает длительность задержки, то импульс, сформированный $\Phi I 1$, оказывается запрещенным входным импульсом и на выход квазиселектора не проходит.

Селектор импульсов с заданной частотой повторения. Схема, изображенная на рис. 9.5, а, позволяет из последовательности входных импульсов выделять те импульсы, которые имеют период повторения, равный длительности задержки (рис. 9.7). Таким образом подавляются импульсы асинхронных помех.

Контрольные вопросы

1. В чем заключается назначение селекторов импульсов?
2. По каким основным признакам классифицируются селекторы?
3. Нарисуйте схему и с помощью временных диаграмм объясните работу селектора импульсов максимальной амплитуды.
4. По схеме селектора импульсов, амплитуда которых находится в заданных пределах, объясните его работу.
5. Объясните работу АЦП параллельного счета.
6. Выведите логическую функцию $z(A=B)$ цифрового компаратора.
7. Объясните работу селектора импульсов максимальной длительности с интегрирующей цепью и амплитудным селектором.
8. Нарисуйте схему селектора импульсов максимальной длительности с использованием линии задержки и поясните ее работу временными диаграммами.
9. Нарисуйте схему селектора импульсов минимальной длительности с использованием линии задержки и поясните ее работу временными диаграммами.
10. Изобразите схему селектора импульсов с заданной частотой повторения и поясните ее работу временными диаграммами.

Приложения

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ПРОГРАММА ПЕРЕВОДА ДЕЙСТВИТЕЛЬНЫХ ЦЕЛЫХ ЧИСЕЛ ИЗ ДЕСЯТИЧНОЙ СИСТЕМЫ СЧИСЛЕНИЯ В ДВОИЧНУЮ С ПОМОЩЬЮ МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРОВ «ЭЛЕКТРОНИКА Б3-34» И «ЭЛЕКТРОНИКА МК-54»

Адрес	Нажимаемые клавиши	Код операции	Содержание операции
00	F X<0	5C	Проверка знака введенного числа
01	0 6	06	Адрес команды в случае, если число оказывается положительным или равным 0
02	1	01	Вызов 1
03	Π A	4-	Запись 1 в регистр А знакового разряда
04	X [→] Y	14	Вызов введенного числа
05	/ - /	OL	Взятие модуля отрицательного числа
06	2	02	Запись числа 2 (основание новой системы счисления)
07	÷	13	Вычисление частного от деления
08	Π B	4L	Запись результата в регистр B
09	ИП C	6C	Вызов номера предыдущего разряда двоичного числа
10	1	01	Запись единицы
11	+	10	Определение текущего номера разряда двоичного числа
12	Π C	4C	Запись текущего номера разряда в регистр C
13	ИП B	6L	Вызов частного от деления из регистра B
14	4	04	Запись числа 4
15	F 1/X	23	Вычисление 0,25
16	—	11	Смещение частного от деления на 0,25
17	ИП 9	69	Вызов числа 10 ⁷ из регистра 9
18	+	10	Сложение со смещенным частным от деления
19	ИП 9	69	Вызов числа 10 ⁷ из регистра 9
20	—	11	Вычисление целой части частного от деления
21	Π 0	40	Запись целой части частного от деления в регистр 0
22	ИП B	6L	Вызов частного от деления из регистра B
23	—	11	Вычисление дробной части частного от деления
24	F X≠0	57	Анализ дробной части
25	3 1	31	Адрес команды перехода программы на случай, если дробная часть равна нулю

Адрес	Нажимаемые клавиши	Код операции	Содержание операции
26	ИП D	6Г	Вызов младших разрядов двоичного числа из регистра D
27	ИП С	6С	Вызов номера текущего разряда двоичного числа
28	F 10 ^x	15	Вычисление текущего разряда двоичного числа
29	+	10	Вычисление К разрядов двоичного числа
30	Π Д	4Г	Запись К разрядов двоичного числа в регистр D
31	ИП 0	60	Вызов целой части частного от деления из регистра 0
32	F X=0	5Е	Проверка целой части на равенство ее 0
33	0 6	06	Адрес команды в случае, если целая часть частного от деления не равна 0
34	ИП 9	69	Вызов числа 10^7 из регистра 9
35	ИП А	6-	Вызов цифры знакового разряда из регистра A
36	×	12	Вычисление знакового разряда двоичного числа
37	ИП D	6Г	Вызов значения модуля двоичного числа из регистра D
38	+	10	Образование двоичного числа с учетом знакового разряда
39	С/П	50	Останов программы, индикация результата

Инструкция. Ввести: 0 — в регистры А (знаковый разряд) и D — оперативный (значащие разряды); —1 — в регистр С — оперативный (номер текущего разряда двоичного числа); 10 — в регистр 9 (вспомогательное число для выделения целой части частного от деления); число, подлежащее преобразованию из десятичной системы в двоичную, в регистр Х. Оуществить пуск программы нажатием клавиши В/О и С/П.

Максимальное положительное число, подлежащее преобразованию, равно 255_{10} , максимальное отрицательное число — -127_{10} . Максимальное время счета по программе равно 1 мин 10 с. Регистр 0 — оперативный (целая часть частного от деления), регистр В — оперативный (частное от деления).

ПРИЛОЖЕНИЕ 2. ПРОГРАММА РАСЧЕТА НА МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРАХ ТИПА «ЭЛЕКТРОНИКА Б3-34» И «ЭЛЕКТРОНИКА МК-54» ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ИНТЕГРИРУЮЩЕЙ RC-ЦЕПИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ТРАПЕЦЕИДАЛЬНЫХ ОДНОЧНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Адрес	Нажимаемые клавиши	Код операции	Содержание операции
	F ПРГ		Перевод калькулятора в режим программирования
00	ИП 1	61	Вызов T_ϕ из регистра 1
01	ИП 9	69	Вызов T_i из регистра 9
02	—	11	Вычисление разности $T_\phi - T_i$
03	Π А	4-	Запись разности в регистр А
04	F X<0	5C	Проверка условия окончания фронта
05	2 8	28	Адрес подпрограммы вычисления $U_{C\phi}(T_i)$

