

# **ПРИМЕНЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ**

**ПРАКТИЧЕСКОЕ РУКОВОДСТВО  
в двух книгах**

**1**

**Под редакцией А. УИЛЬЯМСА**

**Перевод с английского  
под редакцией канд. техн. наук  
И. Н. ТЕПЛЮКА**



**Москва «Мир» 1987**

# **DESIGNER'S HANDBOOK OF INTEGRATED CIRCUITS**

**Arthur B. WILLIAMS,**

**Editor in Chief**

**Vice President of Engineering,  
Research, and Development**

**Coherent Communications Systems Corp.  
Hauppauge, N. Y.**

**McGraw-Hill Book Company**

**New York St. Louis San Francisco Auckland  
Bogotá Hamburg Johannesburg London Madrid  
Mexico Montreal New Delhi Panama Paris  
São Paulo Singapore Sydney Tokyo Toronto  
1984 r.**

# ОГЛАВЛЕНИЕ

|                                                                                                    |            |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| Предисловие редактора перевода . . . . .                                                           | 5          |
| Предисловие . . . . .                                                                              | 7          |
| <b>Глава 1. Операционные усилители. А. Уильямс . . . . .</b>                                       | <b>9</b>   |
| 1.1. Основы теории операционных усилителей . . . . .                                               | 9          |
| 1.2. Параметры практических усилителей . . . . .                                                   | 14         |
| 1.3. Схемы линейных усилителей . . . . .                                                           | 28         |
| 1.4. Расширение рабочих параметров . . . . .                                                       | 42         |
| 1.5. Выбор операционного усилителя . . . . .                                                       | 46         |
| 1.6. Выбор операционных усилителей для активных фильтров . . . . .                                 | 58         |
| Литература . . . . .                                                                               | 64         |
| <b>Глава 2. Функциональные узлы. Дж. Силверман . . . . .</b>                                       | <b>65</b>  |
| Введение . . . . .                                                                                 | 65         |
| 2.1. Четырехквадратные перемножители . . . . .                                                     | 65         |
| 2.2. Генераторы сигналов . . . . .                                                                 | 86         |
| 2.3. Преобразователи напряжение — частота . . . . .                                                | 103        |
| 2.4. Преобразователи частота — напряжение . . . . .                                                | 108        |
| 2.5. Функциональные схемы на ОУ . . . . .                                                          | 112        |
| Литература . . . . .                                                                               | 121        |
| <b>Глава 3. Схемы фазовой автоподстройки. С. Гош . . . . .</b>                                     | <b>122</b> |
| 3.1. Принцип фазовой автоподстройки . . . . .                                                      | 122        |
| 3.2. Другие типы контуров фазовой автоподстройки . . . . .                                         | 141        |
| 3.3. Практическое проектирование схем фазовой автоподстройки . . . . .                             | 151        |
| 3.4. Применения схем фазовой автоподстройки . . . . .                                              | 173        |
| Литература . . . . .                                                                               | 187        |
| <b>Глава 4. Схемы установки времени. Х. Ильхан Рефиоглу . . . . .</b>                              | <b>188</b> |
| 4.1. Введение . . . . .                                                                            | 188        |
| 4.2. Основы построения на ИС . . . . .                                                             | 193        |
| 4.3. Интегральная схема таймера 555 . . . . .                                                      | 199        |
| 4.4. Другие одноцикловые таймеры . . . . .                                                         | 205        |
| 4.5. Микрометрические таймерные интегральные схемы . . . . .                                       | 219        |
| 4.6. Интегральные схемы счетчиков/таймеров . . . . .                                               | 224        |
| 4.7. Применения таймера . . . . .                                                                  | 234        |
| <b>Глава 5. Интегральные схемы для источников вторичного электропитания Р. Фростхоум . . . . .</b> | <b>256</b> |
| 5.1. Введение . . . . .                                                                            | 256        |
| 5.2. Принцип действия схем источника вторичного электропитания . . . . .                           | 263        |
| 5.3. Рассеивание мощности . . . . .                                                                | 296        |
| 5.4. Таблицы стабилизаторов напряжения . . . . .                                                   | 302        |

|                                                                                                   |            |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>Глава 6. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование. П. Брэдишо . . . . .</b>          | <b>314</b> |
| 6.1. Введение . . . . .                                                                           | 314        |
| 6.2. Принципы цифро-аналогового преобразования . . . . .                                          | 317        |
| 6.3. Основные параметры ЦАП . . . . .                                                             | 335        |
| 6.4. Принципы аналого-цифрового преобразования . . . . .                                          | 338        |
| 6.5. Основные параметры АЦП . . . . .                                                             | 361        |
| 6.6. Другие схемы, используемые при цифро-аналоговых и аналого-цифровых преобразованиях . . . . . | 365        |
| 6.7. Системы сбора данных . . . . .                                                               | 375        |
| <b>Глава 7. Логические схемы малой степени интеграции. Х. Олдридж . . . . .</b>                   | <b>380</b> |
| 7.1. Введение . . . . .                                                                           | 380        |
| 7.2. Типы семейств логических схем . . . . .                                                      | 380        |
| 7.3. Характеристики семейств логических микросхем . . . . .                                       | 384        |
| 7.4. Определение основных параметров . . . . .                                                    | 393        |
| 7.5. Логические элементы . . . . .                                                                | 395        |
| 7.6. Зашелки и триггеры . . . . .                                                                 | 406        |
| 7.7. Одновибраторы . . . . .                                                                      | 416        |
| 7.8. Схемы специального назначения . . . . .                                                      | 420        |
| Литература . . . . .                                                                              | 430        |



## ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА ПЕРЕВОДА

Появление справочных пособий по проектированию устройств на интегральных схемах, можно считать, означает завершение очередной смены элементной базы электронной аппаратуры: если ранее транзисторы вытеснили электронные лампы, то теперь на смену транзисторам пришли интегральные схемы. Такие смены происходят за период деятельности одного поколения инженеров, которым поэтому, как в известной сказке, приходится «бежать изо всех сил, чтобы остаться на месте», т.е. чтобы не отставать от современных требований своей специальности. Помогает поддерживать такой темп оперативная публикация подобных книг, где практическими примерами представлена фактически вся современная элементная база — от операционных усилителей до микропроцессоров.

Помимо профессионального использования содержащихся в книге данных разработчики электронной аппаратуры и специалисты по электронике найдут в ней материал для сравнительной оценки достижений зарубежной интегральной схемотехники. При этом отсутствие ряда отечественных аналогов приборам, представленным в таблицах, указывает как на самостоятельный путь развития отечественной электронной промышленности, так и на возможное ее отставание в некоторых областях. В последнем случае приведенные в справочных таблицах интегральные схемы могут служить перспективными ориентирами для разработчиков.

Однако специфика используемой на Западе аппаратуры часто приводит к излишне широкой номенклатуре заказов интегральных схем, вероятность применения аналогов которых в наших условиях невелика. По этой причине, а также с целью сокращения объема книги при ее переводе полностью опущена глава, в которой рассматриваются приборы телефонной связи, удовлетворяющие прежде всего требования телефонных систем США. Кроме того, учитывая появление в последнее время ряда монографий по проектированию активных фильтров на операционных усилителях, почти полностью опущена глава по активным фильтрам (за исключением раздела по применению операционных усилителей, который перемещен в гл. 1).

При переводе книги на русский язык и ее редактировании возникли некоторые терминологические трудности. Вероятно, не все используемые в русском переводе термины следует считать окончательными, но можно надеяться, что они помогут выработке терминологии в этой обширной и быстро растущей области.

Книга может служить настольным пособием для разработчиков схем и систем. Инженеру-практику она поможет поддерживать «творческую форму», являясь полезным источником идей, радиолюбителю же она даст возможность разобраться в работе самых современных приборов.

Перевод выполнен М. Г. Драмбян (гл. 3, 4), К. Д. Козловым (гл. 6, 7, разд. 11.1, 11.2, 12.1, кроме разд. 12.1в, 12.2, 12.3), М. Н. Микшисом (гл. 2, 5, 9), канд. техн. наук И. Н. Теплоком (предисловие, гл. 1), канд. техн. наук Е. А. Чахмахсаян (гл. 8) и канд. техн. наук Ф. М. Яблонским (гл. 10, разд. 11.3, 11.4, 11.5, 12.1в, 12.4).

*И. Н. Теплоук*

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Интегральные схемы (ИС) значительно упростили проектирование сложных аналоговых и цифровых схем. За последние два десятилетия многочисленные изготовители буквально завалили рынок самыми разнообразными ИС.

Инженеру или технику, перед которым встает задача выбора ИС и проектирования схемы, приходится перебирать множество каталогов ИС, предлагаемых разными изготовителями, лишь изредка встречая при этом краткие рекомендации по их применению, прежде чем ему удастся подобрать оптимальные ИС и схемы, соответствующие заданным требованиям.

Содержащиеся в каталогах сведения полезны для выяснения рабочих и предельных параметров конкретного прибора, но не могут служить ориентиром для выбора ИС, так как не сообщают сравнительных характеристик приборов разного типа. Кроме того, упомянутые каталоги и рекомендации ограничиваются описанием ИС конкретного изготовителя и построены по принципу описания типов ИС, а не условий их применения.

Данная книга преследует двоякую цель, уделяя одинаковое внимание как применению ИС, так и выбору надлежащего прибора. При этом квалифицированными специалистами указываются предпочтительные схемы на ИС, что дает в руки проектировщика проверенное на практике решение часто встречающихся задач. Книга не заменяет каталоги ИС, ибо едва ли целесообразно было бы включить в нее подробные параметры всех упоминаемых ИС. Вместо этого даются сравнительные таблицы выбора приборов, что вместе с подробным анализом примеров проектирования поможет разработчику выбрать наилучший прибор и наиболее целесообразную схему для конкретного применения.

Операционные усилители рассматриваются в гл. 1. Описывается принцип работы, дается обзор практического использования ОУ, иллюстрируемый многочисленными схемами. Представлены сравнительные таблицы параметров ОУ, облегчающих выбор прибора.

В гл. 2 обсуждаются выбор и применение функциональных схем типа перемножителей, генераторов сигналов, преобразователей напряжения — частота и частота — напряжение и т. д.

Теория, проектирование и выбор конфигурации схем фазовой автоподстройки частоты и соответствующих приборов рассматриваются в гл. 3.

ИС таймеров представлены в гл. 4, причем подробно рассматриваются анализ, расчет, выбор и применение этих универсальных приборов.

Гл. 5 по ИС управления источниками вторичного питания посвящена описанию работы последовательных и импульсных стабилизаторов, а также оптимальному выбору этих приборов и схем на их основе.

Принципы аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования рассматриваются в гл. 6. Обсуждаются различные схемные конфигурации и указываются предпочтительные из них на основе аргументированного выбора.

Гл. 7 представляет логические схемы малой степени интеграции, причем подробно описываются различные логические приборы и их ограничения.

Логические схемы средней степени интеграции описаны в гл. 8. Обсуждается применение этих приборов в конечных автоматах и комбинационной логике и даются рекомендации по выбору прибора.

В гл. 9 обсуждается процесс выбора оптимального микропроцессора для заданного применения. Подробно освещаются также вопросы архитектуры кристалла, программного обеспечения и другие вопросы проектирования.

Гл. 10 посвящена оптоэлектронике. Принцип действия, применение и выбор светодиодов, различных индикаторов и оптопар рассматриваются на многочисленных практических примерах выбора и расчета устройств.

Периферийные приборы на основе БИС рассматриваются в гл. 11. Описываются принцип действия, применение и выбор устройств ввода-вывода, контроллеров электронно-лучевых трубок и гибких магнитных дисков.

Применение и выбор интерфейсных схем представлены в гл. 12 на примере линейных схем формирователей напряжения возбуждения внешних устройств и индикаторов.

Остается выразить благодарность многочисленным соавторам этого труда и представляемым ими фирмам за усилия, приложенные ими для того, чтобы сделать эту книгу как можно более всеобъемлющим пособием по практическому использованию ИС.

*А. Б. Уильямс*

# Глава 1

---

## ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

А. Уильямс<sup>1)</sup>

### 1.1. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Операционный усилитель (ОУ) является, вероятно, наиболее популярным и универсальным узлом, используемым в электронной схемотехнике. Этот прибор обеспечивает решение многочисленных и разнообразных задач по линейной и нелинейной обработке электрических сигналов.

До разработки в середине 60-х годов монолитного прибора  $\mu A709$  операционные усилители собирались на дискретных элементах и были относительно дорогими. С тех пор появилось много новых поколений операционных усилителей со специальными и улучшенными характеристиками.

#### 1.1а. Идеальный операционный усилитель

Операционный усилитель представляет собой усилитель с непосредственными связями при двух входных и одном выходном зажимах, обладающий большим коэффициентом усиления. Условное обозначение его показано на рис. 1.1, а, а эквивалентная схема представлена на рис. 1.1, б. Выходное напряжение  $V_{\text{вых}}$  равно разности приложенных к входным зажимам напряжений, умноженной на коэффициент усиления  $A_0$ . Изменение в положительном направлении сигнала, приложенного к положительному (+) входному зажиму, вызывает положительное изменение выходного сигнала; поэтому этот зажим (+) называется неинвертирующим входом. Изменяющийся в положительном направлении сигнал, приложенный к отрицательному (—) входному зажиму, вызывает изменение выходного сигнала

---

<sup>1)</sup> Arthur B. Williams, Vice President of Engineering, Research, and Development, Coherent Communications Systems Corp., Hauppauge, N. Y.

в отрицательном направлении; поэтому отрицательный зажим называется инвертирующим входом.

Поскольку значение  $A_0$  обычно очень велико, прибор обеспечивает довольно высокий коэффициент усиления для дифференциального входного сигнала. А сигнал, прикладываемый к обоим входам одновременно (синфазный входной сигнал), не дает реакции на выходе, поскольку в данном случае дифференциальный входной сигнал равен нулю.

Усилитель обладает входным ( $R_{вх}$ ) и полным выходным ( $R_{вых}$ ) сопротивлениями, которые в идеальном случае равны бесконечности и нулю соответственно. Коэффициент усиления также считается равным бесконечности.

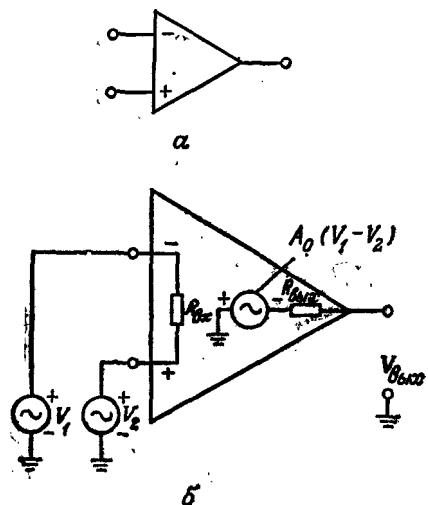


Рис. 1.1. Операционный усилитель. Условное обозначение (а); эквивалентная схема (б).

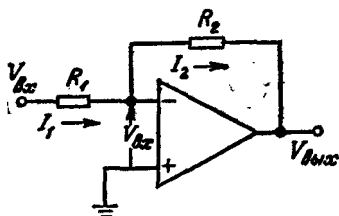


Рис. 1.2. Инвертирующий усилитель.

**Инвертирующий усилитель.** При наличии отрицательной обратной связи с выхода на инвертирующий вход в случае идеального усилителя дифференциальное входное напряжение стремится к нулю. Это явление, называемое эффектом кажущейся земли, позволяет использовать инвертирующий вход в качестве токового суммирующего узла, что, в свою очередь, создает многочисленные полезные схемные конфигурации усилителей и упрощает анализ схем.

Схема инвертирующего ОУ показана на рис. 1.2. Для идеального усилителя дифференциальное входное напряжение  $V_{вх}$  становится равным нулю и сравнивает инвертирующий вход с потенциалом земли из-за отрицательной обратной связи через резистор  $R_2$ . Токи через резисторы можно определить по формулам

$$I_1 = V_{вх}/R_1, \quad (1.1)$$

$$I_2 = -V_{вых}/R_2. \quad (1.2)$$

Поскольку усилитель считается идеальным, входное сопротивление равно бесконечности, и в инвертирующий вход не поступает ток. По этой причине токи  $I_1$ ,  $I_2$  должны быть равны. После приравнивания правых частей формул (1.1) и (1.2) и решения относительно коэффициента усиления при замкнутой петле обратной связи получим

$$A_c = V_{\text{вых}}/V_{\text{вх}} = -R_2/R_1. \quad (1.3)$$

Отсюда можно заключить, что коэффициент усиления схемы идеального инвертирующего усилителя равен отношению сопротивлений двух резисторов и не зависит от самого усилителя.

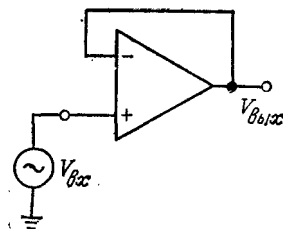
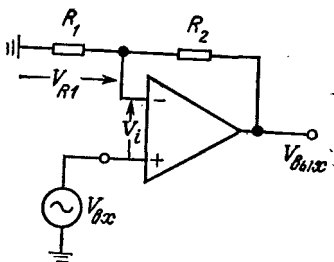


Рис. 1.3. Неинвертирующий усилитель. Рис. 1.4. Повторитель напряжения.

Входное полное сопротивление равно  $R_1$ , а выходное равно нулю.

*Неинвертирующий усилитель.* Рассмотрим теперь операционный усилитель в неинвертирующем включении согласно схеме на рис. 1.3. Благодаря отрицательной обратной связи дифференциальное входное напряжение  $V_{\text{вх}}$  стремится к нулю, в результате чего напряжение  $V_{R1}$  на резисторе  $R_1$  будет равно  $V_{\text{вх}}$ . Поскольку резисторы  $R_1$  и  $R_2$  образуют делитель напряжения, выходное напряжение должно быть равно

$$V_{\text{вых}} = V_{R1} (R_1 + R_2)/R_1 = V_{\text{вх}} (R_1 + R_2)/R_1, \quad (1.4)$$

что можно также переписать в виде

$$A_c = V_{\text{вых}}/V_{\text{вх}} = 1 + (R_2/R_1). \quad (1.5)$$

Коэффициент усиления неинвертирующего усилителя задается отношением сопротивлений двух резисторов *плюс 1*. Входное сопротивление равно бесконечности, а выходное — нулю.

Если взять специальный случай, когда сопротивление резистора  $R_1$  равно бесконечности, а  $R_2$  — нулю, то получается схема повторителя напряжения (рис. 1.4). Здесь коэффициент усиления равен единице, входное сопротивление бесконечно большое, а выходное равно нулю. Эта схема реализует те же буферные функции, что и катодный или эмиттерный повторитель.

### 1.16. Уравнение обратной связи

Чтобы вывести уравнение обратной связи для инвертирующего усилителя по схеме на рис. 1.2, вначале методом суперпозиции выразим  $V_i$  через входное и выходное напряжения. В результате получим

$$V_i = [R_2/(R_1 + R_2)] V_{вх} + [R_1/(R_1 + R_2)] V_{вых}. \quad (1.6)$$

Поскольку коэффициент усиления с разомкнутой обратной связью составляет  $-A_0$ , в данное уравнение можно вместо  $V_i$  подставить отношение  $-V_{вых}/A_0$ . После перегруппировки членов получим выражение общего коэффициента передачи с замкнутой петлей обратной связи

$$A_c = [R_2/(R_1 + R_2)] / [-1/A_0 - R_1/(R_1 + R_2)], \quad (1.7)$$

где

$A_c = V_{вых}/V_{вх}$ . Если принять  $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$ , то

$$1 - \beta = R_2/(R_1 + R_2).$$

Если теперь ввести в уравнение (1.7) параметр  $\beta$ , то общее выражение коэффициента передачи с замкнутой петлей обратной связи примет вид

$$A_c = (1 - \beta) / (-1/A_0 - \beta), \quad (1.8)$$

или в предпочтительной форме

$$A_c (\text{инверт.}) = A_0 (\beta - 1) / (1 + A_0 \beta). \quad (1.9)$$

Далее рассмотрим неинвертирующее включение по схеме рис. 1.3. На основе эффекта делителя напряжения можно написать

$$V_{R_1} = [R_1/(R_1 + R_2)] V_{вых} = \beta V_{вых}. \quad (1.10)$$

Также очевидно, что

$$V_i = V_{вх} - V_{R_1}. \quad (1.11)$$

Далее, выходное напряжение определяется выражением

$$V_{вых} = A_0 (V_{вх} - V_{R_1}). \quad (1.12)$$

Если заменить  $V_{R_1}$  на  $\beta V_{вых}$  в соответствии с уравнением (1.10) и затем решать относительно усиления с замкнутой петлей обратной связи, то получим

$$A_c (\text{неинверт.}) = A_0 / (1 + A_0 \beta). \quad (1.13)$$

Выражения (1.9) и (1.13) являются общими уравнениями обратной связи для инвертирующего и неинвертирующего вклю-



чений усилителя. Они должны быть знакомы тем, кто изучал системы обратной связи или теорию автоматического регулирования. Параметр  $\beta$  называется коэффициентом обратной связи, так как представляет ту часть выходного сигнала, которая подается обратно на вход. Произведение  $A_0\beta$  рассматривается как «петлевое усиление» или «усиление по петле обратной связи». Значение этих уравнений будет продемонстрировано в разд. 1.2.