Адрес	Нажимаемые клавиши	Код операции	Содержание операции
06	ИП 2	62	Вызов T_b из регистра 2
07	+	10	Вычисление $T_\phi - T_i + T_b$
08	Π В	4L	Запись суммы в регистр В
09	F X < 0	5C	Проверка условия окончания вершины
10	4 4	44	Адрес подпрограммы вычисления $U_{C_B}(T_i)$
11	ИП 3	63	Вызов T_c из регистра 3
12	+	10	Вычисление $T_\phi - T_i + T_b + T_c$
13	F X < 0	5C	Проверка условия окончания среза
14	5 7	57	Адрес подпрограммы вычисления $U_{C_C}(T_i)$
15	ИП 8	68	Вызов τ из регистра 8
16	÷	13	Вычисление отношения $(T_\phi + T_b + T_c - T_i)/\tau$
17	F e^x	16	Вычисление $\exp [(T_\phi + T_b + T_c - T_i)/\tau]$
18	ИП 7	67	Вызов $U_{C_C}(T_\phi + T_b + T_c)$ из регистра 7
19	×	12	Вычисление $U_{C_B}(T_i)$
20	C/П	50	Останов программы. Индикация результата $U_C(T_i)$
21	ИП 9	69	Вызов T_i из регистра 9
22	C/П	50	Останов программы. Индикация T_i
23	ИП 0	60	Вызов ΔT из регистра 0
24	+	10	Вычисление нового значения T_i
25	Π 9	49	Запись нового значения T_i в регистр 9
26	БП	51	Команда безусловного перехода к началу программы
27	0 0	00	Адрес команды безусловного перехода
28	ИП 9	69	Вызов T_i из регистра 9
29	ИП 8	68	Вызов τ из регистра 8
30	÷	13	Вычисление отношения T_i/τ
31	↑	0E	Запись T_i/τ в регистр Y
32	/ - /	0L	Изменение знака отношения
33	F e^x	16	Вычисление $\exp(-T_i/\tau)$
34	+	10	Вычисление суммы $\exp(-T_i/\tau) + T_i/\tau$
35	1	01	Запись 1
36	-	11	Вычисление $\exp(-T_i/\tau) + T_i/\tau - 1$
37	ИП 8	68	Вызов τ из регистра 8
38	×	12	Вычисление произведения $\tau [\exp(-T_i/\tau) + T_i/\tau - 1]$
39	ИП 1	61	Вызов T_ϕ из регистра 1
40	÷	13	Вычисление $U_{C_\phi}(T_i)$
41	Π 5	45	Запись $U_{C_\phi}(T_i)$ в регистр 5
42	БП	51	Команда безусловного перехода на индикацию результата
43	2 0	20	Адрес команды безусловного перехода
44	ИП А	6-	Вызов $T_\phi - T_i$ из регистра A
45	ИП 8	68	Вызов τ из регистра 8
46	÷	13	Вычисление $(T_\phi - T_i)/\tau$
47	F e^x	16	Вычисление $\exp [(T_\phi - T_i)/\tau]$
48	ИП 5	65	Вызов $U_{C_\phi}(T_\phi)$ из регистра 5
49	1	01	Запись 1
50	-	11	Вычисление $U_{C_\phi}(T_\phi) - 1$
51	×	12	Вычисление $[U_{C_\phi}(T_\phi) - 1] \times \exp [(T_\phi - T_i)/\tau]$

Адрес	Нажимаемые клавиши	Код операции	Содержание операции
52	1	01	Запись 1
53	+	10	Вычисление $U_{C_B}(T_i)$
54	Π 6	46	Запись $U_{C_B}(T_i)$ в регистр 6
55	БП	51	Команда безусловного перехода на индикацию результата
56	2 0	20	Адрес команды безусловного перехода
57	ИП 6	66	Вызов $U_{C_B}(T_\phi + T_\psi)$ из регистра 6
58	ИП 8	68	Вызов τ из регистра 8
59	ИП 3	63	Вызов T_c из регистра 3
60	÷	13	Вычисление τ/T_c
61	—	11	Вычисление $U_{C_B}(T_\phi + T_\psi) - \tau/T_c$
62	1	01	Запись 1
63	—	11	Вычисление $U_{C_B}(T_\phi + T_\psi) - \tau/T_c - 1$
64	ИП В	6L	Вызов $T_\phi + T_\psi - T_i$ из регистра В
65	ИП 8	68	Вызов τ из регистра 8
66	÷	13	Вычисление $(T_\phi + T_\psi - T_i)/\tau$
67	F e^x	16	Вычисление $\exp[(T_\phi + T_\psi - T_i)/\tau]$
68	×	12	Вычисление $\exp[(T_\phi + T_\psi - T_i)/\tau] \times [U_{C_B}(T_\phi + T_\psi) - \tau/T_c - 1]$
69	ИП В	6L	Вызов $T_\phi + T_\psi - T_i$ из регистра В
70	ИП 8	68	Вызов τ из регистра 8
71	+	10	Вычисление $T_\phi + T_\psi - T_i + \tau$
72	ИП 3	63	Вызов T_c из регистра 3
73	÷	13	Вычисление $(T_\phi + T_\psi - T_i + \tau)/T_c$
74	+	10	Вычисление суммы результатов операций 68 и 73.
75	1	01	Запись 1
76	+	10	Вычисление $U_{C_C}(T_i)$
77	Π 7	47	Запись результата в регистр 7
78	БП	51	Команда безусловного перехода на индикацию результата
79	2 0	20	Адрес безусловного перехода
80	F АВТ B/O		Перевод микрокалькулятора в режим вычисления по программе. Установ программы в начало.

Регистры: 0 → ΔT ; 1 → T_ϕ ; 2 → T_ψ ; 3 → T_c ; 5 → U_{C_ϕ} ; 6 → U_{C_B} ; 7 → U_{C_C} ; 8 → τ ; 9 → T_i ; A, B — оперативные.

Инструкция. В регистры 0—3, 8 записать параметры сигнала и цепи, в регистр 9 записать 0. Начать счет по программе, нажав клавишу С/П.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3. ПРОГРАММА РАСЧЕТА НА МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРАХ ТИПА «ЭЛЕКТРОНИКА Б3-34» И «ЭЛЕКТРОНИКА МК-54» ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕЙ RC-ЦЕПИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ТРАПЕЦИДАЛЬНЫХ ОДНОЧНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Адрес	Нажимаемые клавиши	Код операции	Содержание операций
	F ПРГ		Перевод калькулятора в режим программирования
00	ИП 1	61	Вызов T_ϕ из регистра 1
01	ИП 9	69	Вызов T_i из регистра 9
02	—	11	Вычисление разности $T_\phi - T_i$
03	Π A	4—	Запись $T_\phi - T_i$ в регистр А
04	F X < 0	5C	Проверка условия окончания фронта
05	2 8	28	Адрес подпрограммы вычисления $U_{R\Phi}(T_i)$
06	ИП 2	62	Вызов T_b из регистра 2
07	+	10	Вычисление $T_\phi + T_b - T_i$
08	Π B	4L	Запись результата в регистр В
09	F X < 0	5C	Проверка условия окончания вершины
10	4 3	43	Адрес подпрограммы вычисления $U_{Rb}(T_i)$
11	ИП 3	63	Вызов T_c из регистра 3
12	+	10	Вычисление $T_\phi + T_b + T_c - T_i$
13	F X < 0	5C	Проверка условия окончания среза
14	5 2	52	Адрес подпрограммы вычисления $U_{Rc}(T_i)$
15	ИП 8	68	Вызов τ из регистра 8
16	÷	13	Вычисление отношения $(T_\phi + T_b + T_c - T_i)/\tau$
17	F e ^x	16	Вычисление $\exp[(T_\phi + T_b + T_c - T_i)/\tau]$
18	ИП 7	67	Вызов $U_{Rc}(T_\phi + T_b + T_c)$ из регистра 7
19	×	12	Вычисление $U_{Rn}(T_i)$
20	C/П	50	Останов программы. Индикация результата
21	ИП 9	69	Вызов T_i из регистра 9
22	C/П	50	Останов программы. Индикация T_i
23	ИП 0	60	Вызов ΔT из регистра 0
24	+	10	Вычисление нового значения T_i
25	Π 9	49	Запись нового значения T_i в регистр 9
26	БП	51	Команда безусловного перехода к началу программы
27	0 0	00	Адрес команды безусловного перехода
28	ИП 9	69	Вызов T_i из регистра 9
29	ИП 8	68	Вызов τ из регистра 8
30	÷	13	Вычисление T_i/τ
31	/—/	0L	Изменение знака
32	F e ^x	16	Вычисление $\exp(-T_i/\tau)$
33	1	01	Запись 1
34	—	11	Вычисление разности $\exp(T_i/\tau) - 1$
35	/—/	0L	Изменение знака разности
36	ИП 1	61	Вызов T_ϕ из регистра 1
37	÷	13	Вычисление отношения $[1 - \exp(-T_i/\tau)]/T_\phi$
38	ИП 8	68	Вызов τ из регистра 8
39	×	12	Вычисление $U_{R\Phi}(T_i)$

Продолжение прилож. 3

Адрес	Нажимаемые клавиши	Код операции	Содержание операций
40	П 5	45	Запись $U_{R\phi}(T_i)$ в регистр 5
41	БП	51	Команда безусловного перехода на индикацию результата
42	2 0	20	Адрес команды безусловного перехода
43	ИП А	6—	Вызов $T_\phi - T_i$ из регистра А
44	ИП 8	68	Вызов τ из регистра 8
45	÷	13	Вычисление $(T_\phi - T_i)/\tau$
46	e^x	16	Вычисление $\exp[(T_\phi - T_i)/\tau]$
47	ИП 5	65	Вызов $U_{R\phi}(T_\phi)$ из регистра 5
48	×	12	Вычисление $U_{R\phi}(T_i)$
49	П 6	46	Запись $U_{R\phi}(T_i)$ в регистр 6
50	БП	51	Команда безусловного перехода на индикацию результата
51	2 0	20	Адрес команды безусловного перехода
52	ИП В	6L	Вызов $T_\phi + T_b - T_i$
53	ИП 8	68	Вызов τ из регистра 8
54	÷	13	Вычисление $(T_\phi + T_b - T_i)/\tau$
55	$F e^x$	16	Вычисление $\exp[(T_\phi + T_b - T_i)/\tau]$
56	ИП 6	66	Вызов $U_{Rb}(T_\phi + T_b)$ из регистра 6
57	ИП 8	68	Вызов τ из регистра 8
58	ИП 3	63	Вызов T_c из регистра 3
59	÷	13	Вычисление τ/T_c
60	П А	4—	Запись τ/T_c в регистр А
61	+	10	Вычисление $U_{Rb}(T_\phi + T_b) + \tau/T_c$
62	×	12	Вычисление $\exp[(T_\phi + T_b - T_i)/\tau] \times$ $\times [U_{Rb}(T_b) + \tau/T_c]$
63	ИП А	6—	Вызов τ/T_c из регистра А
64	—	11	Вычисление $U_{Rc}(T_i)$
65	П 7	47	Запись результата в регистр 7
66	БП	51	Команда безусловного перехода на индикацию результата
67	2 0	20	Адрес команды безусловного перехода
68	F ABT		Переключение микрокалькулятора в режим вычисления по программе
	B/0		Установ программы в начало

Регистры и инструкция. Тоже, что и в приложении 2.

ПРИЛОЖЕНИЕ 4. ПАРАМЕТРЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ [1, 3]

Параметр	К140УД7	К140УД11	К140УД13	К140УД14	К284УД1	КМ551УД1	К553УД5	К574УД1Б
Коэффициент усиления K_U , В/мВ	50	50	10	50	20	500	1000	50
Напряжение смещения нуля E_{cm} , мВ	4	4	0,5	2	10	1,5	1	50

Параметр	К140УД7	К140УД11	К140УД13	К140УД14	К284УД1	КМ551УД1	К553УД5	К574УДБ
Дрейф напряжения смещения $\Delta E_{см}/\Delta T$, мкВ/°C	6	—	—	—	50	—	—	—
Входные токи $I_{вх}$, нА	200 50	250 200	0,5 0,2	2 0,2	1	100 20	100 20	0,5 0,2
Разность входных токов $\Delta I_{вх}$, нА	—	—	—	—	—	—	—	—
Дрейф разности входных токов $\Delta \Delta I_{вх}/\Delta T$, нА/°C	0,4	—	—	—	—	1	1	—
Частота единичного усиления f_1 , МГц	0,8	15	—	—	—	—	—	10
Скорость нарастания выходного напряжения $v_{u_{вых}}$, В/мкс	До 10	+50 -20	—	—	—	—	—	50
Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ос. сф. дБ}$	-70	—	-90	—	-60	-100	-100	-60
Максимальный выходной ток $I_{выхmax}$, мА	20	±k*	—	2	5,1k*	2k*	2k*	5(2k*)
Максимальное выходное напряжение $U_{выхmax}$, В	11,5	10	1	13	5	10	10	10
Максимальное входное напряжение $U_{вхmax}$, В	12	10	10	—	—	5	—	10
Максимальное входное синфазное напряжение $U_{вх. сф max}$, В	11	11	10	15	5	13,5	13,5	10
Напряжение источника питания $E_{и.п.}$, В	±15	±15	±15	±15	±9	±15	±15	±15
Ток потребления $I_{потреб}$, мА	2,8	8	10	—	—	5	3,5	8
Коэффициент влияния источника питания $K_{вл. и.п.}$, мкВ/В	—	—	—	—	—	10	20	—

* Приведено минимальное сопротивление нагрузки.

ПРИЛОЖЕНИЕ 5. ПРОГРАММА РАСЧЕТА ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОКАСКАДНЫХ ИУ НА ПРОГРАММИРУЕМЫХ МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРАХ «ЭЛЕКТРОНИКА Б3-34» И «ЭЛЕКТРОНИКА МК-54»

Адрес	Нажимаемые клавиши	Код операции	Содержание операции
00	F ПРГ К ИП 4	Г4	Перевод микрокалькулятора в режим программирования Модификация содержимого регистра $4:k \rightarrow k+1$
01	ИП 4	64	Вызов нового значения k из регистра 4