### 1.1в. Список терминов

Следующие термины определяют параметры операционных усилителей.

*Время нарастания:* время, необходимое ступенчатому выходному напряжению для увеличения от 10 до 90 % своей полной амплитуды.

*Время установления:* время, необходимое ступенчатому выходному напряжению для достижения заданного диапазона окончательных значений.

*Входная емкость:* емкость между двумя входными зажимами при заземлении любого из них.

*Входное сопротивление:* сопротивление между входными зажимами при заземлении любого из них.

*Входное сопротивление для синфазного сигнала:* параллельное соединение сопротивлений, измеренных при малых сигналах между входными зажимами и землей.

*Входной ток смещения:* среднее значение двух входных токов при нулевом выходном напряжении.

*Выходное сопротивление:* внутреннее сопротивление для малого сигнала эквивалентного источника со стороны выходного зажима при напряжении на выходе, близком к нулю.

*Диапазон входных напряжений:* диапазон напряжений в вольтах на любом входном зажиме, который нельзя превышать для обеспечения нормальной работы.

*Запас усиления:* величина усиления в децибелах ниже уровня 0 дБ при фазовом сдвиге  $180^\circ$ .

*Запас фазы:* величина (в градусах) фазового сдвига коэффициента передачи по петле ниже значения  $180^\circ$ , измеренная на частоте единичного усиления.

*Коэффициент перегрузки:* отношение максимальной девиации величины выходного сигнала к установившемуся значению его при ступенчатом входном сигнале.

*Коэффициент подавления синфазного сигнала:* отношение коэффициентов усиления дифференциального и синфазного сигналов.

**Коэффициент разделения каналов:** отношение изменения выходного напряжения возбуждаемого канала к соответствующему изменению на выходе другого канала.

**Коэффициент усиления напряжения большого сигнала:** отношение максимального размаха (от пика до пика) выходного напряжения к соответствующему изменению входного сигнала.

**Максимальный размах (от пика до пика) выходного напряжения:** максимальное выходное напряжение до ограничения при нулевом постоянном выходном напряжении покоя.

**Напряжение смещения:** напряжение, которое необходимо дифференциально подать на входные зажимы через два одинаковых резистора для получения нулевого выходного напряжения.

**Напряжение шума:** напряжение идеального источника, включаемого последовательно с входными зажимами для представления создаваемых внутри усилителя источников шума.

**Общая выделяемая мощность:** общая подводимая к прибору от источника постоянного тока мощность без мощности, отдаваемой в нагрузку.

**Разность входных токов (ток смещения):** разность двух входных токов при нулевом выходном напряжении.

**Скорость нарастания:** скорость изменения выходного напряжения при подаче ступенчатого напряжения на вход.

**Ток короткого замыкания:** максимальный выходной ток при замыкании выходного зажима на землю.

**Ток питания:** ток, поступающий в усилитель от источника питания при отсутствии нагрузки и нулевом выходном напряжении.

**Ток шума:** ток идеального источника тока, включаемого параллельно входным зажимам для представления создаваемых внутри усилителя источников шума.

**Частота единичного усиления:** частота, при которой коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи равен единице.

**Чувствительность к источнику питания:** отношение изменения напряжения смещения к вызвавшему его изменению напряжения источника питания.

## 1.2. ПАРАМЕТРЫ ПРАКТИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

### 1.2а. Скелетная схема усилителя

Упрощенная схема типового операционного усилителя приведена на рис. 1.5. Входной каскад представлен дифференциальным усилителем, который оказывает основное влияние на рабочие параметры. Второй дифференциальный усилитель обеспечивает

дальнейшее повышение усиления и развязку. Для того чтобы на выходе отсутствовало постоянное напряжение, требуется каскад сдвига уровня. Этот каскад возбуждает выходной усилитель,

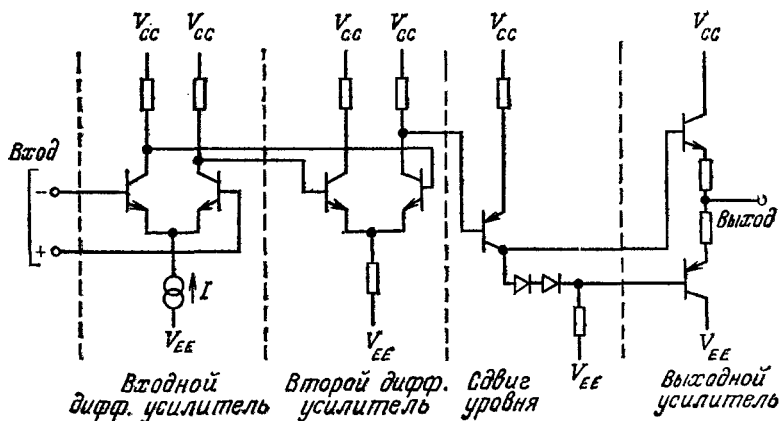


Рис. 1.5. Упрощенная принципиальная схема операционного усилителя.

который обычно состоит из комплементарной пары  $p-n-p/n-p-n$ -транзисторов, обеспечивающей низкое выходное сопротивление и высокую нагрузочную способность по току. Ограничение по току можно также осуществить дополнительной схемой.

## 1.26. Погрешности в операционных усилителях

В качестве первого приближения допускается, что операционный усилитель имеет бесконечно большие коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи, входное сопротивление и нулевое выходное сопротивление. Такое допущение, хотя и упрощает анализ и проектирование схем на операционных усилителях, не всегда может быть справедливым. Разработчику следует знать об ограничениях операционных усилителей, вызванных конечностью значений этих параметров, и учитывать их влияние.

*Конечность коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи.* Уравнения обратной связи для усиления с замкнутой петлей обратной связи были выведены в разд. 1.1 для инвертирующего и неинвертирующего включений усилителя. Здесь они повторяются для удобства:

$$A_c(\text{инверт}) = A_0(\beta - 1)/(1 + A_0\beta), \quad (1.9)$$

$$A_c(\text{неинверт}) = A_0/(1 + A_0\beta). \quad (1.13)$$

Оба выражения имеют в знаменателе член  $1 + A_0\beta$ , где  $A_0$  — коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи, а  $\beta$  — коэффициент обратной связи, соответствующий части выходного сигнала, подводимой обратно на вход. Коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи практических усилителей никогда не равен бесконечности и не является вещественным (с нулевым фазовым сдвигом), поскольку и амплитуда, и фаза коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи изменяются с частотой. Следовательно, вполне вероятно, что на некоторой достаточно высокой частоте произведение  $A_0\beta$  может стать равным  $-1$ . Это приведет далее к тому, что знаменатель в выражениях (1.9) и (1.13) исчезнет, а коэффициент усиления при замкнутой петле обратной связи будет бесконечно большим, что является условием самовозбуждения.

Для предупреждения самовозбуждения необходимо ограничить коэффициент усиления с замкнутой обратной связью таким образом, чтобы произведение  $A_0\beta$  было меньше единицы ниже частоты, где фазовый сдвиг усилителя достигает значения  $180^\circ$ . Это осуществляется формированием наклона характеристики коэффициента усиления, начиная с низких частот и продолжая далее со скоростью 6 дБ/октава. Этот метод обеспечения устойчивости называется частотной коррекцией. При больших коэффициентах усиления с замкнутой обратной связью параметр  $\beta$  очень мал, поэтому требуется и меньшая частотная коррекция. И наоборот, для повторителя напряжения необходима полная коррекция, поскольку в этом случае  $\beta = 1$ .

На рис. 1.6 приведены типовые характеристики коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи и фазового сдвига для усилителя  $\mu A741$ . Кривая усиления имеет две точки излома. Первая (на низких частотах) обусловлена цепью частотной коррекции, которая специально введена для обеспечения устойчивости усилителя. Запаздывание фазы выходного сигнала достигает  $45^\circ$  на этой частоте излома и асимптотически приближается к  $90^\circ$  с увеличением частоты. Наклон амплитудно-частотной характеристики в этом диапазоне составляет 6 дБ/октава.

Другая точка излома характеристики усилителя находится в области частоты 5 МГц и обусловлена паразитными параметрами усилителя. Здесь имеет место дополнительный фазовый сдвиг на  $45^\circ$ , а асимптотический фазовый предел становится равным  $180^\circ$ . Наклон характеристики приближается к 12 дБ/октава.

Для определения влияния усиления при разомкнутой петле обратной связи на усиление с замкнутой обратной связью инвертирующего усилителя необходимо преобразовать выражение (1.9) с подстановкой  $R_1/(R_1 + R_2)$  вместо  $\beta$  следующим образом:

$$A_c (\text{инв.}) = (-R_2/R_1) / \{[(1 + R_2/R_1)/A_0] + 1\}. \quad (1.14)$$

Подобным же образом из уравнения (1.13) можно получить выражение коэффициента усиления с замкнутой петлей для неинвертирующего усилителя:

$$A_c(\text{неинверт.}) = (1 + R_2/R_1) / \{[(1 + R_2/R_1)/A_0] + 1\}. \quad (1.15)$$

Если коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи  $A_0$  равен бесконечности, то оба знаменателя становятся равными единице, и предыдущие уравнения примут вид

$$A_c(\text{инверт.}) = -R_2/R_1, \quad (1.3)$$

$$A_c(\text{неинверт.}) = 1 + R_2/R_1 \quad (1.5)$$

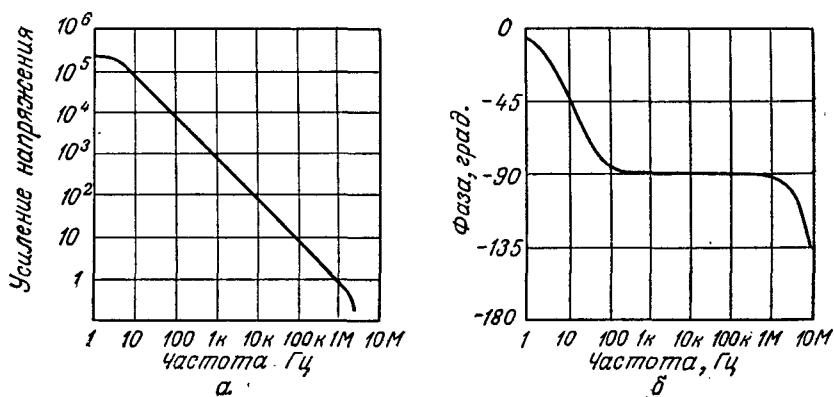


Рис. 1.6. Частотные характеристики коэффициента усиления и фазового сдвига для усилителя  $\mu A741$  при разомкнутой петле обратной связи.  $V_s = \pm 15$  В;  $T_{\text{окр}} = 25^\circ\text{C}$ . а — коэффициент усиления; б — фазовый сдвиг.

Для конечных значений коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи знаменатель становится больше единицы, что вызывает уменьшение общего усиления. Вычислением знаменателя для разных значений отношения  $A_0/A_c$  можно получить таблицу погрешностей усиления (табл. 1.1).

Очевидно, что влияние коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи быстро пропадает с увеличением отношения  $A_0/A_c$ . Поскольку в большей части рабочей полосы фазовый сдвиг при разомкнутой обратной связи для переменного сигнала обычно равен  $-90^\circ$ , составляющая усиления находится в квадратуре с единицей и тем самым уменьшается ее влияние в знаменателе выражения (1.15). Таким образом, с увеличением отношения  $A_0/A_c$  погрешность усиления уменьшается более быстро для сигналов переменного тока, чем для постоянного тока.

**Входное и выходное сопротивления.** Типовое значение входного сопротивления для биполярных ОУ составляет 1 МОм, тог-

Таблица 1.1. Зависимость погрешности усиления от отношения коэффициента усиления без обратной связи к коэффициенту усиления с обратной связью

| $A_0/A_c$ | Погрешность, %<br>(пост. ток) | Погрешность, %<br>(перем. ток) |
|-----------|-------------------------------|--------------------------------|
| 1         | —50                           | —29                            |
| 3         | —25                           | —5                             |
| 5         | —16                           | —2                             |
| $10^1$    | —10                           | —0,5                           |
| $10^2$    | —1                            | —0,005                         |
| $10^3$    | —0,1                          |                                |
| $10^4$    | —0,01                         |                                |

да как приборы с полевыми транзисторами на входе могут иметь сопротивление  $10^{12}$  Ом или выше. Входная емкость в обоих случаях составляет несколько пикофард. Выходное сопротивление обычно находится в диапазоне 100 Ом.

Эти сопротивления являются параметрами при разомкнутой петле обратной связи. При задействовании обратной связи характеристики сопротивления существенно изменяются. Входное сопротивление неинвертирующего усилителя можно представить выражением

$$R_{вх} = (1 + A_0\beta) R_i, \quad (1.16)$$

где  $R_i$  — входное сопротивление при разомкнутой петле обратной связи.

Выходное сопротивление при отрицательной обратной связи равно

$$R_{вых} = R_o/(A_0\beta), \quad (1.17)$$

где  $R_o$  — выходное сопротивление без обратной связи. В типовом случае, когда  $R_i = 1$  МОм,  $R_o = 100$  Ом,  $\beta = 0,1$  и  $A_0 = 10^3$ , входное и выходное сопротивления будут равны 100 МОм и 1 Ом соответственно.

Из уравнений (1.16) и (1.17) видно, что с увеличением усиления (при меньшей отрицательной обратной связи) параметр  $\beta$  уменьшается и характеристики сопротивления ухудшаются. Наоборот, в случае повторителя напряжения, когда  $\beta = 1$ , входное сопротивление будет наивысшим, выходное — минимальным. Для указанных выше типичных значений  $R_i$ ,  $R_o$  и  $A_0$  входное и выходное сопротивления при замкнутой петле обратной связи будут равны  $10^4$  МОм и 0,1 Ом соответственно.

Поскольку величина  $A_0$  уменьшается с увеличением частоты, разработчик должен учитывать, что параметры сопротивления ухудшаются на верхнем краю рабочего диапазона. Это касается

и усиления при замкнутой петле обратной связи. Однако, за исключением весьма экстремальных случаев, эти погрешности усиления пренебрежимо малы, и их можно игнорировать. Можно также пренебречь и входной емкостью усилителя (кроме схем со сверхбольшим входным сопротивлением), поскольку в типовом случае она составляет только 1 или 2 пФ.

**Смещения по постоянному току.** Напряжения эмиттер — база двух входных транзисторов во входном дифференциальном усилителе (рис. 1.5) никогда полностью не согласованы. Поэтому на входе имеет место небольшое дифференциальное напряжение

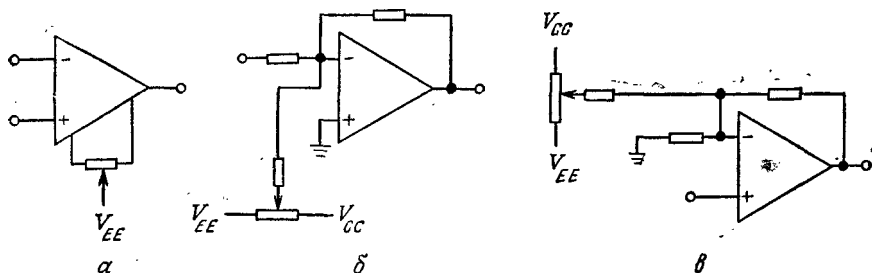


Рис. 1.7. Регулировка напряжения смещения: при наличии специальных зажимов (а); для инвертирующего усилителя (б); для неинвертирующего усилителя (в).

смещения  $V_{IO}$ , не превышающее в типовом случае 10 мВ. Однако, будучи умноженным на существенный коэффициент усиления при замкнутой петле обратной связи, это смещение в результате дает на выходе усилителя неприемлемое смещение, особенно в случае схем с непосредственной связью. Кроме того, это смещение зависит от температуры. Даже в случае схем со связью по переменному току такое смещение может так сместить рабочую точку выходного каскада, что при больших усилениях может иметь место несимметричное ограничение сигнала.

На рис. 1.7 представлены некоторые общие методы подстройки выходного смещения. В схеме рис. 1.7, а потенциометр регулировки можно подсоединить к двум зажимам, которые в некоторых операционных усилителях выводятся специально для этой цели. Внесением небольших токов в точку суммирования обеспечивается возможность регулировки смещения в усилительных схемах на рис. 1.7, б и в. Поскольку  $V_{IO}$  зависит от температуры, то однажды отрегулированное смещение может привести к изменению потенциала на выходе с изменением температуры. Однако это обычно не представляет серьезной проблемы, так как температурный коэффициент для  $V_{IO}$  составляет всего несколько микровольт на градус Цельсия,

В каждую базу транзисторной пары входного дифференциального усилителя должен поступать небольшой ток смещения  $I_B$ . Эти токи показаны на рис. 1.8 для случая инвертирующего усилителя. Они почти равны за исключением небольшой разности  $I_{IO}$ . В схеме на рис. 1.8 ток  $I_{IB1}$  порождает на входе напряжение ошибки, определяемое произведением  $I_{IB1}R_{eq}$ , где

$$R_{eq} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2). \quad (1.18)$$

В этом случае ток смещения  $I_{IB2}$  по инвертирующему входу не оказывает влияния. Для уменьшения вредного влияния тока  $I_{IB1}$  следует избегать больших значений сопротивления резистора  $R_{eq}$ . Можно также использовать схемы на рис. 1.7.

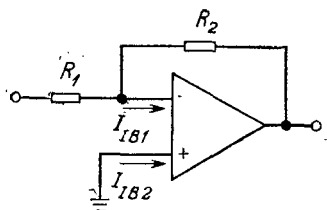


Рис. 1.8. Входные токи инвертирующего усилителя.

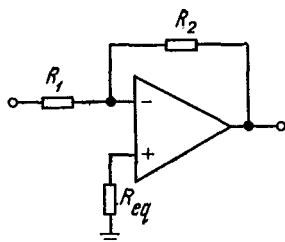


Рис. 1.9. Уменьшение влияния входных токов.

Чаще же используется метод включения резистора  $R_{eq}$  между неинвертирующим входом и землей (рис. 1.9), что не оказывает влияния на усиление. Однако теперь к неинвертирующему входу прикладывается постоянное напряжение смещения  $I_{IB2}R_{eq}$ . Поскольку данный усилитель является прибором дифференциального типа, результирующая погрешность входного напряжения, обусловленная входными токами смещения, равна  $(I_{IB1} - I_{IB2})R_{eq}$ , или  $I_{IO}R_{eq}$ . Так как токи  $I_{IB1}$  и  $I_{IB2}$  в типовом случае составляют 80 пА, а разность входных токов не превосходит 20 пА, получается четырехкратное уменьшение погрешности напряжения смещения.

В случае неинвертирующего усилителя (рис. 1.3) усиление определяется отношением  $R_2/R_1 + 1$ . Однако действительные значения сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$  можно выбирать при этом почти произвольно, в частности можно выбрать так, чтобы параллельное соединение  $R_1$  и  $R_2$  равнялось сопротивлению резистора нагрузки по постоянному току на неинвертирующем входе, т. е. параллельному соединению всех резисторов, подсоединенных между неинвертирующим входом и землей. Для повторителя напряжения резистор можно включить в цепь обратной связи, как показано на рис. 1.10,



Если усилитель предполагается использовать только для сигналов переменного тока, то выходное смещение можно уменьшить модификацией схемы таким образом, чтобы усиление постоянного смещения было равно единице независимо от величины усиления по переменному току. Это достигается включением развязывающего конденсатора, как показано в схеме на рис. 1.11.

Частоту среза по уровню 3 дБ характеристики такого инвертирующего усилителя в области низких частот можно вычислить по формуле

$$f_{3 \text{ дБ}} = 1/(2\pi R_1 C). \quad (1.19)$$

Ниже частоты  $f_{3 \text{ дБ}}$  наклон частотной характеристики составляет примерно 6 дБ/октава. Для коэффициентов усиления по пере-

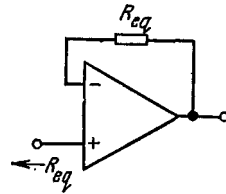


Рис. 1.10. Уменьшение смещения в повторителе напряжения.

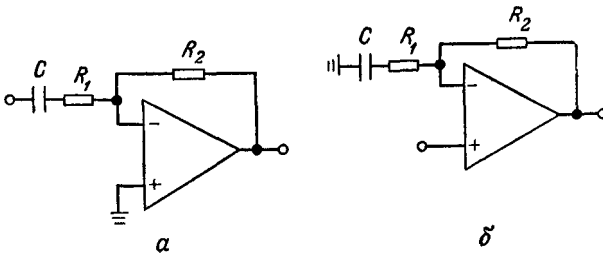


Рис. 1.11. Уменьшение смещения в усилителях переменного тока. Инвертирующий усилитель (а); неинвертирующий усилитель (б).

менному току со значениями более 3—4 частоту среза нижних частот неинвертирующего усилителя также можно вычислить по формуле (1.19).

*Подавление синфазного сигнала и чувствительность к источнику питания.* Коэффициент подавления синфазного сигнала (CMRR) является мерой подавления общего сигнала, прикладываемого одновременно к обоим входам усилителя, по сравнению с дифференциальным входным сигналом. Этот параметр обычно выражается в децибелах и вычисляется по формуле

$$\text{CMRR (дБ)} = 20 \lg (A_0/A_{0, \text{ синф}}), \quad (1.20)$$

где  $A_0$  — коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи усилителя для дифференциального сигнала, а  $A_{0, \text{ синф}}$  — соответствующее усиление синфазного сигнала.