Продолжение прилож. 5

Адрес	Нажимаемые клавиши	Код операции	Содержание операции
02	ИП 0	60	Вызов шага дискретизации Δx из регистра 0
03	\times	12	Вычисление $x = k\Delta x = t/\tau_b$
04	П 5	45	Запись числа x в регистр 5
05	С/П	50	Останов программы. Индикация значения $x = t/\tau_b$
06	К ИП 3	Г3	Модификация содержимого регистра $3:i \rightarrow i-1$
07	ИП 3	63	Вызов нового значения i из регистра 3
08	F X ≠ 0	57	Проверка, не достигло ли i нулевого значения
09	2 7	27	Адрес начала последнего участка программы
10	П 2	42	Запись i в регистр 2
11	ИП 5	65	Вызов t/τ_b из регистра 5
12	F X ^y	24	Вычисление $(t/\tau_b)^i$
13	ИП 2	62	Вызов i из регистра 2
14	÷	13	Деление предыдущего результата на i
15	П 6	46	Запись результата деления в регистр 6
16	К ИП 2	Г2	Модификация содержимого регистра $2:i \rightarrow i-1$
17	ИП 6	66	Вызов содержимого регистра 6
18	ИП 2	62	Вызов содержимого регистра 2
19	F X=0	5E	Проверка содержимого регистра 2 на 0
20	1 4	14	Адрес перехода при условии, что содержимое регистра 2 не равно 0
21	ИП 6	66	Вызов содержимого регистра 6: $(t/\tau_b)^i/(i)!$
22	ИП 7	67	Вызов \sum из регистра 7
23	+	10	Вычисление новой суммы
24	П 7	47	Запись новой суммы в регистр 7
25	БП	51	Команда безусловного перехода
26	0 6	06	Адрес команды безусловного перехода
27	ИП 5	65	Вызов $x = t/\tau_b$ из регистра 5
28	/—/	0L	Изменение знака при x
29	F e ^x	16	Вычисление $\exp(-t/\tau_b)$
30	ИП 7	67	Вызов $\sum_{i=0}^{n-1} (t/\tau_b)^i/(i)!$
31	×	12	Вычисление $\exp(-t/\tau_b) \sum_{i=0}^{n-1} (t/\tau_b)^i/(i)!$
32	/—/	0L	Изменение знака предыдущего результата
33	1	01	Запись 1
34	+	10	Вычисление переходной характеристики $h_{в,п}(t/\tau_b)$
35	С/П	50	Останов программы. Индикация результата
36	1	01	Вызов 1
37	П 7	47	Запись 1 в регистр 7
38	ИП 1	61	Вызов n из регистра 1
39	П 3	43	Запись n в регистр 3
40	БП	51	Команда безусловного перехода на новое t/τ_b

Адрес	Нажимаемые клавиши	Код операции	Содержание операции
41	0 0	00	Адрес команды безусловного перехода
42	F ABT B/O		Перевод калькулятора в режим счета по программе

Регистры: 0→Δx; 1→n; 2—4—оперативные; 5→t/t_n; 6, 7—оперативные.

Инструкция. Установить начальные значения в регистры: Δx—в регистр 0; n—в регистры 1 и 3; 0—в регистр 4; 1—в регистр 7. Установить программу в начало, нажав клавишу В/О. Осуществить пуск программы, нажав клавишу С/П. Попеременно снимать показания x и h_{в.п}(x), нажимая клавишу С/П.

ПРИЛОЖЕНИЕ 6. ПРОГРАММА РАСЧЕТА НА МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРЕ «ЭЛЕКТРОНИКА Б3-34» ДЛИТЕЛЬНОСТИ ФРОНТА СИГНАЛА $T_{\phi, \text{сигн}}$ ПО ДЛИТЕЛЬНОСТИ ФРОНТА $T_{\phi, \text{изм}}$, ИЗМЕРЕННОГО НА ЭКРАНЕ ОСЦИЛЛОГРАФА С ВЕРХНЕЙ ГРАНИЧНОЙ ЧАСТОТОЙ УСИЛИТЕЛЯ ВЕРТИКАЛЬНОГО ОТКЛОНЕНИЯ ЛУЧА $F_{\text{в. осц}}$

Адрес	Нажимаемые клавиши	Код операции	Содержание операции
00	F ПРГ		Установка микрокалькулятора в режим программирования
	ИП 1	61	Вызов начального значения $X = T_{\phi, \text{изм}} F_{\text{в. осц}}$ из регистра 1
01	С/П	50	Останов программы. Индикация $T_{\phi, \text{изм}} F_{\text{в. осц}}$
02	F X ²	22	Вычисление $(T_{\phi, \text{изм}} F_{\text{в. осц}})^2$
03	ИП 2	62	Вызов числа 0,1225 из регистра 2
04	—	11	Вычисление $(T_{\phi, \text{изм}} F_{\text{в. осц}})^2 - 0,1225$
05	F √	21	Вычисление $Y = T_{\phi, \text{сигн}} F_{\text{в. осц}}$
06	С/П	50	Останов программы. Индикация $T_{\phi, \text{сигн}} F_{\text{в. осц}}$
07	ИП 1	61	Вызов $T_{\phi, \text{изм}} F_{\text{в. осц}}$ из регистра 1
08	÷	13	Вычисление $T_{\phi, \text{сигн}} / T_{\phi, \text{изм}}$
09	F 1/X	23	Вычисление $T_{\phi, \text{изм}} / T_{\phi, \text{сигн}}$
10	1	01	Запись 1
11	—	11	Вычисление относительной погрешности в относительных единицах
12	ИП 3	63	Вызов 100 из регистра 3
13	×	12	Вычисление относительной погрешности, %
14	С/П	50	Останов программы. Индикация δ, %
15	ИП 1	61	Вызов $T_{\phi, \text{изм}} F_{\text{в. осц}}$ из регистра 1
16	ИП 0	60	Вызов приращения Δx из регистра 0
17	+	10	Вычисление нового значения $T_{\phi, \text{изм}} F_{\text{в. осц}}$
18	П 1	41	Запись нового значения $T_{\phi, \text{изм}} F_{\text{в. осц}}$ в регистр 1
19	БП	51	Команда безусловного перехода
20	0 1	01	Адрес команды безусловного перехода
21	F ABT B/O		Переход микрокалькулятора в режим счета по программе. Установка программы в начало

Регистры: 0→Δx; 1→X = $T_{\phi, \text{изм}} F_{\text{в. осц}}$; 2→0,1225; 3→100.

Инструкция. Запись во все регистры соответствующих данных (в регистр 1 записать $X_{\text{нач}} = 0,4$). Нажимая последовательно клавишу С/П, снимать показания X, $T_{\phi, \text{сигн}} F_{\text{в. осц}}$ и δ, %

ПРИЛОЖЕНИЕ 7. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ИМПУЛЬСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

Тип ИС	K_U	f_u , кГц	f_v , кГц	$U_{вых}$, В	E_u п. ном., В
КР119УН1	2–5	5	100	0,7	$\pm 6,3$
КР119УН2	7–13	5	200	0,7	$\pm 6,3$
КР1УН231А	300–500	0,02	100	0,5	$+ 6,3$
К148УН1	100–200	0,03	20	5,5	± 12
К237УН2	70–140	0,03	15 000	3,5	12
К118УН1Д	800	—	5000	7,0–9,6	$\pm 12,6$
К118УН2В	40	—	—	3,8–5,5	$+ 6,3$
К118УП1А(Б)	900(1300)	—	—	3,8–5,5	$+ 6,3$
К118УП1В(Г)	1500(2000)	—	—	8–11	$+ 12,6$
КР119УЕ1	0,7	20	2000	0,5	$\pm 3,0$
4284УЕ1	0,97	0,02	500	1,0	± 6
КР119УИ1	4–10	0,3	500	2,0	$+ 6,3$

Продолжение прилож. 7

Тип ИС	$I_{потреб}$, мА	R_{bx} , кОм	$R_{вых}$, кОм	$P_{вых}$, Вт	$U_{ш}$, мкВ	C_{bx} , пФ
КР119УН1	2,0	—	—	—	—	—
КР119УН2	2,5	—	—	—	—	—
КР1УН231А	15	10	0,2	—	—	—
К148УН1	25	10	—	1,0	—	—
К237УН2	11	—	—	—	—	—
К118УН1Д	5,0	2,0	1,2–3,0	—	—	—
К118УН2В	3,0	1,0	—	—	—	—
К118УП1А(Б)	—	1,0	—	—	—	—
К118УП1В(Г)	—	1,0	—	—	—	—
КР119УЕ1	2,5	—	—	—	—	—
4284УЕ1	1,5	10 000	0,15	—	10	1,2
КР119УИ1	6,0	—	—	—	—	—