На рис. 1.12 показана типичная зависимость коэффициента подавления синфазного сигнала операционного усилителя  $\mu A741$  от частоты. Этот параметр остается постоянным до нескольких сотен герц, а затем начинает уменьшаться и свыше нескольких сотен килогерц становится неприемлемым.

Чувствительность к источнику питания (PSRR) является мерой изменения напряжения смещения к вызвавшему его изменению напряжения источника питания и обычно измеряется в микровольтах на вольт. Как правило, этот параметр имеет значение

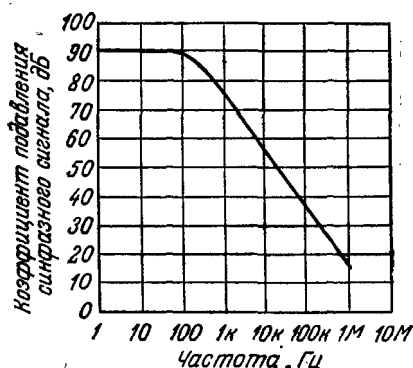


Рис. 1.12. Частотная зависимость коэффициента подавления синфазного сигнала усилителя  $\mu A741$ .  $V_s = \pm 15$  В;  $T_{окр} = 25^\circ\text{C}$ .

в определении влияния пульсации источника питания на усилитель. Это влияние чувствительности к источнику питания на выходной сигнал усилителя можно определить выражением

$$V_{\text{вых}} = \text{PSRR} \times A_c V_{\text{АС}}, \quad (1.21)$$

где  $A_c$  — коэффициент усиления с замкнутой петлей обратной связи, а  $V_{\text{АС}}$  — пульсация источника питания. Типичное значение PSRR для операционного усилителя  $\mu A741$  составляет 30 мкВ/В.

**Шумы усилителя.** Шум операционного усилителя обычно

определяется через приведенное ко входу усилителя эквивалентное напряжение шума в нановольтах на корень квадратный из герца, что указывает на эффективное напряжение на 1 Гц полосы. Если, например, при измерении в полосе 25 Гц эквивалентного шума на входе получено значение 500 нВ, то напряжение шума равно

$$V_n = 500 \text{ нВ} / \sqrt{25 \text{ Гц}} = 500 \text{ нВ} / 5 \sqrt{\text{Гц}} = 100 \text{ нВ} / \sqrt{\text{Гц}}.$$

Напряжение шума  $V_n$  должно быть указано на определенной средней частоте, поскольку в рабочей полосе усилителя распределение шумов неравномерно и имеет тенденцию возрастать на частотах ниже нескольких сотен герц. Типичное значение напряжения шума для операционного усилителя  $\mu A741$  составляет  $45 \text{ нВ} / \sqrt{\text{Гц}}$  при измерении на частоте 1000 Гц в полосе 1 Гц. Как и в случае других задаваемых на входе параметров операционного усилителя, напряжение шума на выходе можно определить аналогичным образом путем умножения  $V_n$  на  $A_c$  (коэффициент усиления при замкнутой петле обратной связи).

Часто входной шум задается в вольтах в квадрате на герц, что можно преобразовать в единицу  $\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$  извлечением квадратного корня. Ток шума на входе также может быть задан в амперах на корень квадратный из герца.

**Скорость нарастания.** При подаче на операционный усилитель большого синусоидального сигнала и с увеличением частоты в некоторой точке усилителю будет трудно отслеживать этот входной сигнал. Ограничение скорости изменения выходного напряжения по времени называется скоростью нарастания выходного напряжения и обычно выражается в вольтах на микросекунду.

Скорость нарастания усилителя можно измерить путем подачи перепада напряжения на вход и измерения фронта сигнала

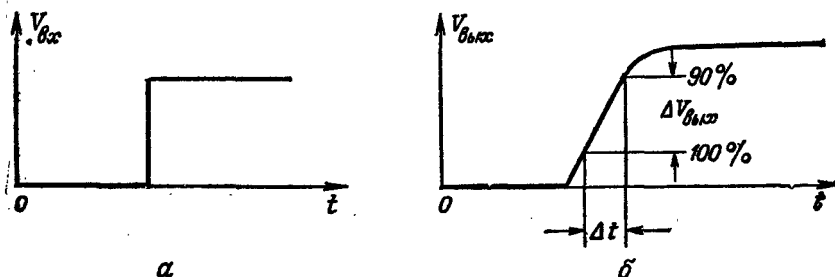


Рис. 1.13. Измерение скорости нарастания выходного сигнала. Входной ступенчатый сигнал (а); выходной сигнал (б).

на выходе (рис. 1.13). В этом случае скорость нарастания определяется соотношением

$$\text{Скорость нарастания} = \Delta V_{\text{вых}} / \Delta t. \quad (1.22)$$

В паспортных данных на прибор часто указывается выходной отклик на перепад напряжения на входе схемы повторителя напряжения. Соответствующая скорость нарастания может быть установлена с помощью выражения (1.22). Для операционного усилителя  $\mu\text{A}741$  типичное значение скорости нарастания выходного напряжения составляет  $0,5 \text{ В/мкс}$ . В других приборах этот параметр достигает значений в несколько сотен вольт в микросекунду.

Скорость нарастания зависит от ряда факторов, таких, как тип усилителя, степень частотной коррекции, емкость нагрузки, усиление схемы и размах выходного напряжения. При заданном типе усилителя для максимизации скорости нарастания можно руководствоваться следующими рекомендациями:

1. Использовать минимально приемлемую частотную коррекцию и избегать емкостных нагрузок.
2. Большему усилению схемы соответствует лучшая скорость нарастания.
3. Установить возможно меньшим размах выходного напряжения.

**Ширина полосы усилителя.** Ширина полосы усилителя часто задается через полосу единичного усиления, т. е. частоту, на которой коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи падает до единицы. Влияние недостаточности последнего на усиление при замкнутой петле обратной связи рассмотрено выше в пункте «Конечность коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи», так что важность расширения полосы очевидна.

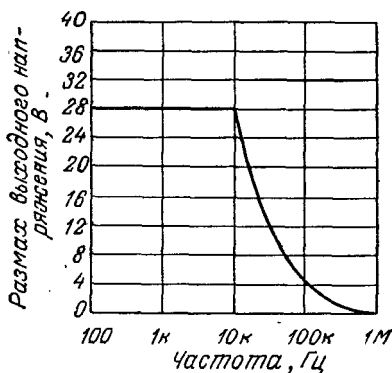


Рис. 1.14. Частотная зависимость размаха выходного напряжения усилителя  $\mu A741$ .  $V_s = \pm 15$  В;  $T_{окр} = 25^\circ\text{C}$ ;  $R_2 = 10$  кОм.

Параметры операционного усилителя при разомкнутой петле обратной связи измеряются на малых сигналах. При больших размахах выходного напряжения ширина полосы еще больше уменьшается. Ширина полосы при сигнале полной мощности может быть на

один или два порядка величины ниже малосигнальной ширины полосы. Ограничение полной мощности выходного сигнала в зависимости от частоты для операционного усилителя  $\mu A741$  показано на рис. 1.14. Здесь размах выходного напряжения соответствует гармоническим 5 %-ным искажениям при источнике питания  $\pm 15$  В. Для расширения полосы полной мощности следует увеличивать до возможных пределов напряжения источника питания. Кроме того, внешняя коррекция должна быть минимальной только для обеспечения устойчивости.

**Устойчивость усилителя.** Выше были представлены уравнения схем при замкнутой петле обратной связи [см. уравнения (1.9)—(1.13)]. Отмечалось также, что усиление по петле  $A_\beta$  может быть равно  $-1$  из-за частотной зависимости амплитуды и фазы коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи. Кроме того, если обратная связь не чисто резистивная, то параметр  $\beta$  также дает фазовый сдвиг. Усиление по петле, равное  $-1$ , приводит к условию самовозбуждения или неустойчивости, поскольку знаменатель в приведенных выше выраже-

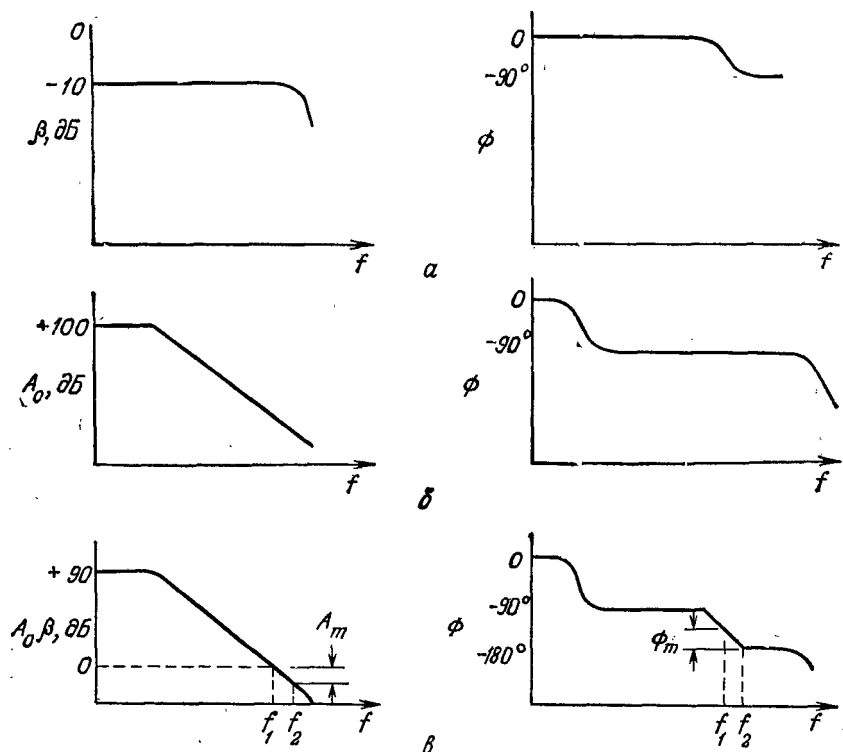


Рис. 1.15. Определение усиления по петле обратной связи. Характеристика цепи обратной связи (а); характеристика усилителя без обратной связи (б); составная характеристика усиления (в).

ниях для коэффициента усиления с замкнутой обратной связью становится равным нулю.

**Запас по фазе и усилению.** Для определения запаса по фазе и усилению строится график Бode частотной зависимости усиления по петле. Эту кривую можно получить путем умножения заданных в технических условиях на прибор кривых усиления и фазы при разомкнутой петле обратной связи на передаточную функцию цепи обратной связи  $\beta$ . Если усиление  $A_0$  и параметры  $\beta$  выражены в децибелах, то умножение можно заменить сложением по соответствующим точкам графика. Аналогично допустимо сложение и для фазового сдвига. На рис. 1.15 иллюстрируется метод поточечного сложения этих кривых для получения характеристики при замкнутой петле обратной связи.

Рассмотрим кривые усиления и фазы на рис. 1.15, в. На частоте  $f_1$  усиление по петле равно единице, но фазовый сдвиг еще не достиг значения  $180^\circ$ . (При фазовом сдвиге  $-180^\circ$  перед про-

изведением  $A_{0\beta}$  появляется знак минус, т. е.  $A_{0\beta} = -1$ , что является условием самовозбуждения.) Число градусов, остающееся до  $180^\circ$ , называется запасом фазы и обозначается через  $\phi_m$ .

С другой стороны, можно определить частоту  $f_2$ , на которой фазовый сдвиг составляет  $180^\circ$ . Измеренное на этой частоте число децибел ниже уровня 0 дБ по кривой усиления называется запасом усиления и обозначается через  $A_m$ .

Очевидно, что, чем больше вычисленные запасы фазы и усиления, тем больше вероятность устойчивой работы. Типичные значения запасов фазы и усиления операционного усилителя  $\mu A741$  в схеме повторителя напряжения равны  $65^\circ$  и 11 дБ соответственно.

*Частотная коррекция.* Оценочный номинальный запас фазы менее  $30^\circ$  или запас усиления менее 6 дБ может в худшем случае привести к неустойчивой работе. Устойчивую работу можно гарантировать изменением характеристики усилителя при разомкнутой петле обратной связи с помощью внешней частотной коррекции.

Многие операционные усилители имеют встроенную частотную коррекцию типа одной емкости 30 пф. Однако из-за того, что такие усилители должны быть, безусловно, устойчивыми, включая и схему повторителя напряжения, сама коррекция больше, чем требуется для большинства других (чем повторитель напряжения) применений. В результате сокращается ширина полосы и уменьшается скорость нарастания до неприемлемых значений. При коррекции внешними цепями можно выбрать меньшую ее величину. Путем установки коррекции, достаточной только для обеспечения устойчивости, можно обеспечить максимально возможные ширину полосы и скорость нарастания.

В технических данных на прибор изготовители приводят рекомендованные для разных величин усиления соответствующие значения элементов цепей коррекции. Эти значения определены для обеспечения устойчивости работы всего диапазона производственных допусков прибора. На рис. 1.16 для операционного усилителя  $\mu A709$  приведены характеристики усиления при разомкнутой петле обратной связи для различных цепей внешней коррекции, а также характеристики с замкнутой петлей обратной связи при фиксированных значениях усиления.

*Измерение устойчивости.* В общем случае трудно производить измерения прибора при разомкнутой петле обратной связи. К счастью, устойчивость схемы можно легко оценить на основе замкнутой петли. Если построить график частотной характеристики при замкнутой обратной связи, то можно обнаружить подъем на верхнем краю диапазона. Запас фазы  $45^\circ$  дает характеристику без подъема. При запасе фазы  $25^\circ$  имеется подъем характеристики приблизительно на 6 дБ. С дальнейшим умень-

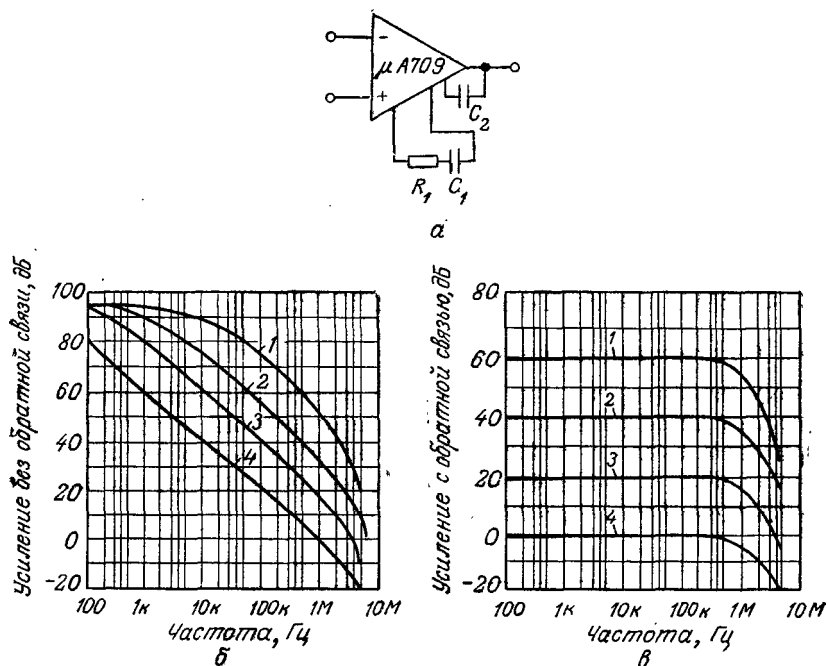


Рис. 1.16. Влияние частотной коррекции на характеристику усиления ОУ  $\mu A709$ . Включение цепей коррекции (а); характеристики усиления без обратной связи для различных цепей коррекции (б); характеристики усиления при различных коэффициентах обратной связи (в).  
 $V_S = \pm 15$  В;  $T_{окр} = 25^\circ \text{C}$ ; 1 —  $C_1 = 10$  пФ,  $R_1 = 0$ ,  $C_2 = 3$  пФ; 2 —  $C_1 = 100$  пФ,  $R_1 = 1,5$  кОм,  $C_2 = 3$  пФ; 3 —  $C_1 = 500$  пФ,  $R_1 = 1,5$  кОм,  $C_2 = 20$  пФ; 4 —  $C_1 = 5000$  пФ,  $R_1 = 1,5$  кОм,  $C_2 = 200$  пФ.

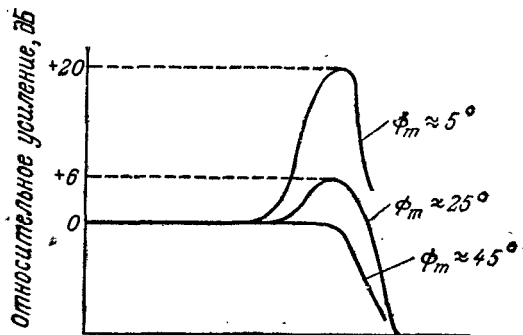


Рис. 1.17. Подъем характеристики при различных запасах фазы.

шением запаса фазы происходит увеличение подъема вплоть до перехода в режим самовозбуждения. Эта зависимость между запасом фазы и подъемом характеристики показана на рис. 1.17.

Метод измерения частотной характеристики для определения устойчивости не так точен, как определение запаса фазы или запаса усиления по характеристикам усиления. Однако он является более удобным и общепринятым по меньшей мере в качестве первого этапа по анализу устойчивости.

### 1.3. СХЕМЫ ЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

#### 1.3а. Суммирующие усилители

Работа инвертирующего усилителя, рассмотренного в разд. 1.1, основана на эффекте кажущейся (виртуальной) земли на инвертирующем входном зажиме. Если расширить его входную цепь включением дополнительных входных резисторов, то получим схему, представленную на рис. 1.18.

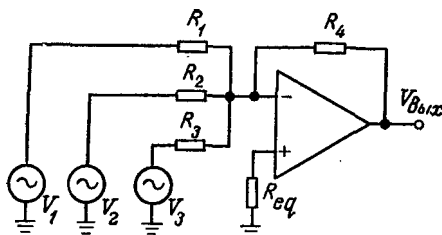


Рис. 1.18. Суммирующий усилитель.

Теперь в направлении входного инвертирующего зажима направляются три тока, определяемые отношениями  $V_1/R_1$ ,  $V_2/R_2$  и  $V_3/R_3$ . Поскольку в операционный усилитель ток не поступает, указанные токи должны проходить через резистор  $R_4$ . Так как дифференциальное входное напряжение равно нулю, то напряжение на выходе равно

$$V_{\text{вых}} = - [(R_4/R_1) V_1 + (R_4/R_2) V_2 + (R_4/R_3) V_3]. \quad (1.23)$$

Составной выходной сигнал равен сумме всех трех входных сигналов, где индивидуальные коэффициенты усиления определяются отношением резистора  $R_4$  к каждому суммирующему резистору. Этот метод можно распространить на любое требуемое количество входов.

Все входы полностью изолированы друг от друга. Поэтому легко реализуются функции по объединению нескольких сигналов с произвольными коэффициентами усиления. Для минимизации



ции смещения по постоянному току включается резистор между неинвертирующим входом и землей, величина которого определяется параллельным соединением входных суммирующих резисторов и резистора обратной связи  $R_4$ . Если смещение не играет существенной роли, то неинвертирующий вход можно соединить непосредственно с землей.

**Пример 1.1. Расчет многовходового суммирующего усилителя.** Рассчитать суммирующий усилитель, объединяющий три сигнала с коэффициентами усиления 1, 10 и 100 соответственно. Рабочий диапазон частот от постоянного тока — до 100 Гц.

*Решение.*

а) Будет использоваться схема на рис. 1.18. Усилитель типа  $\mu A741$  на частоте 100 Гц имеет типичное значение усиления 10 000 при разомкнутой петле обратной связи, что достаточно хорошо превосходит заданное усиление при замкнутой петле обратной связи ( $A_0/A_c = 100$ ).

б) Выберем резистор обратной связи 100 кОм. Поскольку индивидуальные коэффициенты усиления 1, 10 и 100 заданы, вычисленные по выражению (1.23) суммирующие резисторы равны:

$$R_4/R_1 = 1, \quad R_1 = R_4 = 100 \text{ кОм},$$

$$R_4/R_2 = 10, \quad R_2 = R_4/10 = 10 \text{ кОм},$$

$$R_4/R_3 = 100, \quad R_3 = R_4/100 = 1 \text{ кОм},$$

где во всех случаях  $R_4 = 100 \text{ кОм}$ .

в) Результирующая схема приведена на рис. 1.19. Для минимизации смещения по постоянному току между неинвертирующим входом и землей включен резистор 1 кОм. Если от схемы требуется высокая точность работы, то необходимо использовать металлоплёночные резисторы с допуском 1 %.

*Трехрезисторная обратная связь.* В схеме инвертирующего суммирующего усилителя на рис. 1.18 каждый коэффициент уси-

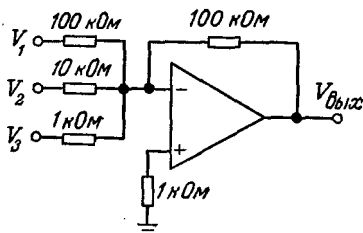


Рис. 1.19. Суммирующий усилитель (пример 1.1).

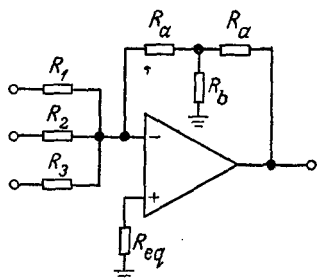


Рис. 1.20. Усилитель с Т-образной цепью обратной связи.