**ПРИЛОЖЕНИЕ 8. РЕШЕНИЕ СИСТЕМЫ ТРЕХ ЛИНЕЙНЫХ УРАВНЕНИЙ
ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СМЕЩЕНИЯ В ДВУСТОРОННЕМ ДИОДНОМ
ОГРАНИЧИТЕЛЕ**

Приведем систему уравнений (6.9), (6.13) и (6.14) к каноническому виду

$$\left. \begin{array}{l} a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + a_{13}x_3 = b_1; \\ a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + a_{23}x_3 = b_2; \\ a_{31}x_1 + a_{32}x_2 + a_{33}x_3 = b_3. \end{array} \right\} \quad (\text{П8.1})$$

Полагая $x_1 = I_1$, $x_2 = I_2$, $x_3 = I_3$ и сравнивая (6.9), (6.13) и (6.14) с (П8.1), находим:

$$\left. \begin{array}{l} (R_1 + R_2)I_1 + R_2I_2 = E_{\text{и.п}}; \\ R_3I_2 + R_3I_3 = E_{\text{и.п}} - U_{\text{вых.н}}; \\ R_2I_1 + R_2I_2 = U_{\text{вых.н}} - U_0. \end{array} \right\} \quad (\text{П8.2})$$

Из (П8.1) и (П8.2) определяем коэффициенты:

$$\begin{aligned} a_{11} &= R_1 + R_2; \quad a_{12} = R_2; \quad a_{13} = 0; \quad b_1 = E_{\text{и.п}}; \\ a_{21} &= 0; \quad a_{22} = R_3; \quad a_{23} = R_3; \quad b_2 = E_{\text{и.п}} - U_{\text{вых.н}}; \\ a_{31} &= R_2; \quad a_{32} = R_2; \quad a_{33} = 0; \quad b_3 = U_{\text{вых.н}} - U_0. \end{aligned} \quad (\text{П8.3})$$

Система (П8.1) имеет решение в виде корней, определяемых формулами Крамера:

$$x_1 = D_1 / D; \quad x_2 = D_2 / D; \quad x_3 = D_3 / D, \quad (\text{П8.4})$$

где

$$D = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} \quad \text{— определитель системы;} \\ D_1 = \begin{vmatrix} b_1 & a_{12} & a_{13} \\ b_2 & a_{22} & a_{23} \\ b_3 & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix}; \quad D_2 = \begin{vmatrix} a_{11} & b_1 & a_{13} \\ a_{21} & b_2 & a_{23} \\ a_{31} & b_3 & a_{33} \end{vmatrix}; \quad D_3 = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & b_1 \\ a_{21} & a_{22} & b_2 \\ a_{31} & a_{32} & b_3 \end{vmatrix}.$$

Определитель системы D из матричной (компактной) формы может быть переведен в обычную (строчную) форму записи:

$$D = a_{11}a_{22}a_{33} + a_{12}a_{23}a_{31} + a_{13}a_{21}a_{32} - a_{13}a_{22}a_{31} - a_{11}a_{23}a_{32} - a_{12}a_{21}a_{33}.$$

Аналогично записывают определители D_1 , D_2 , D_3 при условии замены коэффициентов a_{ij} на соответствующие b_i в столбцах, соответствующих номеру определителя.

Подставив значения коэффициентов из (П8.3), получим:

$$\begin{aligned} D &= -R_1R_2R_3; \\ D_1 &= R_2R_3(U_{\text{вых.н}} - U_0 - E_{\text{и.п}}); \\ D_2 &= E_{\text{и.п}}R_2R_3 - (R_1 + R_2)R_3(U_{\text{вых.н}} - U_0); \\ D_3 &= (R_1 + R_2)R_3(U_{\text{вых.н}} - U_0) - R_2R_3E_{\text{и.п}} - R_1R_2(E_{\text{и.п}} - U_{\text{вых.н}}). \end{aligned}$$

Подставив найденные значения определителей в (П8.4), вычислим токи, протекающие в ограничителе, а через них напряжения U_1 и U_2 . В [4] приведена программа расчета корней системы уравнений с помощью программируемых микрокалькуляторов.

ПРИЛОЖЕНИЕ 9. ПАРАМЕТРЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ КОМПАРАТОРОВ

Параметры	K554CA1	K554CA2	4554CA3A	K554CA3Б	K521CA4	KM597CA1	KM597CA2	KM597CA3
Ток потребления $I_{\text{пот.}}$, мА:								
от положительного источника питания	11,5	9	6,0	7,5	18,7	27,6	42	2,6
от отрицательного источника питания	6,5	8	5,0	5,0	7,5	21,5	34	1
Напряжение смещения нуля $U_{\text{см.}}$, мВ	3,5	5,0	3,0	7,5	4,0	$\pm 2,0$	$\pm 3,0$	± 5
Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений $K_{\text{ос.сф.}}$, дБ	70	70	—	—	—	80	80	70
Средний входной ток $I_{\text{вх.}}$, мкА	75	75	0,1	0,25	2,0	13	10	0,25
Разность входных токов $\Delta I_{\text{вх.}}$, мкА	10	10	0,01	0,05	—	1	1	0,1
Коэффициент усиления K_U	$75 \cdot 10^3$	$75 \cdot 10^3$	$150 \cdot 10^3$	$150 \cdot 10^3$	—	—	—	—
Выходное напряжение логической 1 $U_{\text{вых.}}^1$, В	2,5— 6,0	2,4— 4,0	—	—	2,5— 4,5	0,96— 0,78	2,5— 4,5	7—9
Выходное напряжение логического 0 $U_{\text{вых.}}^0$, В	-1,0— 0	-1,0— 0	—	—	0,5—0	$-1,91 \div$ $+1,65$	0,5—0	0,3—2
Выходной ток «0» $I_{\text{вых.}}$, мА	0,5	1,6	—	—	—	—	—	—
Время задержки включения $T_{\text{з.д.}}$, нс	135	160	200	300	26	6,5	12	300
Напряжение $E_{\text{и.п.}}$, В	+12; -6	+12; -6	± 15	± 15	$\pm 9;$ $+5$	-5,2; +5	-6; +5	± 15

ПРИЛОЖЕНИЕ 10. ПАРАМЕТРЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ ТРИГГЕРОВ ШМИТТА

Параметр	K118TL1A	K118TL1B	K118TL1V	K118TL1G	K118TL1D	KP119TL1
Напряжение источника питания $E_{\text{и.п.}}$, В, $\pm 10\%$	$\pm 3,0$	$\pm 4,0$	$\pm 4,0$	$\pm 6,3$	$\pm 6,3$	$\pm 3,0$
Выходное напряжение логического 0 $U_{\text{вых.}}^0$, В	$-0,4 \div$ +0,9	$-0,4 \div$ +0,9	$-0,4 \div$ +0,9	$-0,4 \div$ +1,2	$-0,4 \div$ +1,2	0,9
Выходное напряжение логической 1 $U_{\text{вых.}}^1$, В	2,75— 3,0	3,75— 4,0	3,75— 4,0	6,0—6,3	6,0—6,3	—