ления определяется отношением резистора обратной связи  $R_4$  к входному суммирующему резистору. В случае очень больших коэффициентов усиления могут потребоваться неприемлемые на практике величины резисторов; например, для усиления 1000 и

суммирующего резистора 10 кОм резистор обратной связи  $R_4$  должен иметь значение 10 МОм.

В схеме усилителя на рис. 1.20 резистор обратной связи  $R_4$  заменен Т-образной цепью резисторов. Если выбрать приемлемую величину резистора  $R_a$ , то резистор  $R_b$  можно вычислить по формуле

$$R_b = R_a^2 / (R_4 - 2R_a). \quad (1.24)$$

Теперь значение резистора  $R_4$  в 10 МОм можно заменить Т-образной цепью, т. е. при выбранном для  $R_a$  значении 100 кОм вычислим резистор  $R_b$ , для которого получим значение 1020 Ом.

### 1.36. Дифференциальные усилители

Во многих применениях приходится усиливать сигналы, поступающие от источников дифференциального типа (различные датчики). Часто при этом присутствует и синфазный сигнал (т. е.

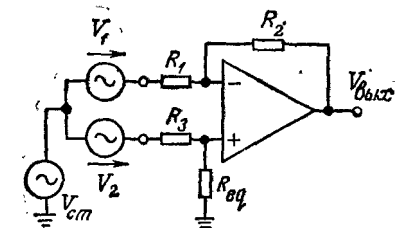


Рис. 1.21. Дифференциальный усилитель.

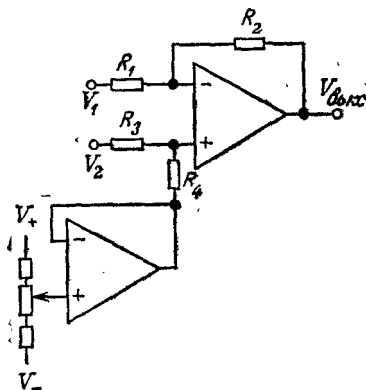


Рис. 1.22. Регулировка смещения дифференциального усилителя.

на обеих сторонах такого источника существует общий относительно земли сигнал в виде постоянного смещения или паразитных наводок переменного напряжения). Если усилитель работает в дифференциальном режиме, т. е. выходной сигнал его является функцией *разности* двух входных напряжений, то любой общий (синфазный) сигнал автоматически подавляется.

На рис. 1.21 приведена схема дифференциального усилителя. Если  $R_2/R_1 = R_4/R_3$ , то коэффициент усиления дифференциального сигнала при замкнутой обратной связи равен

$$A_c = V_{\text{вых}} / (V_2 - V_1) = R_2/R_1 = R_4/R_3. \quad (1.25)$$

Если отношение  $R_2/R_1$  точно равно отношению  $R_4/R_3$ , то схема полностью сбалансирована и синфазное напряжение  $V_{\text{синф}}$  полностью подавляется. Однако на практике полного баланса достичь не удастся, в результате чего небольшая часть синфазного сигнала появляется на выходе. Эта часть увеличивается еще и за счет конечности коэффициента подавления синфазного сигнала усилителя.

Для минимизации постоянного смещения необходимо, чтобы параллельное соединение резисторов  $R_1$  и  $R_2$  было равно параллельному соединению резисторов  $R_3$  и  $R_4$ . Можно также добавить установку нулевого смещения, если усилитель снабжен такой регулировкой. Можно включить отдельную схему установки нуля смещения, подсоединив резистор вместо земли к выходу повторителя напряжения, как показано на рис. 1.22.

Если необходим дифференциальный выход, то его можно реализовать простым добавлением инвертора с единичным коэффициентом усиления к существующей схеме, как показано на рис. 1.23. В этом случае выходной дифференциальный сигнал равен  $2V_1$ .

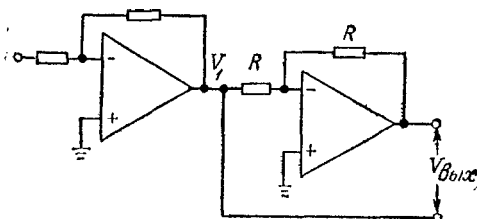


Рис. 1.23. Дифференциальный выход.

**Пример 1.2. Расчет усилителя с дифференциальным входом.** Усилитель с дифференциальным входом необходим для усиления на 20 дБ ( $A_c = 10$ ) дифференциального сигнала. Рабочий диапазон частот — до 100 кГц.

**Решение.** Для данного применения выберем ОУ типа LM101, поскольку ОУ типа  $\mu A741$  с фиксированной коррекцией обладает недостаточным усилением на частоте 100 кГц.

Если выбрать  $R_1$  равным 1 кОм, то  $R_1 = R_3 = 1$  кОм и  $R_2 = R_4 = 10$  кОм в соответствии с выражением (1.25). Полученная схема приведена на рис. 1.24.

Если требуются и дифференциальный вход, и дифференциальный выход, то можно использовать схему на рис. 1.25. Выведенное на основе метода суперпозиции выражение для коэффициента усиления имеет вид

$$A_c = V_{\text{вых}}/V_i = 2(R_2/R_1) + 1. \quad (1.26)$$

Регулировку усилений можно осуществлять изменением резистора  $R_1$ . Другой особенностью данной схемы является довольно

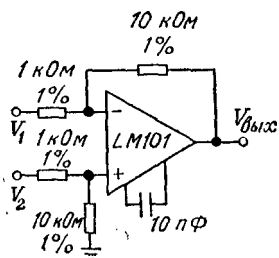


Рис. 1.24. Дифференциальный усилитель (пример 1.2).

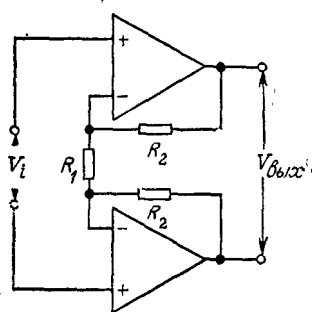


Рис. 1.25. Усилитель с дифференциальными входом и выходом.

высокое входное сопротивление, поскольку входной сигнал поступает непосредственно на неинвертирующие входы, а не на суммирующие резисторы.

### 1.3в. Измерительные усилители

Базовый дифференциальный усилитель по схеме на рис. 1.21 обладает рядом ограничений. Его входное сопротивление относительно мало, так как определяется сопротивлениями  $R_1$ ,  $R_3$  и  $R_4$ . Это может привести к погрешностям из-за подгрузки источника возбуждения. Кроме того, из-за необходимости одновременной регулировки нескольких сопротивлений затруднено изменение усиления. Схема может иметь неприемлемый коэффициент подавления синфазного сигнала.

Прибор, в котором преодолены эти ограничения, называется измерительным усилителем. Известная реализация его представлена на рис. 1.26. За счет двух дополнительных усилителей получены превосходные (по сравнению с дифференциальным усилителем по схеме на рис. 1.21) показатели.

Эта схема представляет собой усилитель с дифференциальными входом и выходом по схеме на рис. 1.25, нагруженный дифференциальным усилителем по схеме на рис. 1.21. Усиление этой схемы определяется выражением

$$A_c = V_{\text{вых}}/V_i = [2(R_2/R_1) + 1](R_4/R_3). \quad (1.27)$$

Если принять  $R_3 = R_4$ , то это выражение упростится до

$$A_c = V_{\text{вых}}/V_i = 2(R_2/R_1) + 1. \quad (1.28)$$

Здесь минимально возможный коэффициент передачи равен единице.

Регулировку усиления можно осуществлять изменением резистора  $R_1$ . Для минимизации постоянного смещения резисторы

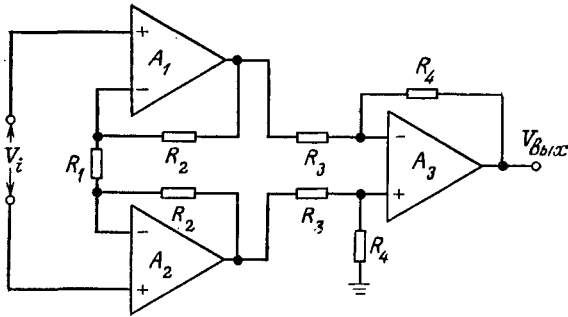


Рис. 1.26. Измерительный усилитель.

следует выбирать небольшими. Дальнейшее уменьшение этого смещения возможно при использовании в качестве усилителей  $A_1$  и  $A_2$  двоянных согласованных усилителей типа MC1458.

**Пример 1.3. Расчет измерительного усилителя.** Рассчитать усилитель с дифференциальным входом, большим входным сопротивлением и высоким подавлением синфазного сигнала. Усилитель должен иметь переключаемые коэффициенты усиления 3, 5 и 10.

*Решение.*

а) Будет использована схема измерительного усилителя на рис. 1.26. Если принять  $R_2 = R_3 = R_4 = 10$  кОм, то далее можно вычислить три различных значения  $R_1$  для соответствующих величин усиления, используя выражение (1.28), следующим образом:

$$R_1 = 2R_2/(A_c - 1) \quad (1.29)$$

| $A_c$ | $R_2$ , кОм | $R_1$ , кОм |
|-------|-------------|-------------|
| 3     | 10          | 10          |
| 5     | 10          | 5           |
| 10    | 10          | 2,22        |

б) Результирующая схема приведена на рис. 1.27. Устройства  $A_1$  и  $A_2$  реализованы на ОУ типа MC1458, а для  $A_3$  применен ОУ  $\mu A741$ . Резисторы являются металлоочными с допуском 1 %.

Измерительный усилитель можно также построить только на двух операционных усилителях, как показано на рис. 1.28. Усиление этой схемы определяется уравнением

$$A_c = 1 + R_1(1/R_2 + 2/R_3). \quad (1.30)$$

Если требуется регулировка усиления, то резистор  $R_3$  можно сделать переменным.

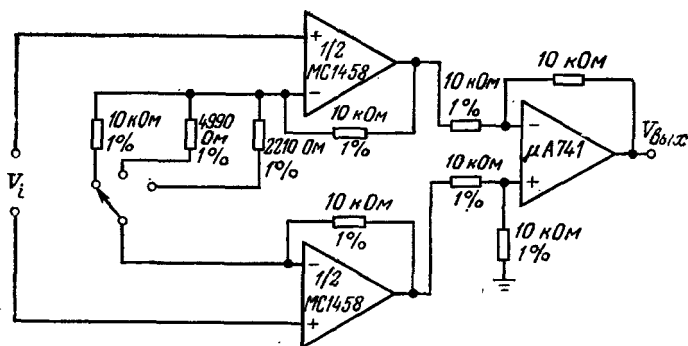


Рис. 1.27. Измерительный усилитель (пример 1.3).

Хотя измерительные усилители будут подавлять синфазный сигнал, присутствующий на обоих входах, напряжение этого сигнала не должно превосходить максимальной производительности

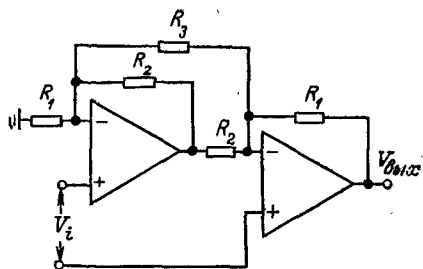


Рис. 1.28. Измерительный усилитель на двух ОУ.

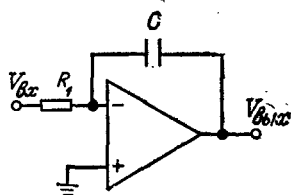


Рис. 1.29. Идеальный интегратор.

прибора. Например, для ОУ типа  $\mu A741$  максимальный размах синфазного сигнала должен находиться в пределах  $\pm 15$  В (относительно земли). Превышение этого диапазона может разрушить прибор.

### 1.3г. Интеграторы и дифференцирующие устройства

**Идеальный интегратор.** Идеальный интегратор обеспечивает на выходе сигнал, пропорциональный интегралу по времени от входного сигнала. Выходной сигнал определяется площадью, находящейся под кривой входного сигнала. Математически это выра-

жается соотношением

$$V_{\text{вых}} = k \int V_{\text{вх}} dt, \quad (1.31)$$

где  $k$  — константа.

Рассмотрим идеальный интегратор, приведенный на схеме рис. 1.29. Благодаря виртуальной земле на инвертирующем входе ток через резистор  $R_1$  равен отношению  $V_{\text{вх}}/R_1$ . Этот ток должен далее проходить через емкость  $C$ , которая обеспечивает выходной сигнал. Поскольку напряжение на конденсаторе равно

$$V = \frac{1}{C} \int I dt, \quad (1.32)$$

выходное напряжение можно записать в виде

$$V_{\text{вых}} = -\frac{1}{C} \int \frac{V_{\text{вх}}}{R_1} dt, \quad (1.33)$$

или в предпочтительной форме

$$V_{\text{вых}} = -\frac{1}{R_1 C} \int V_{\text{вх}} dt. \quad (1.34)$$

Работать с выражением (1.33) не очень желательно, так как, возможно, придется иметь дело с интеграцией комплексных сигналов. Более приемлемое выражение можно вывести из исходного уравнения на основе запасаемого заряда на емкости:

$$Q = CV. \quad (1.35)$$

Поскольку заряд равен произведению тока  $I$  и времени  $T$  можно написать

$$IT = CV.$$

Подставляя вместо тока  $I$  отношение  $V_{\text{вх}}/R_1$  и вместо  $V$  напряжение  $V_{\text{вых}}$ , можно для схемы рис. 1.29 определить выходное напряжение

$$V_{\text{вых}} = -V_{\text{вх}}T/(R_1C), \quad (1.36)$$

где отрицательный знак обусловлен инверсией сигнала. Эту формулу можно применять для кусочной аппроксимации входного сигнала.

На рис. 1.30 иллюстрируется интеграция прямоугольного колебания, дающая треугольное напряжение. За первую половину цикла выходной сигнал падает на величину, определяемую выражением (1.36). За вторую половину цикла выходной сигнал возрастает на ту же величину из-за симметрии входного сигнала. Этот процесс периодически повторяется.

**Реальные интеграторы.** Постоянное смещение на входе интегратора на рис. 1.29 приведет к непрерывному нарастанию сигнала в одном направлении вплоть до насыщения. Для обеспече-

ния стабилизации по постоянному напряжению в схеме на рис. 1.31 включается параллельно емкости дополнительный резистор. Усиление для сигналов низких частот, в том числе и для постоянного тока, теперь ограничено величиной  $R_2/R_1$ . Для того

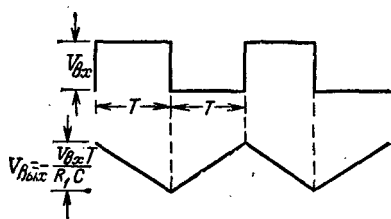


Рис. 1.30. Интеграция прямоугольного колебания.

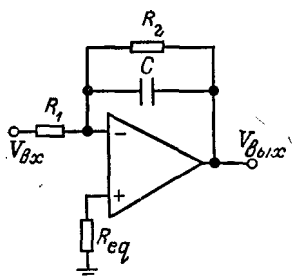


Рис. 1.31. Реальный интегратор.

чтобы сохранить свойство интегрирования на заданных частотах, минимальное значение  $R_2$  вычисляется по формуле

$$R_2 \geq 1/(2\pi f_L C), \quad (1.37)$$

где  $f_L$  — наименьшая рабочая частота. В идеальном случае значение резистора  $R_2$  должно быть по меньшей мере в 10 раз больше значения, определяемого выражением (1.37). Резистор  $R_{eq}$  минимизирует постоянное смещение на выходе и равен параллельному соединению резисторов  $R_1$  и  $R_2$ .

**Пример 1.4. Расчет интегратора.** Рассчитать интегратор для преобразования прямоугольного колебания частотой 1000 Гц с размахом 10 В в треугольное колебание с размахом 5 В. Использовать конденсатор емкостью 1 мкФ.

*Решение.*

а) Резистор  $R_1$  вычисляется по формуле

$$R_1 = V_{вх} T / (V_{вых} C) = 10 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} / (5 \cdot 10^{-6}) = 1 \text{ кОм}. \quad (1.36)$$

Отметим, что значение  $T$  соответствует половине периода частоты 1000 Гц. (Отрицательный знак в выражении (1.36) опущен, поскольку принята инверсия сигнала.)

б) Стабилизирующий резистор  $R_2$  определяется выражением

$$R_2 \geq 1/(2\pi f_L C) \geq 1/(6,28 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6}) \geq 159 \text{ Ом}. \quad (1.37)$$

Возьмем  $R_2 = 10 \text{ кОм}$ ; тогда  $R_{eq} = 910 \text{ Ом}$ . Результирующая схема представлена на рис. 1.32.

В заключение материала по интеграторам отметим, что усиление схемы для синусоидального сигнала определяется фор-



мулой

$$A_c = j[1/(2\pi fRC)]. \quad (1.33)$$

Характеристика этого усиления по частоте имеет наклон 6 дБ/октава и постоянный фазовый сдвиг  $90^\circ$ .

**Дифференцирующие устройства.** Дифференцирующие устройства реализуют функции, обратные интегрированию. В то время как выходной сигнал интегратора равен интегралу от входного сигнала, дифференцирующее устройство выполняет математическую операцию дифференцирования над входным сигналом. Идеальный дифференциатор представлен на рис. 1.33. Ток, про-

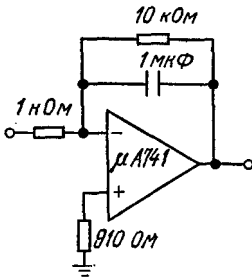


Рис. 1.32. Интегратор (пример 1.4).

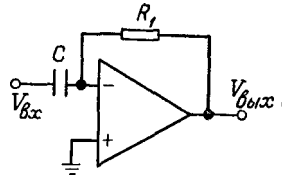


Рис. 1.33. Идеальное дифференцирующее устройство.

ходящий через конденсатор, определяется соотношением  $CdV_{вх}/dt$  из-за того, что входной инвертирующий зажим является виртуальной землей. Тогда выходное напряжение равно

$$V_{вых} = -R_1C(dV_{вх}/dt). \quad (1.39)$$

Если входное напряжение изменяется линейно в определенном диапазоне, то выходное напряжение можно выразить соотношением

$$V_{вых} = -R_1C(\Delta V_{вх}/\Delta t). \quad (1.40)$$

Если на вход этой схемы подать треугольное напряжение, то на выходе получается прямоугольное колебание, как показано на рис. 1.34. Здесь очевиден процесс, обратный интегрированию.

Коэффициент усиления *возрастает* с частотой со скоростью 6 дБ/октава, т. е. обратно коэффициенту усиления интегратора, который *уменьшается* с той же скоростью. Такая схема поэтому обладает довольно высокой восприимчивостью к высокочастотным шумам. Для того чтобы ограничить коэффициент усиления на высоких частотах, обычно включают резистор последователь-

но с конденсатором, как показано на рис. 1.35. Это лимитирует максимальное усиление величиной  $-R_1/R_2$ . Минимальная величина резистора определяется из выражения

$$R_2 \leq \frac{1}{(2\pi f_h C)}, \quad (1.41)$$

где  $f_h$  — наивысшая рабочая частота. В идеальном случае значение  $R_2$  должно быть в 10 раз меньше вычисленного по формуле (1.41).

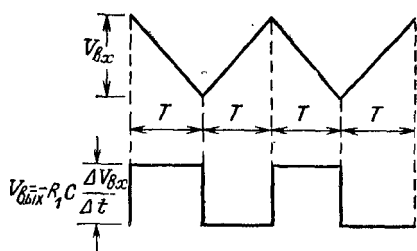


Рис. 1.34. Дифференцирование треугольного колебания.

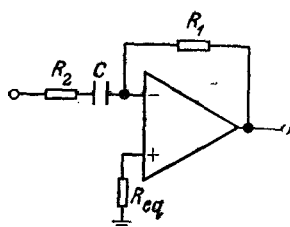


Рис. 1.35. Реальное дифференцирующее устройство.

### 1.3д. Источники тока

Идеальный источник тока отдает в нагрузку ток, который непосредственно определяется входным напряжением и не зависит от полного сопротивления нагрузки. Такой тип схемы также иногда называют источником тока, управляемым напряжением (ИТУН), или преобразователем напряжение — ток.

Операционные усилители хорошо подходят для построения источников тока благодаря своим почти идеальным характеристикам при наличии отрицательной обратной связи. В данном разделе рассматривается ряд подобных конфигураций, обладающих различными особенностями.

**Униполярные источники тока.** Униполярный источник тока обеспечивает ток только одной полярности относительно земли. Одна из широко распространенных схем представлена на рис. 1.36, а. Виртуальная земля присутствует между двумя входными зажимами благодаря отрицательной обратной связи. При этом ток, протекающий через резистор  $R$ , равен

$$I_R = (V^+ - V_{BX})/R. \quad (1.42)$$

Этот ток поступает в эмиттер транзистора и присутствует в его коллекторе. Необходимо, однако, отметить, что  $(1 - \alpha)$ -часть эмиттерного тока ответвляется в базу транзистора, уменьшая тем самым ток коллектора. Эта погрешность обычно пренебре-

жимо мала, так как параметр транзистора  $\alpha$  обычно равен 0,99. Заменяв один транзистор схемой Дарлингтона, как показано на рис. 1.36, б, можно значительно уменьшить эту погрешность.