Продолжение прилож. 10

Параметр	К118ТЛ1А	К118ТЛ1Б	К118ТЛ1В	Т118ТЛ1Г	К118ТЛ1Д	КР119ТЛ1
Входной ток $I_{вх\max}$, мкА, при $U_{вх} = U_{срб}$	20	40	20	40	20	—
Напряжение срабатывания $U_{срб}$, В	$0 \div 0,35$	$0 \div 0,35$	$0 \div 0,35$	$0 \div 0,4$	$0 \div 0,4$	$+0,1$
Напряжение отпускания $U_{отп}$, В	$-0,35 \div 0$	$-0,35 \div 0$	$-0,35 \div 0$	$-0,7 \div 0$	$-0,7 \div 0$	$-0,1$
Ток потребления $I_{потреб}$, мА	—	—	—	—	—	5,0
Верхняя частота срабатывания F_b , кГц	—	—	—	—	—	100

ПРИЛОЖЕНИЕ 11. ПАРАМЕТРЫ МИКРОСХЕМ ЦАП

Тип ИС	Число разрядов	$T_{уст}$, мКС	$\delta_{н, \pm}^*$, %	$\delta_{ш, \pm}^*$, %	$E_{н, \pm}$, В	$E_{оп}$, В	$I_{потреб}$, мА	Технология
K572ПА1А	10	5	$\pm 0,1$	—	—	—	—	—
K572ПА1Б	—	—	$\pm 0,2$	—	—	—	—	—
K572ПА1В	—	—	$\pm 0,4$	—	—	—	—	—
K572ПА1Г	—	—	$\pm 0,8$	—	—	—	—	—
KP572ПА2А	12	15	$\pm 0,025$	—	5(15)	—	2(2)	ТТЛ, КМДП
KP572ПА2Б	—	—	$\pm 0,05$	—	—	—	—	—
KP572ПА2В	—	—	$\pm 0,1$	—	—	—	—	—
K594ПА1	12	3,5	$\pm 0,024$	—	5(15)	$9 \div 11$	25(35)	КМДП (ТТЛ)
K1108ПА1А	12	0,4	—	$\pm 0,3$	5(-15)	$2,2 \div 10,5$	15(46)	ТТЛ
K1108ПА1Б	—	0,7	—	$\pm 0,024$	—	—	—	—
K1118ПА1	8	0,02	$\pm 0,19$	—	-5,2	—	130	ЭСЛ

* От полной шкалы.

** В единицах МЗР.

ПРИЛОЖЕНИЕ 12. ПРОГРАММА ВЫЧИСЛЕНИЯ НА МИКРОКАЛЬКУЛЯТОРЕ «ЭЛЕКТРОНИКА Б3-34» ЛОГИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ КОДОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ И ПОГРЕШНОСТИ КВАНТОВАНИЯ

Адрес	Нажимаемая клавиша	Код операции	Содержание операции
00	ПП	53	Вызов подпрограммы, вычисляющей $f(X)$
01	5 1	51	Адрес начала подпрограммы (ПП)
02	FX ²	22	Вычисление $f^2(X)$
03	Π 4	44	Запись $f^2(X)$ в регистр 4
04	ИП 7	67	Чтение содержимого регистра 7: $\Sigma f^2(X)$
05	+	10	Сложение с новым квадратом
06	Π 7	47	Запись новой суммы $\Sigma f^2(X)$ в регистр 7
07	ИП 5	65	Чтение наибольшего $f^2(X)$ из регистра 5
08	ИП 4	64	Чтение нового квадрата из регистра 4
09	—	11	Вычитание нового $f^2(X)$ из наибольшего
10	F X<0	5C	Условие выявления нового наибольшего $f^2(X)$
11	1 4	14	Адрес команды, обеспечивающей переход программы в случае невыполнения условия $X < 0$
12	F BX	0	Восстановление предыдущего результата
13	Π 5	45	Запись нового наибольшего квадрата в регистр 5
14	F L 3	5—	Организация цикла с регистром 3 (уменьшение числа на единицу)
15	0 0	00	Адрес команды, обеспечивающей переход на начало программы для нового значения аргумента X
16	ИП 5	65	Чтение наибольшего квадрата $f(X)$ из регистра 5
17	F √	21	Вычисление модуля наибольшего значения $f(X)$
18	ИП 1	61	Чтение числа уровней квантования $N_{\text{кв}}$ из регистра 1
19	÷	13	Определение числа $1/q$, нормирующего $f(X)$
20	Π 5	45	Запись числа $1/q$ в регистр 5
21	ИП 2	62	Чтение числа дискретов $N_{\text{дискр}}$ из регистра 2
22	Π 3	43	Запись $N_{\text{дискр}}$ в регистр 3 (восстановление начала цикла)
23	ПП	53	Вызов подпрограммы, вычисляющей $f(X)$
24	5 1	51	Адрес подпрограммы
25	ИП 5	65	Чтение числа $1/q$ из регистра 5
26	÷	13	Вычисление нормированного значения $Y(X) = qf(X)$
27	П 8	48	Запись $Y(X)$ в регистр 8
28	1	01	Запись числа 18 в регистр 8
29	8	08}	Запись числа 18 в регистр 8
30	F 1/X	23	Вычисление $1/18$
31	—	11	Вычисление $Y(X) - 1/18$
32	ИП 9	69	Чтение числа 10^7 из регистра 9
33	+	10	Вычисление $Y(X) + 10^7$, округление до целого
34	ИП 9	69	Чтение числа 10^7 из регистра 9
35	—	11	Вычисление квантового значения $Y_{\text{кв}}(X)$
36	С/П	50	Останов программы. Индикация $Y_{\text{кв}}(X)$
37	ИП 8	68	Чтение точного значения $Y(X)$
38	—	11	Вычисление разности $Y_{\text{кв}}(X) - Y(X)$
39	F X ²	22	Определение квадрата разности
40	ИП 6	66	Чтение погрешности $\Sigma [Y_{\text{кв}}(X) - Y(X)]^2$ из регистра 6

Продолжение прилож. 12

Адрес	Нажимаемая клавиша	Код операции	Содержание операции
41	+	10	
42	Π 6	46	Суммирование с новым квадратом разности Запись нового значения погрешности в ре- гистр 6
43	F L 3	5—	Организация цикла с регистром 3 (уменьше- ние числа на единицу)
44	2 3	23	Адрес команды, обеспечивающей переход на повторение программы при новом значении X
45	ИП 7	67	Чтение содержимого регистра 7: $\Sigma f^2(X)$
46	÷	13	Вычисление относительной погрешности
47	F √	21	Извлечение квадратного корня
48	ИП 5	65	Чтение нормирующего множителя $1/q$
49	×	12	Вычисление СКО
50	С/П	50	Останов программы, индикация СКО
51	ИП 2	62	Чтение содержимого регистра 2 — $N_{\text{дискр}}$
52	ИП 3	63	Чтение модифицированного содержимого ре- гистра 3
53	—	11	Определение нового значения аргумента X