Полное выходное сопротивление схемы достаточно высоко и составляет обычно десятки мегом. Еще большие сопротивления можно получить при использовании полевых транзисторов. Выходной ток зависит от разницы напряжений между  $V^+$  и  $V_{вх}$ , в результате чего любое изменение напряжения положительного

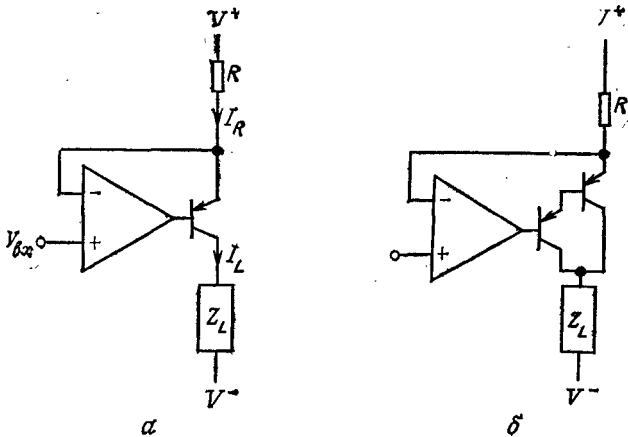


Рис. 1.36. Транзисторный источник тока. Одиночный транзистор (а); транзисторы по схеме Дарлингтона (б).

источника питания сказывается на выходном токе. Этот недостаток можно преодолеть стабилизацией входного сигнала по  $V^+$ .

**Пример 1.5. Расчет источника тока.** Необходим источник тока для обеспечения постоянного тока  $1 \text{ мА} \pm 10 \%$  в резистивной нагрузке, не превышающей  $10 \text{ Ом}$ . Источник питания — напряжением  $\pm 15 \text{ В}$ .

**Решение.** Для стабилизации напряжения на резисторе  $R$  в схеме на рис. 1.36 используется стабилитрон, что обеспечивает постоянство тока. Результирующая схема показана на рис. 1.37. Стабилитрон на  $7,5 \text{ В}$  обуславливает ток  $1 \text{ мА}$  через резистор  $7500 \text{ Ом}$  и нагрузку. Отметим, что для этого тока в схеме требуется общее напряжение  $22,5 \text{ В}$  ( $30 \text{ В}$  минус падение напряжения диода без учета напряжения насыщения коллектор — эмиттер  $V_{CE}$  транзистора). Следовательно, чтобы обеспечивалась регулировка, сопротивление нагрузки не должно превосходить значения  $22,5 \text{ В}/1 \text{ мА}$ , или  $22,5 \text{ кОм}$ .

Поскольку схема работает на постоянном токе, то здесь подойдет ОУ типа  $\mu\text{A741}$ .

**Биполярные источники тока.** Биполярный источник может обеспечивать регулируемый ток положительной и отрицательной относительно земли полярностей и обычно используется для сиг-

налов переменного тока. Одна из реализаций его представлена на рис. 1.38.

Полное выходное сопротивление схемы равно

$$Z_{\text{вых}} = R_4 / (R_4/R_2 - R_3/R_1). \quad (1.43)$$

Если отношения  $R_4/R_2$  и  $R_3/R_1$  равны, то выходное сопротивление равно бесконечности, что соответствует идеальному источнику тока. Выходной ток равен

$$I_L = -V_{\text{вх}} R_3 / (R_1 R_4). \quad (1.44)$$

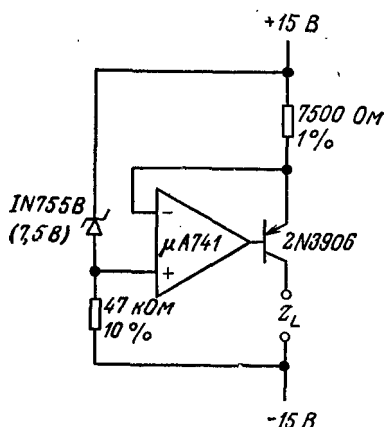


Рис. 1.37. Источник тока на 1 мА (пример 1.5).

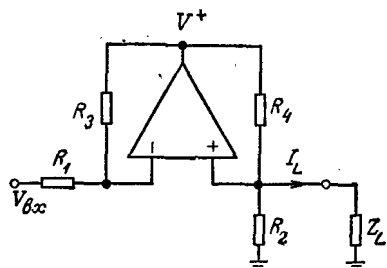


Рис. 1.38. Биполярный источник тока.

Если принять  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ , то выражение для выходного тока упрощается:

$$I_L = -V_{\text{вх}}/R. \quad (1.45)$$

Для обеспечения высокого выходного сопротивления следует избегать низких значений резисторов  $R$ . Кроме того, необходимо использовать прецизионные значения. При разбросе в 1% минимальное выходное сопротивление равно

$$Z_{\text{вых}} \geq 50R. \quad (1.46)$$

Напряжение в узле  $V'$  определяется выражением

$$V' = -V_{\text{вх}} [2(Z_L/R) + 1]. \quad (1.47)$$

При слишком больших значениях  $Z_L$  усилитель может попасть в режим ограничения из-за большого размаха выходного напряжения.



где при указанных величинах элементов обеспечивается в сбалансированной нагрузке ток около 10 мА. Для понимания принципа действия данной схемы временно проигнорируем присутствие резисторов  $R_6$  и  $R_7$ , в результате чего схема сведется к комплементарной паре транзисторных источников тока, подобных представленным на рис. 1.36, а. Делитель напряжения на резисторах  $R_1$  —  $R_4$  обеспечивает падения напряжений по 3 В на резисторах  $R_5$  и  $R_8$ . Узел 1 имеет потенциал земли. Ток величиной 30 мА ( $3 \text{ В}/100 \text{ Ом}$ ) вытекает из источника тока  $Q_1$ , проходит через нагрузку  $Z_L$  и возвращается в источник тока  $Q_2$ .

Резисторы  $R_6$  и  $R_7$  реагируют на падение напряжения на нагрузке. При одинаковых значениях токов обоих источников сохраняется потенциал земли в точке соединения диодов  $D_1$  и  $D_2$ . Если вытекающий из  $Q_1$  ток превышает ток источника  $Q_2$ , то потенциал узла 1 возрастает в положительном направлении, уменьшая ток источника  $Q_1$  и увеличивая ток источника  $Q_2$  до установления их равенства. И наоборот, при большем токе от  $Q_2$  потенциал узла 1 изменяется в отрицательном направлении, в результате чего снова токи обоих источников станут равными.

## 1.4. РАСШИРЕНИЕ РАБОЧИХ ПАРАМЕТРОВ

В то время как операционный усилитель большей частью является универсальным прибором, часто требуется расширить возможности его работы. В данном разделе рассматриваются некоторые широко используемые методы увеличения способностей операционного усилителя.

### 1.4а. Увеличение нагрузочной способности

Операционные усилители могут отдавать в нагрузку ограниченную мощность. Например, ОУ типа  $\mu A741$  в резистивной нагрузке обеспечивает не более нескольких милливатт. В представленной на рис. 1.41 схеме инвертирующего усилителя обеспечивается умеренное увеличение нагрузочной способности. Данная схема имеет

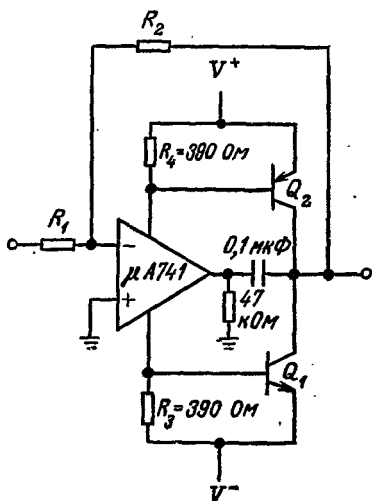


Рис. 1.41. Увеличение нагрузочной способности.

два преимущества: легко обеспечивает ток 20—30 мА и размах выходного напряжения почти достигает напряжений источников питания.

Принцип действия схемы состоит в следующем. При отрицательном выходном напряжении возрастает ток от отрицательного источника. Это происходит за счет большего возбуждения базы транзистора  $Q_1$ , что, в свою очередь, обеспечивает требуемое увеличение тока в нагрузке. Подобным же образом при положительном выходном сигнале происходит возрастание возбуждения базы транзистора  $Q_2$ .

Значения резисторов  $R_3$  и  $R_4$  приведены для случая ОУ типа  $\mu A741$ . Для других приборов эти значения можно вычислять по формуле

$$R_3 = R_4 = 0,6/I_{CC}, \quad (1.48)$$

где  $I_{CC}$  — номинальный ток потребления данного прибора.

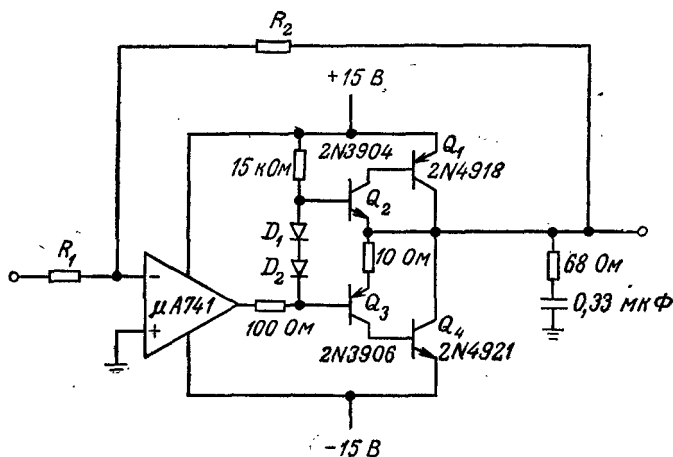


Рис. 1.42. Модернизация увеличения нагрузочной способности.

Недостатком данной схемы является наличие мертвой зоны в районе нулевого выходного напряжения, когда запираются оба транзистора  $Q_1$  и  $Q_2$ . Если коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи недостаточен на рабочей частоте, то могут возникнуть дополнительные переходные искажения.

Улучшенные характеристики можно получить с помощью схемы на рис. 1.42. Здесь выходной каскад работает в классе АВ при почти нулевом значении тока покоя, в результате чего нет переходных искажений. Схема обеспечивает мощность 2 Вт на нагрузке 8 Ом при нелинейных искажениях, не превышающих 1 %.

### 1.46. Расширение полосы

Расширения полосы усилителя можно достичь при использовании приборов с внешней коррекцией и возможно меньшей степенью этой коррекции, обеспечивающей лишь устойчивость работы.

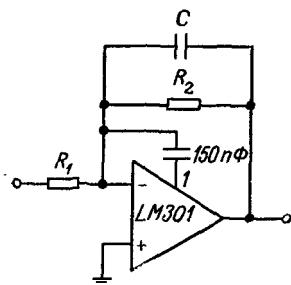


Рис. 1.43. Коррекция прямого прохождения сигнала.

Альтернативный метод включает так называемую коррекцию прямого прохождения, когда сигналы высокой частоты обходят входной каскад для непосредственного возбуждения более высокочастотных последующих каскадов. Использование этого метода иллюстрируется на рис. 1.43 на примере ОУ типа LM301. Таким способом можно расширить по-

лосу для характеристики при разомкнутой петле обратной связи. Для обеспечения устойчивой работы может потребоваться включение конденсатора небольшой емкости параллельно резистору  $R_2$ . Применение метода коррекции прямого прохождения ограничено схемами инвертирующих усилителей.

### 1.4в. Использование однополярного источника питания

Большинство интегральных схем (ИС) операционных усилителей требует разнополярных источников питания с напряжением в пределах от  $\pm 3$  до  $\pm 18$  В, что часто невозможно обеспечить. Обычно операционные усилители еще можно использовать с одним источником питания при создании опорного напряжения  $V_{оп}$ , которое заменяет заземление в схеме. Это напряжение равно половине напряжения имеющегося единственного источника питания и должно обеспечиваться от источника с низким внутренним сопротивлением.

На рис. 1.44, а показан один из способов создания опорного напряжения  $V_{оп}$  от положительного источника питания. Здесь делитель напряжения и шунтирующий конденсатор образуют промежуточный источник постоянного напряжения, который далее развязывается от нагрузки с помощью повторителя напряжения. На рис. 1.44, б показана аналогичная схема для случая одного отрицательного источника питания.

Входные сигналы, опирающиеся на потенциал земли, должны быть развязаны по постоянному току и далее наложены на  $V_{оп}$ .



Для сохранения постоянной составляющей выходной сигнал также необходимо развязать по постоянному току. В результате данный метод препятствует прохождению низкочастотных сигналов, в том числе и сигналов постоянного тока.

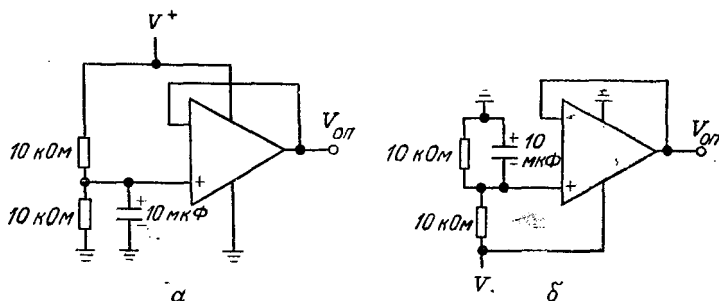


Рис. 1.44. Получение опорного напряжения. Одиночный источник положительного напряжения (а); одиночный источник отрицательного напряжения (б).

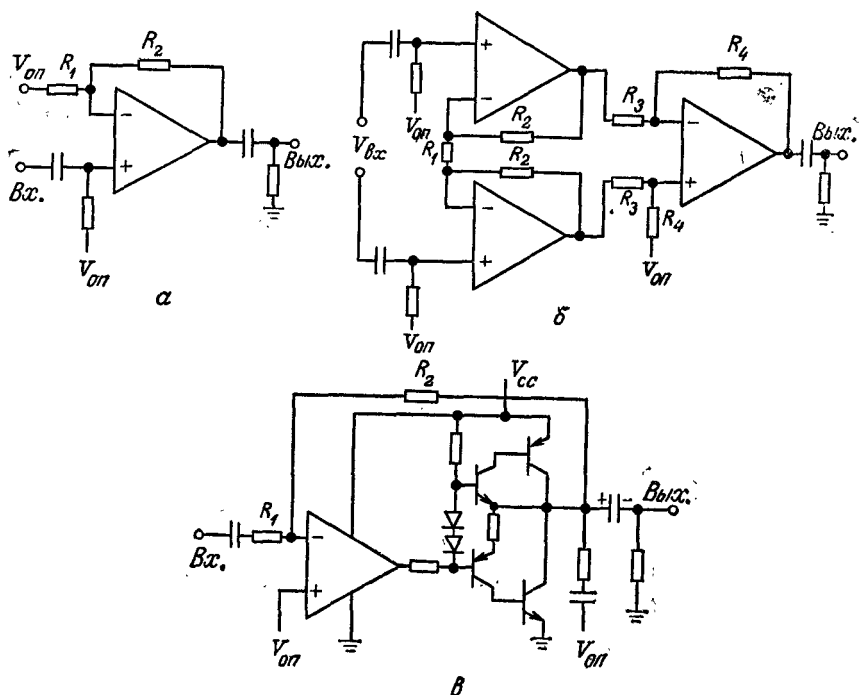


Рис. 1.45. Работа от однополярного источника питания. Неинвертирующий усилитель (а); измерительный усилитель (б); увеличение нагрузочной способности (в).

Иллюстрация этого метода относительно некоторых рассмотренных выше схем приведена на рис. 1.45. Указанные на рис. 1.44 варианты схем используются для создания опорного напряжения, и все ИС питаются от однополярного источника.

## 1.5. ВЫБОР ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Успех или неудача конкретной разработки часто определяется параметрами используемого операционного усилителя. Недостаточный коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи, низкое входное сопротивление, малая скорость нарастания выходного напряжения или деградация других многочисленных параметров могут серьезно повлиять на характеристики схемы.

Для выбора соответствующего заданному применению прибора разработчик должен прежде всего выделить те параметры ОУ, которые наиболее непосредственно влияют на работу схемы, и по ним далее выбрать приемлемый операционный усилитель.

### 1.5а. Механические данные

Операционные усилители выпускаются в различных видах стандартных корпусов и типах выводов. Выбор конкретного корпуса зависит от механических и температурных требований и от других условий окружающей среды. Для аппаратуры военного назначения (работа в диапазоне температур от  $-55$  до  $+125^{\circ}\text{C}$ ) не годятся пластмассовые корпуса. В коммерческой аппаратуре самым распространенным является, пожалуй, пластмассовый вариант с восемью выводами.

Указанные в данном разделе корпуса являются типовыми для частных изготовителей. Хотя приборы одного типа корпусов обычно взаимозаменяемы, разработчику необходимо для получения более подробной информации обращаться к справочным данным конкретного изготовителя.

*Керамический двухрядный корпус.* Эти двухрядные корпуса (DIP) состоят из керамической основы, рамки на 8, 14 или 16 выводов и керамической крышки. Схемный кристалл сплавляется с основой, к кристаллу присоединяется рамка выводов и крышка герметически спаивается с основой с использованием стекла.

Типовые конструкции корпусов показаны на рис. 1.46. Эти корпуса предназначены для установки в монтажные отверстия с шагом 7,5 мм между рядами. Перед установкой в отверстия выводы должны быть сформованы. Создаваемое отформованными

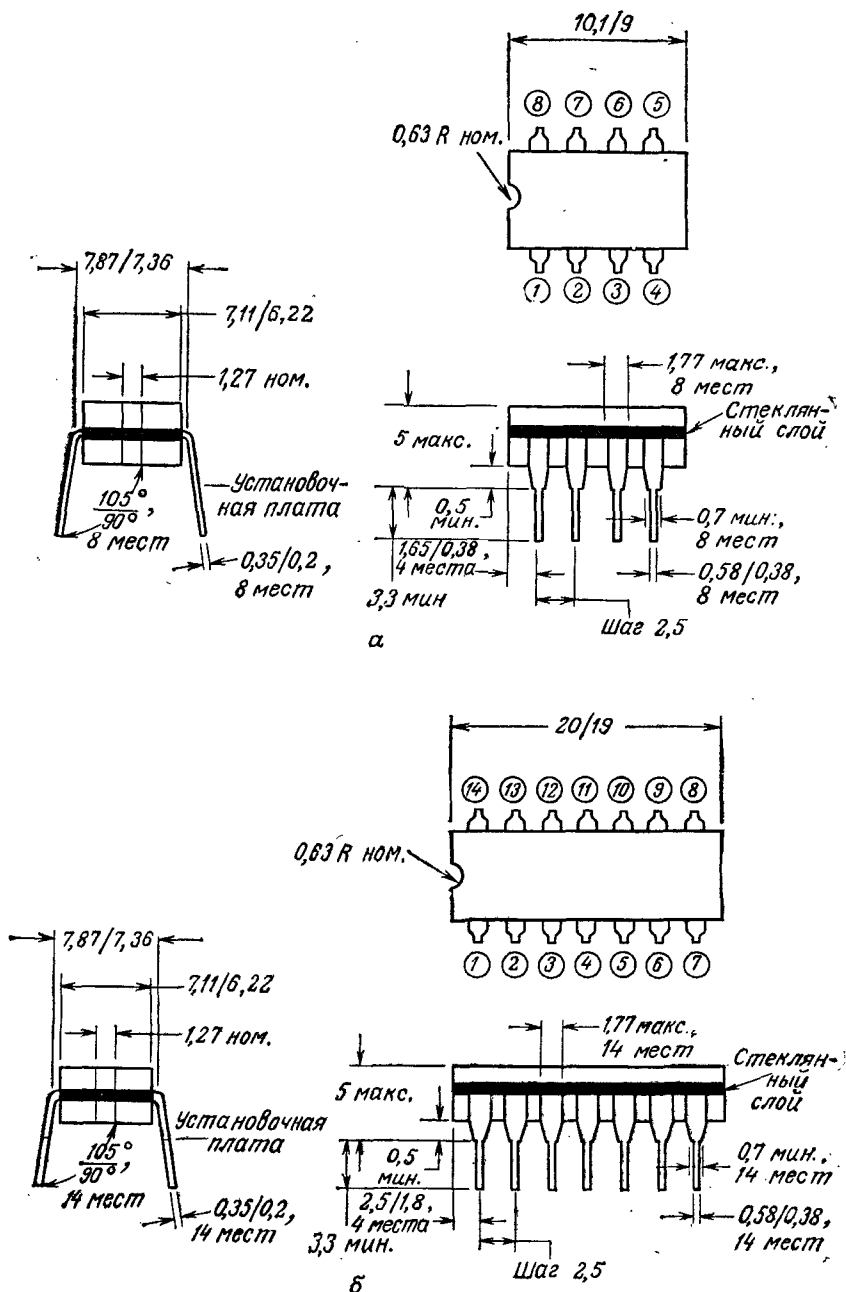


Рис. 1.46. Керамические двухрядные корпуса. (С разрешения фирмы Texas Instruments, Corp.) Корпус с 8 выводами (а); корпус с 14 выводами (б),

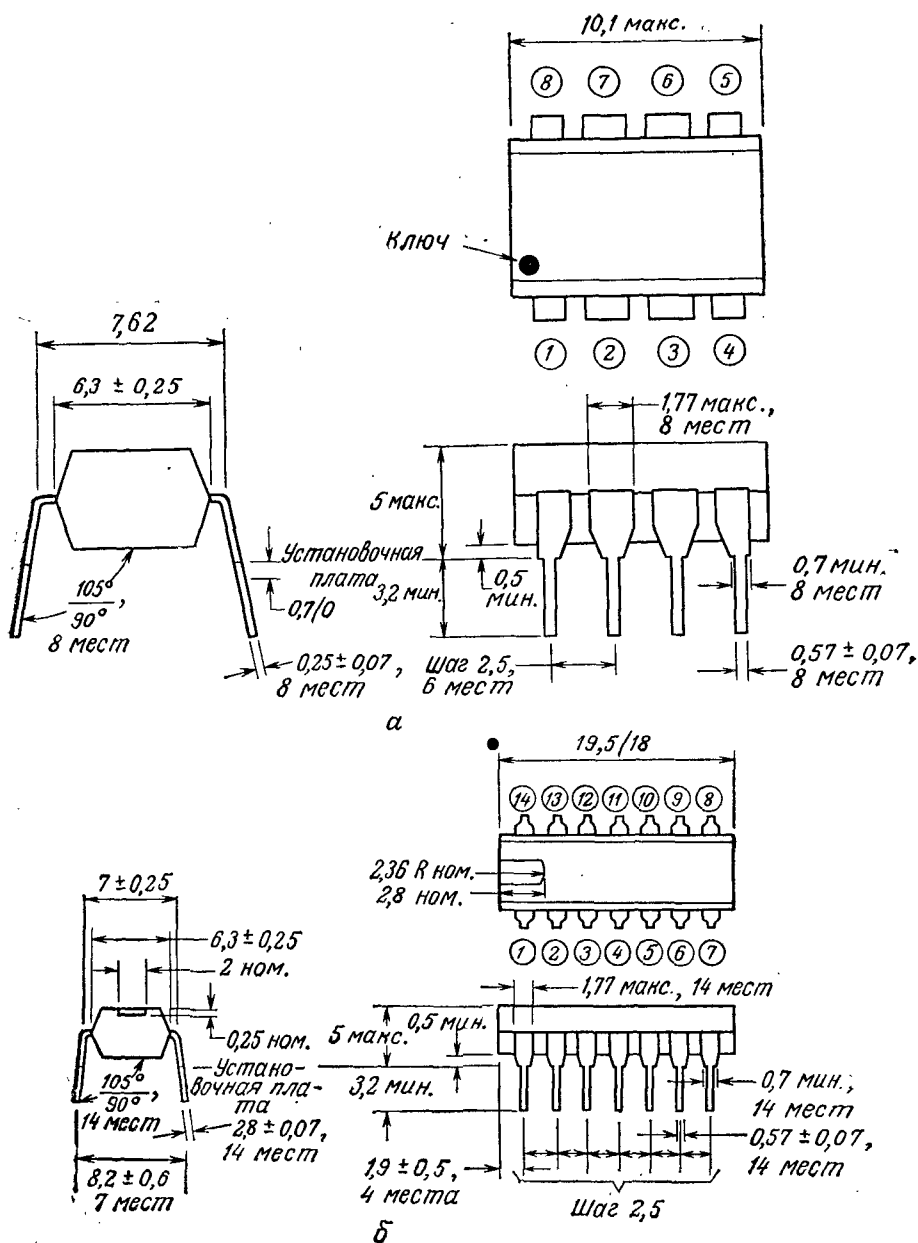


Рис. 1.47. Пластмассовые двухрядные корпуса. (С разрешения фирмы Texas Instruments Corp.) Корпус с 8 выводами (а); корпус с 14 выводами (б).

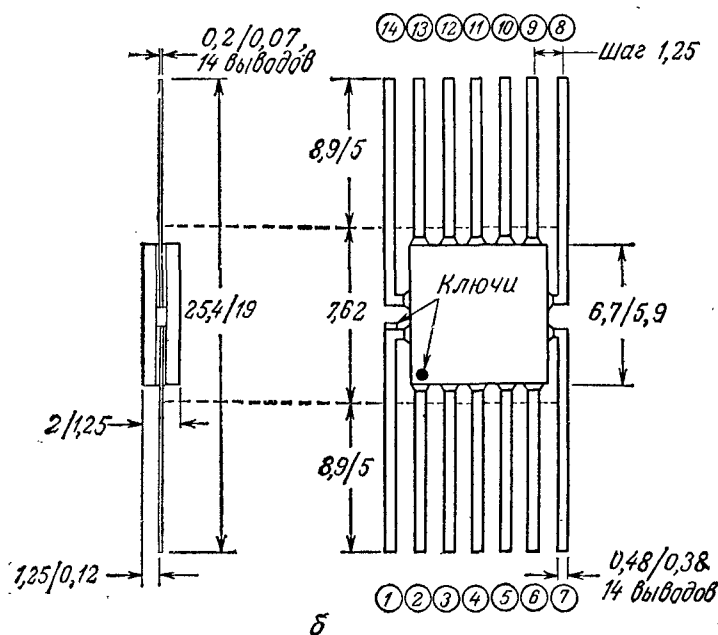
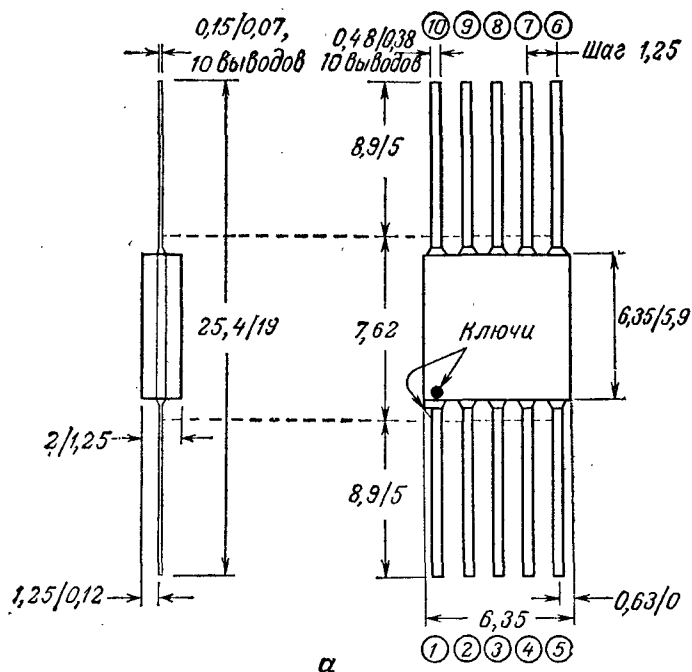


Рис. 1.48. Керамический плоский корпус. (С разрешения фирмы Texas Instruments Corp.) Корпус с 10 выводами (а); корпус с 14 выводами (б).

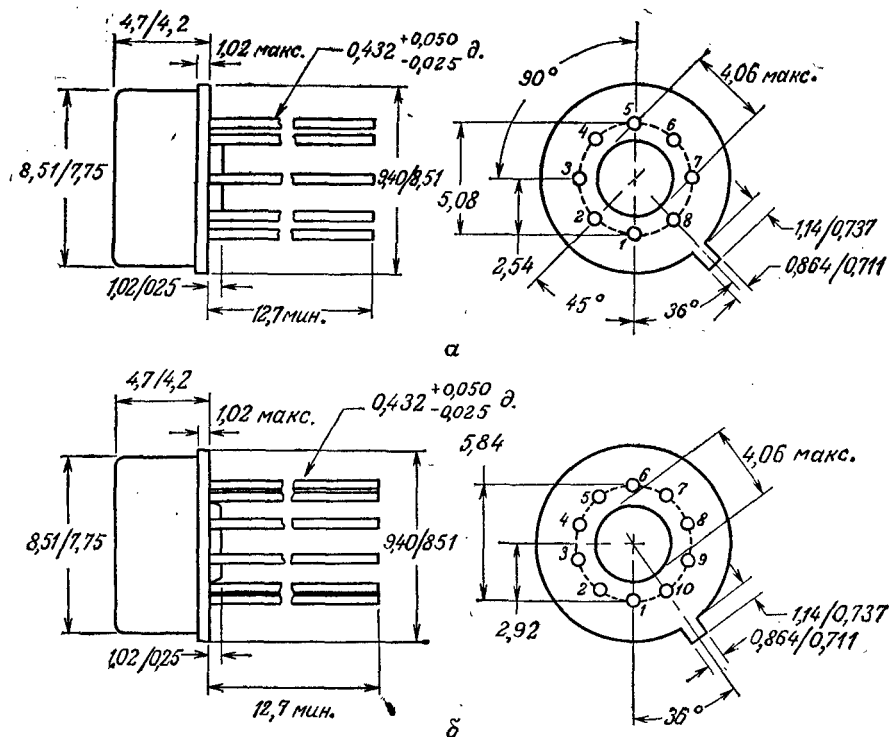


Рис. 1.49. Металлостеклянный корпус. (С разрешения фирмы Texas Instruments Corp.) Корпус с 8 выводами (а); корпус с 10 выводами (б).

выводами напряжение удерживает прибор на месте во время пайки. При этом припой быстро прихватывает облуженные выводы.

Этот корпус отличается герметизирующим уплотнением и низким тепловым сопротивлением. Для работы в неблагоприятных условиях, таких, как военное применение, требуется герметичный корпус.

**Пластмассовый двухрядный корпус.** Пластмассовый двухрядный корпус (DIP) монтируется в те же отверстия, что и керамический прототип. Однако рамка выводов и кристалл ИС помещаются в изолирующий пластмассовый состав. Этот корпус обладает более высоким тепловым сопротивлением, чем керамический, и обычно предназначен для коммерческой аппаратуры. Он обеспечивает надежную работу даже в условиях высокой влажности. Кроме того, он дешевле керамического корпуса. Конструкция типового прибора приведена на рис. 1.47,

*Керамический плоский корпус.* Эта конструкция отличается низкопрофильным герметизированным корпусом с керамическим основанием и крышкой, включающими рамку выводов с подсоединенным кристаллом ИС. Стекланный спай обеспечивает герметичность. Тепловое сопротивление здесь выше, чем у любого пластмассового или керамического DIP-корпусов. Использование этого корпуса обычно ограничивается военной аппаратурой. Типовая конструкция показана на рис. 1.48.

*Металлостеклянный корпус.* Металлостеклянный корпус состоит из свариваемых металлических основания и крышки, где отдельные выводы удерживаются в основании с помощью стеклянного спа. Он характеризуется герметичностью конструкции, компактностью и возможностью увеличения рассеиваемой корпусом мощности путем установки на радиатор. Типовые варианты корпусов на 8 и 10 выводов показаны на рис. 1.49.

### 1.5б. Операционные усилители общего назначения

Разработчику предоставляется большой выбор операционных усилителей — от дешевых промышленных стандартов общего применения до специализированных усилителей с уникальными свойствами, такими, как высокая скорость нарастания выходного напряжения, низкая потребляемая мощность и т. п. При этом он стремится использовать, где только возможно, более популярные приборы общего назначения для уменьшения стоимости устройства и возможности получения от многих поставщиков. Электрические параметры ОУ этого типа приведены в табл. 1.2—1.4 для одинарных, двоянных и четверенных приборов.

### 1.5в. Операционные усилители с полевыми транзисторами на входе

Это семейство операционных усилителей характеризуется наличием входного каскада на канальных полевых транзисторах, совмещенного с биполярной технологией. В результате получают чрезвычайно низкие значения входного тока и тока смещения, малый температурный коэффициент смещения, очень высокое входное сопротивление и широкая полоса. Эти приборы особенно хорошо соответствуют тем применениям, где требуются высокая стабильность по постоянному току и точность, а также быстрое действие (высокоскоростные цифро-аналоговые или аналого-цифровые преобразователи, широкополосные усилители и высокоомные буферные каскады, когда типичное входное сопротивление при разомкнутой петле обратной связи составляет  $10^{12}$  Ом). Электрические параметры представлены в табл. 1.5—1.7,

Таблица 1.2. Одинарные операционные усилители общего назначения

| Прибор                         | Напряжение смещения (макс.), мВ | Дрейф напряжения смещения мкВ/°С | Разность входных токов (макс.), нА | Входной ток (макс.), нА | Усиление (мин.), $10^3$ В/В | Ширина полосы (тип.), МГц | Скорость нарастания (тип.), В/мкс | Напряжение питания, В | Диапазон синфазных сигналов, В | Линейная дифференциальная характеристика, В | Потребляемый ток (макс.), мА | Особенности <sup>1)</sup> |
|--------------------------------|---------------------------------|----------------------------------|------------------------------------|-------------------------|-----------------------------|---------------------------|-----------------------------------|-----------------------|--------------------------------|---------------------------------------------|------------------------------|---------------------------|
| Военные: от -55 до +125 °С     |                                 |                                  |                                    |                         |                             |                           |                                   |                       |                                |                                             |                              |                           |
| LM101                          | 6                               | 15                               | 20                                 | 100                     | 25                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 22$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                                    | 3                            | А, Б, В                   |
| LM101A                         | 3                               | 15                               | 20                                 | 100                     | 25                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 22$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                                    | 3                            | А, Б, В                   |
| LM107                          | 3                               | 15                               | 20                                 | 100                     | 25                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 22$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                                    | 3                            | Б, В                      |
| TL321M                         | 5                               | ...                              | 30                                 | 150                     | 50                          | 1                         | 0,5                               | $3 \div 32$           | $-0,3 \div 32$                 | $\pm 32$                                    | 1                            | Б, В, Д                   |
| μA709                          | 6                               | 6 (тип.)                         | 500                                | 1500                    | 25                          | 1                         | 0,3                               | $\pm 9 \div \pm 18$   | $\pm 8$                        | $\pm 5$                                     | 5,5                          | Г                         |
| μA709A                         | 3                               | 15                               | 250                                | 600                     | 25                          | 1                         | 0,3                               | $\pm 5 \div \pm 22$   | $\pm 20$                       | $\pm 40$                                    | 3,6                          | Г, А, Б, В                |
| μA741                          | 6                               | 15 (тип.)                        | 500                                | 1500                    | 25                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 22$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                                    | 2,8                          | А, Б, В                   |
| μA741A                         | 4                               | 15                               | 70                                 | 210                     | 32                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 22$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                                    | 4                            | А, Б, В                   |
| μA748                          | 6                               | ...                              | 500                                | 1500                    | 25                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 22$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                                    | 2,8                          | А, Б, В                   |
| Промышленные: от -25 до +85 °С |                                 |                                  |                                    |                         |                             |                           |                                   |                       |                                |                                             |                              |                           |
| LM201                          | 10                              | 10                               | 750                                | 2000                    | 15                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 22$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                                    | 3                            | А Б, В                    |
| LM201A                         | 3                               | 15                               | 20                                 | 100                     | 25                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 22$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                                    | 3                            | А, Б, В                   |
| LM207                          | 2                               | 20                               | 20                                 | 100                     | 25                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 22$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                                    | 3                            | Б, В                      |
| TL3211                         | 5                               | ...                              | 30                                 | 150                     | 50                          | 1                         | 0,5                               | $3 \div 32$           | $-0,3 \div 32$                 | $\pm 32$                                    | 1                            | Б, В, Г                   |
| Коммерческие: от 0 до +70 °С   |                                 |                                  |                                    |                         |                             |                           |                                   |                       |                                |                                             |                              |                           |
| LM301A                         | 10                              | 30                               | 70                                 | 300                     | 15                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 18$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                                    | 3                            | А, Б, В                   |
| LM307                          | 10                              | 30                               | 50                                 | 250                     | 15                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 18$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                                    | 3                            | Б, В                      |
| TL321C                         | 5                               | ...                              | 30                                 | 150                     | 50                          | 1                         | 0,5                               | $3 \div 32$           | $-0,3 \div 32$                 | $\pm 32$                                    | 1                            | Б, В, Д                   |
| μA709C                         | 10                              | 12 (тип.)                        | 500                                | 1500                    | 15                          | 1                         | 0,3                               | $\pm 9 \div \pm 18$   | $\pm 8$                        | $\pm 5$                                     | 6,6                          | Г                         |
| μA741C                         | 7,5                             | 15 (тип.)                        | 300                                | 800                     | 15                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 18$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                                    | 2,8                          | А, Б, В                   |
| μA748C                         | 6                               | 6                                | 500                                | 1500                    | 25                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 18$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                                    | 2,8                          | А, Б, Г                   |

<sup>1)</sup> А — регулировка смещения; Б — защита выхода от короткого замыкания; В — внутренняя коррекция; Г — внешняя коррекция; Д — работа от одного источника питания.



Таблица 1.3. Сдвоенные операционные усилители общего назначения

| Прибор                         | Напряжение смещения (макс.), мВ | Дрейф напряжения смещения, мкВ/°С | Разность входных токов (макс.), нА | Входной ток (макс.), нА | Усиление (мин.), $10^3$ В/В | Полная полоса (тип.), МГц | Скорость нарастания (тип.), В/мкс | Напряжение питания, В | Диапазон синфазных сигналов, В | Диапазон дифференциальных сигналов, В | Потребляемый ток (макс.), мА | Особенности <sup>1)</sup> |
|--------------------------------|---------------------------------|-----------------------------------|------------------------------------|-------------------------|-----------------------------|---------------------------|-----------------------------------|-----------------------|--------------------------------|---------------------------------------|------------------------------|---------------------------|
| Военные: от -55 до +125 °С     |                                 |                                   |                                    |                         |                             |                           |                                   |                       |                                |                                       |                              |                           |
| LM138                          | 5                               | ...                               | 30                                 | 150                     | 25                          | 1                         | ...                               | $\pm 1,5 \div \pm 16$ | $V^+ - 1,5$                    | 32                                    | 1,2                          | Б, В, Д                   |
| LM138A                         | 2                               | ...                               | 10                                 | 50                      | 50                          | 1                         | ...                               | $\pm 1,5 \div \pm 16$ | $V^+ - 1,5$                    | 32                                    | 1,2                          | Б, В, Д                   |
| TL322M                         | 5                               | 10 (тип.)                         | 50                                 | 500                     | 50                          | 0,6                       | ...                               | $3 \div 36$           | $\pm 18$                       | $\pm 36$                              | 2,5                          | Б, В, Д                   |
| μA747                          | 6                               | ...                               | 500                                | 1500                    | 25                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 22$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                              | 5,6                          | А, Б, В                   |
| μA747A                         | 4                               | 15                                | 70                                 | 210                     | 32                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 22$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                              | 5,6                          | А, Б, В                   |
| MC1558                         | 6                               | ...                               | 500                                | 1500                    | 25                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 3 \div \pm 22$   | $\pm 12$                       | $\pm 30$                              | 5                            | Б, В                      |
| Промышленные: от -25 до +85 °С |                                 |                                   |                                    |                         |                             |                           |                                   |                       |                                |                                       |                              |                           |
| LM258                          | 7,5                             | 7 (тип.)                          | 150                                | 300                     | 15                          | 1                         | 0,5                               | $3 \div 32$           | $V^+ - 1,5$                    | 32                                    | 1,2                          | Б, В, Д                   |
| TL322I                         | 8                               | 10 (тип.)                         | 75                                 | 500                     | 20                          | 1                         | 0,6                               | $3 \div 36$           | $\pm 18$                       | 32                                    | 4                            | Б, В, Д                   |
| Коммерческие: от 0 до +70 °С   |                                 |                                   |                                    |                         |                             |                           |                                   |                       |                                |                                       |                              |                           |
| TL322C                         | 10                              | 10 (тип.)                         | 50                                 | 500                     | 20                          | 1                         | 0,6                               | $3 \div 36$           | $\pm 18$                       | 32                                    | 4                            | Б, В, Д                   |
| LM358                          | 7,5                             | 7 (тип.)                          | 150                                | 500                     | 15                          | 1                         | ...                               | $1,5 \div 16$         | $V^+ - 1,5$                    | 32                                    | 1,2                          | Б, В, Д                   |
| μA747C                         | 6                               | ...                               | 300                                | 800                     | 15                          | 1                         | 0,5                               | $3 \div 18$           | $\pm 12$                       | $\pm 30$                              | 5,6                          | А, Б, В                   |
| MC1458                         | 6                               | ...                               | 300                                | 800                     | 15                          | 1                         | 0,2                               | $3 \div 18$           | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 5,6                          | Б, В                      |

<sup>1)</sup> См. сноски в табл. 1.2.