Инструкция. $N_{\text{кн}}=2^m-1$ — в регистр 1; $N_{\text{дискр}}$ — в регистры 2 и 3; 10^7 — в регистр 9; 0 — в регистры 5—7. Регистры 3—8 оперативные. Программа вычисления $f(X)$ начинается с адреса 54. В конце должна быть команда В/О.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы. Справочное пособие/С. В. Якубовский, Н. А. Барканов, Л. И. Ниссельсон и др./Под ред. С. В. Якубовского. М.: Радио и связь, 1985.
2. Агаханин Т. М. Интегральные микросхемы: Учеб. пособие для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1983.
3. Интегральные микросхемы: Справочник/Б. В. Тарабрин, Л. Ф. Лунин, Ю. Н. Смирнов и др./Под ред. Б. В. Тарабрина. М.: Радио и связь, 1983.
4. Епанечников В. А., Цветков А. Н. Справочник по прикладным программам для микрокалькуляторов. М.: Финансы и статистика, 1988.
5. Алексенко А. Г., Шагурин И. И. Микросхемотехника: Учеб. пособие для вузов/Под ред. И. П. Степаненко. М.: Радио и связь, 1982.
6. Полонников Д. Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. М.: Энергоатомиздат, 1983.
7. Справочник по радиоэлектронным устройствам: в 2-х томах. Т. 1/Л. И. Бурин, В. П. Васильев, В. И. Каганов и др./Под ред. Д. П. Линде. М.: Энергия, 1978.
8. Нарышкин А. К. Противошумовые коррекции в усилителях. М.: Радио и связь, 1991.
9. Фролкин В. Т., Попов Л. Н. Импульсные устройства. М.: Советское радио, 1980.
10. Применение интегральных микросхем в электронной вычислительной технике: Справочник/Р. В. Данилов, С. А. Ельцова, Ю. П. Иванов и др./Под ред. Б. Н. Фейзулаева, Б. В. Тарабрина. М.: Радио и связь, 1987.
11. Гольденберг Л. М. Импульсные устройства. М.: Радио и связь, 1981.
12. Каяцкас А. А. Основы радиоэлектроники. М.: Высшая школа, 1988.
13. Полупроводниковые приборы. Диоды выпрямительные, стабилизаторы, тиристоры: Справочник/А. Б. Гитцевич, А. А. Зайцев, В. В. Мокряков и др./Под ред. А. В. Голомедова. М.: Радио и связь, 1988.
14. Шило В. Л. Популярные цифровые микросхемы: Справочник. М.: Радио и связь, 1987.
15. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергоатомиздат. Ленинград. отд-ние, 1988.
16. Нарышкин А. К. Комбинационные цифровые автоматы на основе больших интегральных схем. М.: МЭИ, 1988.
17. Матюшин О. Т., Нарышкин А. К. Цифроаналоговые преобразователи сигналов. М.: МЭИ, 1987.
18. Быстро действующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП и измерение их параметров/Под ред. А.-Й. К. Марцинкевичюса, Э.-А. К. Багданскиса. М.: Радио и связь, 1988.

19. Воробьев Н. В., Вернер В. Д. Микропроцессоры. Элементная база и схемотехника средств сопряжения. М.: Высшая школа, 1984.
20. Браммер Ю. А., Пащук И. Н. Импульсная техника: Учебник для учащихся электрорадиоэлектронных техникумов. М.: Высшая школа, 1985.
21. Иванов Е. Л., Степанов И. М., Хомяков К. С. Периферийные устройства ЭВМ и систем: Учеб. пособие для вузов по спец. «ЭВМ». М.: Высшая школа, 1987.
22. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. М.: Высшая школа, 1988.
23. Дьяконов В. П. Справочник по расчетам на микрокалькуляторах. М.: Наука, 1985.
24. Астанин Л. Ю., Дорский Ю. Д., Костылев А. А. Применение программируемых калькуляторов для инженерных и научных расчетов. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986.
25. Стринин В. В., Щарев Л. С. Основы вычислительной, микропроцессорной техники и программирования: Учебник для учащихся техникумов. М.: Высшая школа, 1989.
26. Ерофеев Ю. Н. Импульсная техника: Учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов. М.: Высшая школа, 1984.
27. Зельдин Е. А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986.
28. Полупроводниковые БИС запоминающих устройств: Справочник/В. В. Баранов и др. Под ред. А. Ю. Гордонова и Ю. Н. Дьякова. М.: Радио и связь, 1986.
29. Усатенко С. Т. Графическое изображение электрорадиосхем: Справочник. Киев: Техника, 1986.
30. Матюшин О. Т. Цифровые радиотехнические устройства: Учебное пособие/Под ред. А. К. Нарышкина. М.: МЭИ, 1989.
31. Матюшин О. Т. Цифровые радиотехнические субсистемы: Учебное пособие/Под ред. А. К. Нарышкина. М.: МЭИ, 1991.
32. Оринатский П. П. Автоматические измерения и приборы. Киев: Вища школа, 1986.
33. Бирюков С. А. Цифровые устройства на интегральных микросхемах. М.: Радио и связь, 1987.
34. Корнейчук В. И. Вычислительные устройства на микросхемах: Справочник. Киев: Техника, 1986.
35. Сапаров В. Е., Максимов Н. А. Системы стандартов в электросвязи и радиоэлектронике. М.: Радио и связь, 1985.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Амплитуда гармоник 16
 - импульсов 13
- Блокинг-генератор 189
 - в интегральном исполнении 194
 - ждущий 190
 - самовозбуждающийся 193
- Вершина импульса 11
- Время установления 23, 35
- Выброс импульса 14
- Двоичный код 18
- Делитель частоты повторения 179
- Диод Шотки 96
- Длинная линия 50
- Дрейф разности входных токов 34
 - смещения 34
- Задержка распространения 23
- Импульс 11
 - Кодирование 19
 - Компаратор аналоговый 121, 130
 - цифровой 221
 - Коэффициент влияния источников питания 34
 - гармоник 15
 - заполнения периода 13
 - объединения по входу 92
 - ослабления синфазного сигнала 34
 - разветвления по выходу (нагрузки) 109
 - усиления 34
 - Логические единицы, нуль 19
 - Магистраль ЭВМ 19
 - Мантисса числа 17
 - Меандр 13
 - Мощность 13
 - Мультивибратор ждущий 164
 - в интегральном исполнении 167
 - на биполярных транзисторах 164
 - логических элементах 166
 - операционных усилителях 186
 - самовозбуждающийся 172
 - Напряжение отсечки 94
 - Обратная связь отрицательная 33
 - положительная 162
 - Ограничители 119, 121
 - параллельные 125
 - последовательные 122
 - Основание системы счисления 17
 - Пауза между импульсами 11
 - Перепад напряжения 19
 - Переходный процесс 22
 - Период повторения импульсов 13
 - Площадь усиления 74
 - Повторитель логический 88
 - напряжения 82
 - Помехоустойчивость 91
 - Порядок числа 17
 - Постоянная составляющая 15
 - Преобразователь аналого-цифровой 219
 - кодов 215
 - уровней 112
 - цифроанalogовый 206
 - Принцип независимости (наложения, суперпозиции) 22
 - Селектор амплитуды 218
 - длительности 224
 - частоты повторения 226
 - Сигнал цифровой 18
 - Синхронизация мультивибраторов 178
 - Скважность импульсов 13
 - Скорость начальная переходного процесса 28
 - распространения сигнала вдоль линии 49
 - Сопротивление волновое 49
 - входное 34
 - выходное 35
 - Спад вершины импульса 13
 - Спектральная диаграмма 16
 - Срез импульса 11
 - Стационарный процесс 23