Таблица 1.4. Счетверенные операционные усилители общего назначения

| Прибор                         | Напряжение смещения (макс.), мВ | Дрейф напряжения смещения, мкВ/°С | Разность входных токов (макс.), нА | Входной ток (макс.), нА | Усиление (мин.), $10^3$ В/В | Ширина полосы (тип.), МГц | Скорость нарастания (тип.), В/мкс | Напряжение питания, В | Диапазон дифференциальных сигналов, В | Потребляемый ток (макс.), мА | Особенности <sup>1)</sup> |
|--------------------------------|---------------------------------|-----------------------------------|------------------------------------|-------------------------|-----------------------------|---------------------------|-----------------------------------|-----------------------|---------------------------------------|------------------------------|---------------------------|
| Военные: от -55 до +125 °С     |                                 |                                   |                                    |                         |                             |                           |                                   |                       |                                       |                              |                           |
| LM124                          | 7                               | ...                               | 100                                | 150                     | 25                          | 1                         | ...                               | $\pm 1,5 \div \pm 15$ | $V^+ - 2$                             | $\pm 32$                     | 2,0 Б, В, Д               |
| LM124A                         | 2                               | ...                               | 10                                 | 50                      | 50                          | 1                         | ...                               | $\pm 1,5 \div \pm 15$ | $V^+ - 2$                             | $\pm 32$                     | 2,0 Б, В, Д               |
| LM148                          | 6                               | 15 (тип.)                         | 75                                 | 325                     | 25                          | 1                         | 0,6                               | $\pm 3 \div \pm 22$   | $\pm 12$                              | $\pm 30$                     | 3,6 Б, В                  |
| MC3503                         | 5                               | ...                               | 50                                 | 500                     | 50                          | 1                         | 0,6                               | $\pm 3 \div \pm 36$   | $\pm 18$                              | $\pm 36$                     | 4 Б, В, Д                 |
| Промышленные: от -25 до +85 °С |                                 |                                   |                                    |                         |                             |                           |                                   |                       |                                       |                              |                           |
| LM224                          | 9                               | ...                               | 150                                | 500                     | 15                          | 1                         | ...                               | $\pm 1,5 \div \pm 15$ | $V^+ - 1,5$                           | $\pm 32$                     | 2,0 Б, В, Д               |
| MM248                          | 7,5                             | 15 (тип.)                         | 125                                | 500                     | 15                          | 1                         | 0,5                               | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 18$                              | $\pm 36$                     | 4,5 Б, В                  |
| Коммерческие: от 0 до +70 °С   |                                 |                                   |                                    |                         |                             |                           |                                   |                       |                                       |                              |                           |
| LM324                          | 9                               | 7 (тип.)                          | 150                                | 500                     | 15                          | 1                         | ...                               | $\pm 1,5 \div \pm 15$ | $V^+ - 1,5$                           | $\pm 32$                     | 2 Б, В, Д                 |
| LM348                          | 7,5                             | 15 (тип.)                         | 100                                | 400                     | 15                          | 1                         | ...                               | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 18$                              | $\pm 36$                     | 4,5 Б, В                  |
| MC3403                         | 10                              | ...                               | 50                                 | 500                     | 20                          | 1                         | 0,6                               | $\pm 3 \div \pm 36$   | $\pm 18$                              | $\pm 36$                     | 7 Б, В, Д                 |

<sup>1)</sup> См. сноску в табл. 1.2.

Таблица 15. Одинарные операционные усилители с полевыми транзисторами

| Прибор                         | Напряжение смещения (макс.), мВ | Дрейф напряжения смещения, мкВ/°С | Разность входных токов, нА | Входной ток (макс.), нА | Усиление (мин), $10^3$ В/В | Ширина полосы (тип.), МГц | Скорость нарастания (тип.), В/мкс | Напряжение питания, В | Диапазон синфазных сигналов, В | Диапазон дифференциальных сигналов, В | Потребляемый ток (макс.), мА | Особенности <sup>1)</sup> |
|--------------------------------|---------------------------------|-----------------------------------|----------------------------|-------------------------|----------------------------|---------------------------|-----------------------------------|-----------------------|--------------------------------|---------------------------------------|------------------------------|---------------------------|
| Военные: от -55 до +125 °С     |                                 |                                   |                            |                         |                            |                           |                                   |                       |                                |                                       |                              |                           |
| TL080AM                        | 6                               | 10 (тип.)                         | 0,1                        | 0,2                     | 50                         | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | Г                         |
| TL081M                         | 6                               | 10 (тип.)                         | 0,1                        | 0,2                     | 50                         | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | А, Б, В                   |
| LF155                          | 7                               | 20                                | 0,05                       | 0,1                     | 25                         | 2,5                       | 5                                 | $\pm 5 \div \pm 22$   | $\pm 20$                       | $\pm 40$                              | 7                            | А, Б, В                   |
| LF155A                         | 2,5                             | 10                                | 0,025                      | 0,05                    | 25                         | 2,5                       | 5                                 | $\pm 5 \div \pm 22$   | $\pm 20$                       | $\pm 40$                              | 7                            | А, Б, В                   |
| LF156                          | 7                               | 20                                | 0,05                       | 0,1                     | 25                         | 5                         | 15                                | $\pm 5 \div \pm 22$   | $\pm 20$                       | $\pm 40$                              | 7                            | А, Б, В                   |
| LF156A                         | 2,5                             | 10                                | 0,025                      | 0,05                    | 25                         | 5                         | 15                                | $\pm 5 \div \pm 22$   | $\pm 20$                       | $\pm 40$                              | 7                            | А, Б, В                   |
| LF157                          | 7                               | 20                                | 0,05                       | 0,1                     | 25                         | 25                        | 75                                | $\pm 5 \div \pm 22$   | $\pm 20$                       | $\pm 40$                              | 7                            | А, Б, В                   |
| LF157A                         | 2,5                             | 10                                | 0,025                      | 0,05                    | 25                         | 25                        | 75                                | $\pm 5 \div \pm 22$   | $\pm 20$                       | $\pm 40$                              | 7                            | А, Б, В                   |
| Промышленные: от -25 до +85 °С |                                 |                                   |                            |                         |                            |                           |                                   |                       |                                |                                       |                              |                           |
| TL0901                         | 6                               | 10 (тип.)                         | 0,1                        | 0,2                     | 50                         | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | Г                         |
| TL0811                         | 6                               | 10 (тип.)                         | 0,1                        | 0,2                     | 50                         | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | А, Б, В                   |
| LF255                          | 6,5                             | 5 (тип.)                          | 0,02                       | 0,05                    | 25                         | 2,5                       | 5                                 | $\pm 5 \div \pm 22$   | $\pm 20$                       | $\pm 40$                              | 4                            | А, Б, В                   |
| LF256                          | 6,5                             | 5 (тип.)                          | 0,02                       | 0,05                    | 25                         | 5                         | 15                                | $\pm 5 \div \pm 22$   | $\pm 20$                       | $\pm 40$                              | 7                            | А, Б, В                   |
| LF257                          | 6,5                             | 5 (тип.)                          | 0,02                       | 0,05                    | 25                         | 25                        | 75                                | $\pm 5 \div \pm 22$   | $\pm 20$                       | $\pm 40$                              | 7                            | А, Б, В                   |
| Коммерческие: от 0 до +70 °С   |                                 |                                   |                            |                         |                            |                           |                                   |                       |                                |                                       |                              |                           |
| TL080AC                        | 6                               | 10 (тип.)                         | 0,1                        | 0,2                     | 50                         | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | Г                         |
| TL080C                         | 15                              | 10 (тип.)                         | 0,1                        | 0,2                     | 25                         | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | А, Б, В                   |
| TL081AC                        | 6                               | 10 (тип.)                         | 0,1                        | 0,2                     | 50                         | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | А, Б, В                   |
| TL081BC                        | 3                               | 10 (тип.)                         | 0,1                        | 0,2                     | 50                         | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | А, Б, В                   |
| TL081C                         | 15                              | 10 (тип.)                         | 0,1                        | 0,2                     | 25                         | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | А, Б, В                   |
| LF351                          | 10                              | 10 (тип.)                         | 0,1                        | 0,2                     | 50                         | 4                         | 13                                | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 3,4                          | А, Б, В                   |
| LF355                          | 13                              | 5 (тип.)                          | 2                          | 8                       | 15                         | 2,5                       | 5                                 | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 16$                       | $\pm 30$                              | 4                            | А, Б, В                   |
| LF355A                         | 2,3                             | 5 (тип.)                          | 1                          | 8                       | 25                         | 2,5                       | 5                                 | $\pm 5 \div \pm 22$   | $\pm 20$                       | $\pm 40$                              | 4                            | А, Б, В                   |
| LF356                          | 13                              | 5 (тип.)                          | 2                          | 8                       | 15                         | 5                         | 15                                | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 16$                       | $\pm 30$                              | 10                           | А, Б, В                   |
| LF356A                         | 2,3                             | 5 (тип.)                          | 1                          | 8                       | 25                         | 5                         | 15                                | $\pm 5 \div \pm 22$   | $\pm 20$                       | $\pm 40$                              | 10                           | А, Б, В                   |
| LF357                          | 13                              | 5 (тип.)                          | 2                          | 8                       | 15                         | 25                        | 75                                | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 16$                       | $\pm 30$                              | 10                           | А, Б, В                   |
| LF357A                         | 2,3                             | 5 (тип.)                          | 1                          | 8                       | 25                         | 25                        | 75                                | $\pm 5 \div \pm 22$   | $\pm 20$                       | $\pm 40$                              | 10                           | А, Б, В                   |
| LF13741                        | 20                              | 10 (тип.)                         | 2                          | 8                       | 15                         | 1                         | 0,5                               | $\pm 4 \div \pm 18$   | $\pm 16$                       | $\pm 30$                              | 4                            | А, Б, В                   |

<sup>1)</sup> См. сноску в табл. 1.2.

Таблица 1.6. Сдвоенные операционные усилители с полевыми транзисторами

| Прибор                         | Напряжение смещения (макс.), мВ | Дрейф напряжения (тип.), мВ/°С | Разность входных токов, нА | Входной ток (макс.), нА | Усиление (мин.), $10^3$ В/В | Ширина полосы (тип.), МГц | Скорость нарастания (тип.), В/мкс | Напряжение питания, В | Диапазон синфазных сигналов, В | Диапазон дифференциальных сигналов, В | Потребляемый ток (макс.), мА | Особенности <sup>1)</sup> |
|--------------------------------|---------------------------------|--------------------------------|----------------------------|-------------------------|-----------------------------|---------------------------|-----------------------------------|-----------------------|--------------------------------|---------------------------------------|------------------------------|---------------------------|
| Военные: от -55 до +125 °С     |                                 |                                |                            |                         |                             |                           |                                   |                       |                                |                                       |                              |                           |
| TL082M                         | 6                               | 10                             | 0,1                        | 0,2                     | 50                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |
| TL083M                         | 6                               | 10                             | 0,1                        | 0,2                     | 50                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | А, Б, В                   |
| Промышленные: от -25 до +85 °С |                                 |                                |                            |                         |                             |                           |                                   |                       |                                |                                       |                              |                           |
| TL0821                         | 6                               | 10                             | 0,1                        | 0,2                     | 50                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |
| TL0831                         | 6                               | 10                             | 0,1                        | 0,2                     | 50                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | А, Б, В                   |
| TL2881                         | 3                               | 10                             | 0,1                        | 0,4                     | 50                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | А, Б, В                   |
| Коммерческие: от 0 до +70 °С   |                                 |                                |                            |                         |                             |                           |                                   |                       |                                |                                       |                              |                           |
| TL082AC                        | 6                               | 10                             | 0,1                        | 0,2                     | 50                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |
| TL082BC                        | 3                               | 10                             | 0,1                        | 0,2                     | 50                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |
| TL082C                         | 15                              | 10                             | 0,2                        | 0,4                     | 25                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |
| TL083AC                        | 6                               | 10                             | 0,1                        | 0,2                     | 50                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | А, Б, В                   |
| TL083C                         | 15                              | 10                             | 0,2                        | 0,4                     | 25                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | А, Б, В                   |
| TL288C                         | 3                               | 10                             | 0,1                        | 0,4                     | 25                          | 3                         | 13                                | $\pm 4 \div \pm 18$   | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | А, Б, В                   |
| LF353                          | 10                              | 10                             | 0,1                        | 0,2                     | 25                          | 4                         | 13                                | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |
| LF353A                         | 2                               | 10                             | 0,05                       | 0,2                     | 50                          | 4                         | 13                                | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |
| LF354                          | 13                              | 10                             | 0,1                        | 0,2                     | 50                          | 4                         | 13                                | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | А, Б, В                   |
| LF354A                         | 4                               | 10                             | 0,05                       | 0,2                     | 50                          | 4                         | 13                                | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 15$                       | $\pm 30$                              | 2,8                          | А, Б, В                   |

<sup>1)</sup> См. список в табл. 1.2.

Таблица 1.7. Счетверенные операционные усилители с полевыми транзисторами

| Прибор                         | Напряжение смещения (макс.), мВ | Дрейф напряжения смещения (тип.) мВ/°С | Разность входных токов, нА | Входной ток (макс.), нА | Усиление (мин.), $10^3$ В/В | Ширина полосы (тип.), МГц | Скорость нарастания (тип.), В/мкс | Напряжение питания, В | Диапазон входных сигналов, В | Диапазон дифференциальных сигналов, В | Потребляемый ток (макс.), мА | Особенности <sup>1)</sup> |
|--------------------------------|---------------------------------|----------------------------------------|----------------------------|-------------------------|-----------------------------|---------------------------|-----------------------------------|-----------------------|------------------------------|---------------------------------------|------------------------------|---------------------------|
| Военные: от -55 до +125 °С     |                                 |                                        |                            |                         |                             |                           |                                   |                       |                              |                                       |                              |                           |
| TL084M                         | 9                               | 10                                     | 0,1                        | 0,2                     | 50                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                     | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |
| Промышленные: от -25 до +85 °С |                                 |                                        |                            |                         |                             |                           |                                   |                       |                              |                                       |                              |                           |
| TL0841                         | 6                               | 10                                     | 0,1                        | 0,2                     | 50                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                     | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |
| Коммерческие: от 0 до +70 °С   |                                 |                                        |                            |                         |                             |                           |                                   |                       |                              |                                       |                              |                           |
| TL084AC                        | 6                               | 10                                     | 0,1                        | 0,2                     | 50                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                     | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |
| TL084BC                        | 3                               | 10                                     | 0,1                        | 0,2                     | 50                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                     | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |
| TL084C                         | 15                              | 10                                     | 0,2                        | 0,4                     | 25                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                     | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |
| TL085C                         | 15                              | 10                                     | 0,2                        | 0,4                     | 25                          | 3                         | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$                     | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |
| LF347                          | 10                              | 10                                     | 0,01                       | 0,2                     | 25                          | 4                         | 13                                | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 11$                     | $\pm 30$                              | 3,4                          | Б, В                      |
| LF347A                         | 2                               | 10                                     | 0,05                       | 0,2                     | 50                          | 4                         | 13                                | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 11$                     | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |
| LF347B                         | 5                               | 10                                     | 0,1                        | 0,1                     | 50                          | 4                         | 13                                | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 11$                     | $\pm 30$                              | 2,8                          | Б, В                      |

<sup>1)</sup> См. сноску в табл. 1.2.

### 1.5г. Специализированные операционные усилители

Во многих случаях приборы общего назначения не могут удовлетворить важные требования, предъявляемые к конкретным схемным применениям. В этом случае могут потребоваться операционные усилители, специально спроектированные для оптимизации какого-либо отдельного параметра. Электрические параметры более известных приборов приведены в табл. 1.8—1.10.

## 1.6. ВЫБОР ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ<sup>1)</sup>

Выбор типа операционного усилителя зависит от топологии фильтра и расчетных параметров схемы. Во многих случаях операционный усилитель будет вести себя как идеальный прибор, особенно на низких частотах, где его коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи чрезвычайно высок. Для успеха разработки инженер должен тщательно определить схемные требования и выбрать усилитель таким образом, чтобы не выйти за пределы расчетной частотной характеристики.

Параметры усилителя важны для района полосы пропускания фильтра. При установленном минимальном затухании в полосе задерживания параметры усилителя имеют второстепенное значение.

### 1.6а. Коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи

Требования, предъявляемые к коэффициенту передачи операционного усилителя при разомкнутой петле обратной связи в случае использования его в активном фильтре, определяются расчетным значением усиления с замкнутой обратной связью. Влияние усиления без обратной связи на усиление с обратной связью можно вычислить по формуле для неинвертирующего усилителя:

$$A_c = A_o / (1 + A_o \beta), \quad (1.49)$$

где  $A_o$  — коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи на наивысшей частоте полосы пропускания, а  $\beta$  — коэффициент обратной связи.

На рис. 1.50 показано влияние усиления без обратной связи на погрешность усиления с обратной связью для значений последнего 1, 10 и 100. С увеличением первого погрешность уменьшается, а их отношения 100 : 1 более чем достаточно для боль-

<sup>1)</sup> Раздел соответствует разд. 3.6 американского издания. — *Прим. ред.*

Таблица 1.8. Одинарные операционные усилители специального назначения

| Прибор                         | Напря-<br>жение<br>смеще-<br>ния<br>(макс.),<br>мВ | Дрейф<br>напряже-<br>ния<br>смещения,<br>мкВ/°С | Разность<br>входных<br>токов,<br>нА | Вход-<br>ной<br>ток<br>(макс.),<br>нА | Усиление<br>(мин.),<br>В/мВ | Ши-<br>рина<br>полосы<br>(тип.),<br>МГц | Скорость<br>нараста-<br>ния<br>(тип.),<br>В/мкс | Напряжение<br>питания, В | Диапа-<br>зон<br>сигна-<br>лов, В | Диапазон<br>диффе-<br>ренциаль-<br>ных<br>сигналов,<br>В | Потреб-<br>ляемый<br>ток<br>(макс.),<br>мА | Описа-<br>ние <sup>1)</sup> |
|--------------------------------|----------------------------------------------------|-------------------------------------------------|-------------------------------------|---------------------------------------|-----------------------------|-----------------------------------------|-------------------------------------------------|--------------------------|-----------------------------------|----------------------------------------------------------|--------------------------------------------|-----------------------------|
| Военные: от -55 до +125 °С     |                                                    |                                                 |                                     |                                       |                             |                                         |                                                 |                          |                                   |                                                          |                                            |                             |
| LM102                          | 7,5                                                | 6 (тип.)                                        | ...                                 | 100                                   | 0,999                       | 10                                      | 10                                              | ±12 ÷ ±18                | ±10                               | ...                                                      | 5,5                                        | ПН                          |
| LM108                          | 3                                                  | 15                                              | 0,4                                 | 3                                     | 25·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 0,3                                             | ±2 ÷ ±20                 | ±14                               | ...                                                      | 0,6                                        | П                           |
| LM108A                         | 1                                                  | 5                                               | 0,4                                 | 3                                     | 40·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 0,3                                             | ±2 ÷ ±20                 | ±14                               | ...                                                      | 0,6                                        | ПН                          |
| LM110                          | 6                                                  | 12                                              | ...                                 | 10                                    | 0,999                       | 20                                      | 30                                              | ±5 ÷ ±15                 | ±10                               | ...                                                      | 5,5                                        | ПН                          |
| LM112                          | 3                                                  | 15                                              | 0,4                                 | 3                                     | 25·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 0,2                                             | ±2 ÷ ±20                 | ±14                               | ...                                                      | 0,6                                        | ММ                          |
| LM118                          | 4                                                  | ...                                             | 50                                  | 250                                   | 20·10 <sup>3</sup>          | 15                                      | 50 (мин.)                                       | ±5 ÷ ±18                 | ±11,5                             | ...                                                      | 8                                          | Б                           |
| LM143                          | 6                                                  | ...                                             | 7                                   | 35                                    | 50·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 2,5                                             | ±4 ÷ ±40                 | ±38                               | ±40                                                      | 4                                          | ВВ                          |
| LM144                          | 6                                                  | ...                                             | 7                                   | 35                                    | 50·10 <sup>3</sup>          | 2                                       | 30                                              | ±4 ÷ ±40                 | ±38                               | ±40                                                      | 4                                          | ВВ, Б                       |
| LM702                          | 5                                                  | 10                                              | 2000                                | 7500                                  | 2·10 <sup>3</sup>           | 30                                      | 3,5                                             | ...                      | ...                               | ±5                                                       | 6,7                                        | ШП                          |
| LM715                          | 7,5                                                | 6                                               | 250                                 | 1500                                  | 10·10 <sup>3</sup>          | 65                                      | 100                                             | ±6 ÷ ±18                 | ±10                               | ±15                                                      | 10                                         | Б                           |
| LM725                          | 1,5                                                | 5                                               | 40                                  | 200                                   | 1·10 <sup>3</sup>           | 0,5                                     | 0,005                                           | ±3 ÷ ±22                 | ±13,5                             | ±5                                                       | 3,5                                        | И                           |
| LM777                          | 7,5                                                | 50                                              | 250                                 | ...                                   | 25·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 0,5                                             | ±5 ÷ ±20                 | ±12                               | ±30                                                      | 2,8                                        | П                           |
| LM791                          | 6                                                  | 200                                             | 500                                 | ...                                   | 20·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 0,5                                             | ±5 ÷ ±18                 | ±12                               | ±30                                                      | 25                                         | М                           |
| Промышленные: от -25 до +85 °С |                                                    |                                                 |                                     |                                       |                             |                                         |                                                 |                          |                                   |                                                          |                                            |                             |
| LM202                          | 10                                                 | 15 (тип.)                                       | ...                                 | 15                                    | 0,999                       | 10                                      | 10                                              | ±12 ÷ ±18                | ±10                               | ...                                                      | 5,5                                        | ПН                          |
| LM208                          | 3                                                  | 15                                              | 0,4                                 | 3                                     | 25·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 0,3                                             | ±2 ÷ ±20                 | ±14                               | ...                                                      | 0,5                                        | П                           |
| LM208A                         | 1                                                  | 5                                               | 0,4                                 | 3                                     | 40·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 0,3                                             | ±2 ÷ ±20                 | ±14                               | ...                                                      | 0,6                                        | П                           |
| LM210                          | 4                                                  | ...                                             | ...                                 | 3                                     | 0,999                       | 20                                      | 30                                              | ±5 ÷ ±18                 | ±10                               | ...                                                      | 5,5                                        | ПН                          |
| LM212                          | 2                                                  | 15                                              | 0,2                                 | 2                                     | 25·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 0,3                                             | ±2 ÷ ±20                 | ±14                               | ...                                                      | 0,6                                        | ММ                          |
| LM218                          | 4                                                  | ...                                             | 50                                  | 500                                   | 25·10 <sup>3</sup>          | 15                                      | 50 (мин.)                                       | ±5 ÷ ±18                 | ±11,5                             | ...                                                      | 1,5                                        | Б                           |
| Коммерческие: от 0 до +70 °С   |                                                    |                                                 |                                     |                                       |                             |                                         |                                                 |                          |                                   |                                                          |                                            |                             |
| LM302                          | 20                                                 | 20 (тип.)                                       | ...                                 | 3                                     | 0,9985                      | 10                                      | 10                                              | ±12 ÷ ±18                | ±10                               | ...                                                      | 5,5                                        | ПН                          |
| LM308                          | 10                                                 | 30                                              | 1,5                                 | 10                                    | 15·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 0,3                                             | ±2 ÷ ±18                 | ±14                               | ...                                                      | 0,8                                        | П                           |
| LM308A                         | 0,73                                               | 5                                               | 1,5                                 | 10                                    | 60·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 0,3                                             | ±2 ÷ ±20                 | ±14                               | ...                                                      | 0,8                                        | П                           |
| LM310                          | 10                                                 | 10 (тип.)                                       | ...                                 | 10                                    | 0,999                       | 20                                      | 30                                              | ±2 ÷ ±18                 | ±14                               | ...                                                      | 5,5                                        | ПН                          |
| LM318                          | 15                                                 | 30                                              | 1,5                                 | 10                                    | 15·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 0,3                                             | ±2 ÷ ±18                 | ±14                               | ...                                                      | 0,8                                        | ММ                          |
| LM332                          | 10                                                 | ...                                             | 300                                 | 750                                   | 20·10 <sup>3</sup>          | 15                                      | 50                                              | ±5 ÷ ±18                 | ±11,5                             | ...                                                      | 10                                         | Б                           |
| LM343                          | 10                                                 | ...                                             | 14                                  | 55                                    | 50·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 2,5                                             | ±4 ÷ ±34                 | ±34                               | ...                                                      | 5                                          | ВВ                          |
| LM344                          | 10                                                 | ...                                             | 14                                  | 55                                    | 50·10 <sup>3</sup>          | 2                                       | 30                                              | ±4 ÷ ±34                 | ±34                               | ...                                                      | 5                                          | ВВ, Б                       |
| LM702C                         | 5                                                  | 10                                              | 2000                                | 7500                                  | 2·10 <sup>3</sup>           | 30                                      | 3,5                                             | ...                      | ...                               | ±5                                                       | 6,7                                        | ШП                          |
| LM715C                         | 7,5                                                | 6                                               | 250                                 | 1500                                  | 10·10 <sup>3</sup>          | 65                                      | 100                                             | ±6 ÷ ±18                 | ±10                               | ±15                                                      | 10                                         | Б                           |
| LM725C                         | 3,5                                                | 2                                               | 50                                  | 250                                   | 125·10 <sup>3</sup>         | 0,5                                     | 0,005                                           | ±3 ÷ ±22                 | ±13,5                             | ±5                                                       | 5                                          | И                           |
| LM777                          | 7,5                                                | 50                                              | 250                                 | ...                                   | 25·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 0,5                                             | ±5 ÷ ±20                 | ±12                               | ±30                                                      | 2,8                                        | П                           |
| LM791C                         | 6                                                  | 200                                             | 500                                 | ...                                   | 20·10 <sup>3</sup>          | 1                                       | 0,5                                             | ±5 ÷ ±18                 | ±12                               | ±30                                                      | 25                                         | М                           |