- Таблица истинности дешифратора 148
— ждущего мультивибратора 168,
 170
— инвертора 92
— повторителя 89
— шифратора АЦП 220
- Транзистор Шотки 106
- Триггер на дискретных элементах 150
— с установочными входами 159
— счетный 160
— Шмитта 162
- Уплотнение линии связи временнóе 55
— частотное 52
- Уравнение линейное дифференциаль-
ное 22
- Уровень сигнала максимальный 13
— минимальный 13
— пороговый 19
— средний 14
- Усилитель импульсный 66
— операционный 33
— без преобразования сигнала 36
— идеальный 35
— с модуляцией-демодуляцией 36,
 40
— периодической компенсацией
 дрейфа 36, 43
— преобразованием сигнала 36
— управляемым генератором 36,
 42
— решающий 45
- Фиксатор перепада 121, 136
— на дискретных транзисторах 137
— логических элементах 138
— собственных задержках 142
— с дополнительной емкостью 142
— интегрирующей RC-цепью 145
— уровня 121, 134
- Фильтр нижних частот 205
— сосредоточенной селекции 80
- Форматы чисел с плавающей и фик-
сированной запятой 17
- Фронт импульса 11
- Фурье ряд 15
- Характеристика амплитудно-час-
тотная 16
— нормированная 23, 70
— переходная 23
— фазочастотная 16
- Цепь с распределенными параметрами
22, 48
— сосредоточенными параметрами
22, 63
- Частота верхняя 69
— граничная 69
— единичного усиления 35
— нижняя 69
— основная 15
— повторения 14
— средняя 69
- Числа 17
- Шина данных, команд 19
- Электродвижущая сила смещения ну-
ля 34
- Электронная перестройка частоты
181, 188
- Элемент активный 22
— дифференцирующий 28, 38, 45
— интегрирующий 28, 38, 45
— ключевой 86
— идеальный 87
- КМДП 116
- линейный 22
- МДП 115
- нелинейный 22
- пассивный 22
- разделительный 31
- ТТЛ 107
- Шеффера 111
- ЭСЛ 111

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие
Введение
Глава 1. Параметры и характеристики сигналов
1.1. Параметры и характеристики импульсных сигналов
1.2. Представление информации в электронных вычислительных ма- шинах цифровыми сигналами
Глава 2. Линейные элементы
2.1. Общие сведения
2.2. RC-элементы
2.3. Операционные усилители в интегральном исполнении
Глава 3. Линейные цепи (линии) передачи импульсных сигналов
3.1. Длинные линии
3.2. Искусственные линии задержки
Глава 4. Импульсные усилители в интегральном исполнении
4.1. Общие сведения
4.2. Импульсные усилители на биполярных транзисторах
4.3. Повторители
Глава 5. Ключевые устройства
5.1. Общие сведения
5.2. Ключевые свойства полупроводниковых диодов
5.3. Ключевые свойства биполярных транзисторов
5.4. Ключевые свойства полевых транзисторов
Глава 6. Формирователи импульсов
6.1. Общие сведения
6.2. Ограничители амплитуды импульсов
6.3. Компараторы напряжений и фиксаторы уровня
6.4. Формирователи импульсов из перепадов напряжения
6.5. Запоминающие устройства. Усилители записи и воспроизведе- ния
Глава 7. Триггеры и релаксационные генераторы
7.1. Симметричные триггеры на дискретных биполярных транзи- сторах
7.2. Триггер Шмитта
7.3. Ждущие мультивибраторы

7.4. Автоколебательные (самовозбуждающиеся) мультивибраторы	172
7.5. Генераторы прямоугольных импульсов на операционных усилителях	183
7.6. Блокинг-генераторы	189
Глава 8. Генераторы импульсов непрямоугольной формы	196
8.1. Генераторы линейно изменяющихся напряжений и токов	196
8.2. Генераторы функций	205
Глава 9. Селекция импульсов	218
9.1. Амплитудная селекция	218
9.2. Селекция импульсов по длительности и частоте	224
Приложение 1. Программа перевода действительных целых чисел из десятичной системы счисления в двоичную с помощью микрокалькуляторов «Электроника Б3-34» и «Электроника МК-54»	227
Приложение 2. Программа расчета на микрокалькуляторах типа «Электроника Б3-34» и «Электроника МК-54» переходных процессов в интегрирующей RC-цепи при воздействии трапециoidalных одиночных импульсов	228
Приложение 3. Программа расчета на микрокалькуляторах типа «Электроника Б3-34» и «Электроника МК-54» переходных процессов в дифференцирующей RC-цепи при воздействии трапециoidalных одиночных импульсов	231
Приложение 4. Параметры операционных усилителей	232
Приложение 5. Программа расчета переходных характеристик много-каскадных ИУ на программируемых микрокалькуляторах «Электроника Б3-34» и «Электроника МК-54»	233
Приложение 6. Программа расчета на микрокалькуляторе «Электроника Б3-34» длительности фронта сигнала $T_{\phi, \text{сиг}}$ по длительности фронта $T_{\phi, \text{изм}}$, измеренного на экране осциллографа с верхней граничной частотой усилителя вертикального отклонения луча $F_{\text{в. осц}}$	235
Приложение 7. Основные параметры импульсных усилителей в интегральном исполнении	236
Приложение 8. Решение системы трех линейных уравнений для определения смещения в двустороннем диодном ограничителе	236
Приложение 9. Параметры интегральных компараторов	238
Приложение 10. Параметры интегральных микросхем триггеров Шмитта	238
Приложение 11. Параметры микросхем ЦАП	239
Приложение 12. Программа вычисления на микрокалькуляторе «Электроника Б3-34» логических функций кодопреобразователя и погрешности квантования	240
Список литературы	242
Предметный указатель	244

Учебное издание

Нарышкин Александр Кириллович

**ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА ЭВМ, ПРИБОРОВ
И СИСТЕМ**

Редактор издательства *A. Н. Гусыцкая*

Художественный редактор *T. A. Дворецкова*

Технический редактор *T. Ю. Андреева*

Корректор *G. A. Полонская*

ИБ № 2813

Сдано в набор 28.02.91. Подписано в печать 17.06.91. Формат 60×88¹/₁₆.
Бумага офсетная № 2. Гарнитура Таймс. Печать офсетная. Усл. печ. л.
15,19. Усл. кр.-отт. 15,43. Уч.-изд. л. 16,66. Тираж 10000 экз. Заказ 2174.
Цена 60 к.

Энергоатомиздат. 113114 Москва. М-114, Шлюзовая наб., 10.

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени
МПО «Первая Образцовая типография» Государственного комитета СССР
по печати. 113054 Москва, М-54, Валовая, 28.

60K. 063