<sup>1)</sup> Б — бистабильный; ВВ — высоковольтный; М — мощный; ММ — микроомный; И — измерительный; П — прецизионный; ПН — по- вторитель напряжения; ШП — микроомный.

Таблица 1.9. Сдвоенные операционные усилители специального назначения

| Прибор                         | Напря-<br>жение<br>смеще-<br>ния<br>(макс.),<br>мВ | Дрейф<br>напря-<br>жения<br>смеще-<br>ния,<br>мкВ/°С | Раз-<br>ность<br>вход-<br>ных<br>токов,<br>нА | Вход-<br>ной<br>ток<br>(макс.),<br>нА | Усиление<br>(мин.), $10^3$<br>Б/БВ | Ши-<br>рина<br>полосы<br>(тип.),<br>МГц | Скорость<br>нараста-<br>ния<br>(тип.),<br>В/мкс | Напряжение<br>питания, В | Диапа-<br>зон<br>сигна-<br>лов, В | Диапа-<br>зон<br>диффе-<br>ренциаль-<br>ных<br>сигналов,<br>В | Потреб-<br>ляемый<br>ток<br>(макс.),<br>мА | Опи-<br>сание <sup>1)</sup> |
|--------------------------------|----------------------------------------------------|------------------------------------------------------|-----------------------------------------------|---------------------------------------|------------------------------------|-----------------------------------------|-------------------------------------------------|--------------------------|-----------------------------------|---------------------------------------------------------------|--------------------------------------------|-----------------------------|
| Военные: от -55 до +125 °С     |                                                    |                                                      |                                               |                                       |                                    |                                         |                                                 |                          |                                   |                                                               |                                            |                             |
| TL022M                         | 5                                                  | ...                                                  | 40                                            | 100                                   | 4                                  | 0,5                                     | 0,5                                             | $\pm 2 \div \pm 22$      | $\pm 15$                          | $\pm 30$                                                      | 0,1                                        | ММ                          |
| TL062M                         | 6                                                  | ...                                                  | 0,1                                           | 0,2                                   | 4                                  | 1                                       | 3,5                                             | $\pm 1,5 \div \pm 18$    | $\pm 15$                          | $\pm 30$                                                      | 0,2                                        | ММ                          |
| TL072M                         | 6                                                  | ...                                                  | 0,05                                          | 0,2                                   | 50                                 | 3                                       | 13                                              | $\pm 3,5 \div \pm 18$    | $\pm 15$                          | $\pm 30$                                                      | 2,5                                        | МШ                          |
| RM4458                         | 5                                                  | ...                                                  | 200                                           | 500                                   | 25                                 | 3                                       | 1,5                                             | $\pm 3 \div \pm 22$      | $\pm 15$                          | $\pm 30$                                                      | 2,8                                        | П                           |
| Промышленные: от -25 до +85 °С |                                                    |                                                      |                                               |                                       |                                    |                                         |                                                 |                          |                                   |                                                               |                                            |                             |
| TL062I                         | 6                                                  | ...                                                  | 0,1                                           | 0,2                                   | 4                                  | 1                                       | 3,5                                             | $\pm 1,5 \div \pm 18$    | $\pm 15$                          | $\pm 30$                                                      | 0,25                                       | ММ                          |
| TL072I                         | 6                                                  | ...                                                  | 0,05                                          | 0,2                                   | 50                                 | 3                                       | 13                                              | $\pm 3,5 \div \pm 18$    | $\pm 15$                          | $\pm 30$                                                      | 2,5                                        | МШ                          |
| Коммерческие: от 0 до +70 °С   |                                                    |                                                      |                                               |                                       |                                    |                                         |                                                 |                          |                                   |                                                               |                                            |                             |
| TL022C                         | 5                                                  | ...                                                  | 80                                            | 250                                   | 1                                  | 0,5                                     | 0,5                                             | $\pm 2 \div \pm 18$      | $\pm 15$                          | $\pm 30$                                                      | 0,125                                      | ММ                          |
| TL062C                         | 6                                                  | ...                                                  | 0,1                                           | 0,2                                   | 4                                  | 1                                       | 3,5                                             | $\pm 1,5 \div \pm 18$    | $\pm 15$                          | $\pm 30$                                                      | 0,25                                       | ММ                          |
| TL072C                         | 10                                                 | ...                                                  | 0,05                                          | 0,2                                   | 25                                 | 3                                       | 13                                              | $\pm 3,5 \div \pm 18$    | $\pm 15$                          | $\pm 30$                                                      | 2,5                                        | МШ                          |
| TL287C                         | 0,5                                                | ...                                                  | 0,1                                           | 0,4                                   | 25                                 | 3                                       | 13                                              | $\pm 4 \div \pm 18$      | $\pm 15$                          | $\pm 30$                                                      | 2,8                                        | МС                          |
| RC4558                         | 6                                                  | ...                                                  | 200                                           | 500                                   | 20                                 | 3                                       | 1                                               | $\pm 3 \div \pm 18$      | $\pm 15$                          | $\pm 30$                                                      | 2,8                                        | П                           |
| NE5532                         | 4                                                  | ...                                                  | 150                                           | 800                                   | 25                                 | 10                                      | 9                                               | $\pm 3 \div \pm 20$      | $\pm 12$                          | ...                                                           | 16                                         | МШ                          |
| NE5533                         | 4                                                  | ...                                                  | 300                                           | 1500                                  | 25                                 | 10                                      | 13                                              | $\pm 3 \div \pm 20$      | $\pm 12$                          | ...                                                           | 16                                         | МШ                          |

<sup>1)</sup> ММ — малоомный; МС — с малым смещением; МШ — малошумящий; П — прецизионный.



Таблица 1.10. Счетверенные операционные усилители специального назначения

| Прибор                         | Напряжение смещения, мВ (макс.), | Дрейф напряжения смещения (тип.), мВ/°С | Разность входных токов, нА | Входной ток (макс.), нА | Усиление (мин.), $10^3$ В/мВ | Ширин полосы МГц | Скорость нарастания (тип.), В/мкс | Напряжение питания, В | Диапазон сигналов, В | Диапазон дифференциальных сигналов, В | Потребляемый ток (макс.), мА | Описание |
|--------------------------------|----------------------------------|-----------------------------------------|----------------------------|-------------------------|------------------------------|------------------|-----------------------------------|-----------------------|----------------------|---------------------------------------|------------------------------|----------|
| Военные: от -55 до +125 °С     |                                  |                                         |                            |                         |                              |                  |                                   |                       |                      |                                       |                              |          |
| TL044M                         | 5                                | ...                                     | 40                         | 100                     | 4                            | 0,5              | 0,5                               | $\pm 2 \div \pm 22$   | $\pm 15$             | $\pm 30$                              | 0,1                          | ММ       |
| TL064M                         | 9                                | ...                                     | 0,1                        | 0,2                     | 4                            | 1                | 3,5                               | $\pm 1,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$             | $\pm 30$                              | 0,2                          | ММ       |
| TL074M                         | 9                                | ...                                     | 0,05                       | 0,2                     | 50                           | 3                | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 22$ | $\pm 15$             | $\pm 30$                              | 2,5                          | МШ       |
| LM149                          | 6                                | 15 (тип.)                               | 75                         | 325                     | 25                           | 4                | 3                                 | $\pm 3 \div \pm 22$   | $\pm 12$             | $\pm 30$                              | 3,6                          | ШП       |
| Промышленные: от -25 до +85 °С |                                  |                                         |                            |                         |                              |                  |                                   |                       |                      |                                       |                              |          |
| TL0641                         | 6                                | ...                                     | 0,1                        | 0,2                     | 4                            | 1                | 3,5                               | $\pm 1,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$             | $\pm 30$                              | 0,25                         | ММ       |
| TL0741                         | 6                                | ...                                     | 0,05                       | 0,2                     | 50                           | 3                | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$             | $\pm 30$                              | 2,5                          | МШ       |
| LM249                          | 7,5                              | 15 (тип.)                               | 125                        | 500                     | 15                           | 4                | 2                                 | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 18$             | $\pm 36$                              | 4,5                          | ШП       |
| Коммерческие: от 0 до +70 °С   |                                  |                                         |                            |                         |                              |                  |                                   |                       |                      |                                       |                              |          |
| TL044C                         | 5                                | ...                                     | 80                         | 250                     | 1                            | 0,5              | 0,5                               | $\pm 2 \div \pm 18$   | $\pm 15$             | $\pm 30$                              | 0,125                        | ММ       |
| TL064C                         | 15                               | ...                                     | 0,2                        | 0,4                     | 3                            | 1                | 2,5                               | $\pm 1,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$             | $\pm 30$                              | 0,25                         | ММ       |
| TL074C                         | 10                               | ...                                     | 0,05                       | 0,2                     | 25                           | 3                | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$             | $\pm 30$                              | 2,5                          | МШ       |
| TL075C                         | 10                               | ...                                     | 0,05                       | 0,2                     | 25                           | 3                | 13                                | $\pm 3,5 \div \pm 18$ | $\pm 15$             | $\pm 30$                              | 2,5                          | МШ       |
| LM349                          | 7,5                              | 15 (тип.)                               | 100                        | 400                     | 15                           | 4                | 3                                 | $\pm 5 \div \pm 18$   | $\pm 18$             | $\pm 36$                              | 4,5                          | ШП       |

') ММ — маломощный; МШ — маломощный; ШП — широкополосный.

шинства фильтров. Во многих случаях приемлемым будет и отношение  $10:1$ .

Указанное отношение легко выполняется для схем фильтров на основе единичных усилителей и источников напряжения, управляемых напряжением (ИНУН). Для полоснопропускающих фильтров с многопетлевой обратной связью коэффициент усиления с разомкнутой петлей обратной связи должен быть больше значения  $10Q^2$ . Реализация прецизионных полоснопропускающих фильтров по схемам на двоянных усилителях и на

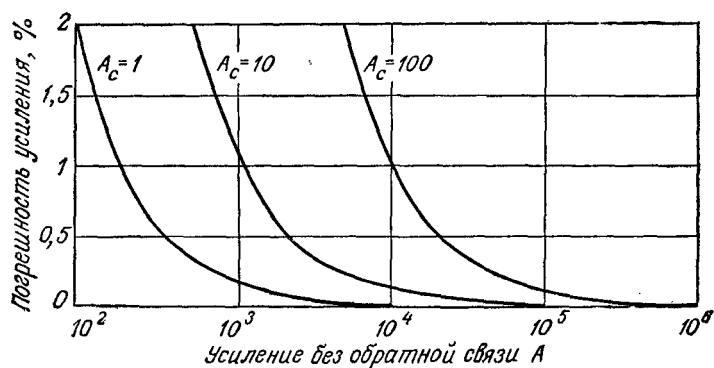


Рис. 1.50. Влияние коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи на погрешность усиления.

основе переменных состояния возможна при значениях усиления без обратной связи порядка  $100Q$ . Существенно меньшие значения можно допустить там, где обеспечивается подстройка фильтра.

### 1.66. Фазовый сдвиг усилителя

С увеличением частоты коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи падает, фазовый сдвиг в усилителе возрастает. Для фильтров на основе переменных состояния это приводит к увеличению добротности  $Q$ , когда запаздывание фазы сигнала повышает добротность схемы. Увеличенную добротность можно оценить по выражению

$$Q' = Q/[1 + 2Q(f_{з\text{дб}} - 2f)/(A_0 F_{з\text{дб}})], \quad (1.50)$$

где  $Q$  — расчетная добротность,  $f_{з\text{дб}}$  — частота среза по уровню 3 дБ характеристики ОУ без обратной связи,  $f$  — наивысшая частота полосы пропускания фильтра и  $Q'$  — результирующая добротность. Если расчет по этому выражению дает более 5% воз-

растания добротности, то это указывает на то, что, возможно, потребуется подстройка фильтра по добротности.

Фазовый сдвиг в усилителе с обратной связью можно оценить по формуле

$$\phi_c = \arctg \{f/f_3 \text{ дБ} (1 + A_o \beta)\}. \quad (1.51)$$

В случае фильтров нижних и верхних частот на основе источников напряжения, управляемых напряжением, фазовый сдвиг должен быть меньше  $4^\circ$  для звеньев второго порядка и меньше  $6^\circ$  для звеньев третьего порядка (здесь  $f$  — частота среза фильтра по уровню 3 дБ). Для фильтров с эллиптическими функциями передачи фазовый сдвиг на частоте среза должен быть не более  $4^\circ$ .

### 1.6в. Входное и выходное сопротивления

При реализации активных фильтров входное и выходное сопротивления операционных усилителей обычно не имеют существенного значения. Основное соображение состоит в том, чтобы входное сопротивление было много больше наивысшего значения сопротивления резистора, подключаемого к входному зажиму, и чтобы выходное сопротивление было много меньше наименьшего значения сопротивления резистора, подключаемого к выходному зажиму.

Если активный фильтр для минимизации величины конденсатора рассчитан на очень высокий уровень сопротивлений, то входное сопротивление операционного усилителя должно быть достаточно высоким, чтобы не вносить погрешности нагрузки. Для схем фильтров на основе инвертирующего источника напряжения, управляемого напряжением, отрицательная обратная связь значительно увеличивает входное сопротивление, поскольку

$$R_{вх} = (1 + A_o \beta) R_i, \quad (1.52)$$

где  $A_o$  — коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи,  $\beta$  — коэффициент обратной связи и  $R_i$  — входное сопротивление усилителя без обратной связи.

Для максимизации входного сопротивления следует применять операционные усилители с полевыми транзисторами на входе. Для таких усилителей легко реализуются входные сопротивления в диапазоне  $10^{12}$  Ом, что можно считать идеальным параметром для всех практических реализаций фильтров.

Выходное сопротивление усилителя рассчитывается по формуле

$$R_{вых} = R_o / (1 + A_o \beta). \quad (1.53)$$

Поскольку выходное сопротивление без обратной связи  $R_o$  в типовом усилителе составляет 150 Ом, в большинстве применений замыкание обратной связи переводит значение выходного сопротивления без обратной связи в диапазон нескольких миллиом, что, разумеется, можно не учитывать.

### 1.6г. Динамический диапазон

Размах выходного напряжения активного фильтра ограничивается небольшой долей напряжения источника питания. Коэффициент передачи звена или входной сигнал необходимо также лимитировать, чтобы избежать искажений сигнала.

Другое соображение, касающееся в первую очередь узкополосных фильтров, состоит в расстройке на резонансную частоту при больших размахах выходного сигнала. Этот эффект обусловлен «ограничением скорости нарастания» и заключается в неспособности выходного каскада операционного усилителя довольно быстро отслеживать на выходе большой сигнал на повышенных частотах.

С другой стороны, динамический диапазон ограничивается собственными шумами усилителя. Для получения на выходе наибольшего отношения сигнал/шум не следует рассчитывать полоснопропускающий фильтр на большой коэффициент усиления. Это особенно важно для входного звена фильтра.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Graeme J. G., Application of Operational Amplifiers, McGraw-Hill, New York, 1973.
2. Hnatek E. R., Applications of Linear Integrated Circuits, Wiley, New York, 1975.
3. Stout D., in Milton Kaufman (Ed.), Handbook of Operational Amplifier Circuit Design, McGraw-Hill, New York, 1976.

# ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ

*Дж. Силверман<sup>1)</sup>*

## ВВЕДЕНИЕ

Материал этой главы посвящен широкому классу интегральных схем (ИС), объединенных общим названием «функциональные узлы». В выпускаемых фирмами-изготовителями справочных материалах эти схемы обычно приводятся в разделах о микросхемах смешанного типа и специального назначения. Такие функциональные ИС были спроектированы для решения целого ряда задач, с которыми приходится сталкиваться при разработке электронных устройств. Поскольку сложность таких схем достаточно высока, их функционирование обычно трудно описать простым набором уравнений. Назначение предлагаемой главы заключается в том, чтобы снабдить разработчика основными сведениями по этим устройствам с точки зрения их применения и расчета. Подобная информация позволит разработчику легко выбрать наиболее пригодный в каждом конкретном случае прибор. Поскольку изготовители ИС постоянно повышают качество своей продукции, приводится обзор и перспективной продукции, находящейся в стадии разработки.

## 2.1. ЧЕТЫРЕХКВАДРАНТНЫЕ ПЕРЕМНОЖИТЕЛИ

Для построения разнообразных аналоговых систем требуется схема, выходной сигнал которой представляет собой произведение двух входных сигналов. Выполняющий подобную операцию функциональный узел называется аналоговым перемножителем.

---

<sup>1)</sup> Joel Silverman, Marketing Manager, Siliconix Inc., Santa Clara, Calif. (Во время работы над этой главой автор представлял фирму Exar Integrated Systems.)

Необходимость в таком перемножителе диктуется не только его способностью производить арифметические операции, такие, как умножение, деление, возведение в квадрат и извлечение квадратного корня, но, как это будет показано в дальнейшем, он является также основным функциональным узлом при построении АМ-детекторов и формирователей, блоков преобразования частоты (конвертеров) и фазовых детекторов. На рис. 2.1 приведена условная схема аналогового перемножителя. Его выходной сигнал определяется следующим образом:

$$V_{\text{вых}} = KV_X V_Y, \quad (2.1)$$

где  $V_X$  и  $V_Y$  представляют собой соответственно прикладываемые к зажимам  $X$  и  $Y$  аналоговые сигналы, а  $K$  — постоянный коэффициент передачи перемножителя, размерность которого определяется как  $\text{В}^{-1}$ . Соотношение (2.1) описывает характеристическое уравнение «идеального» четырехквadrантного перемножителя, в результате чего амплитуда и полярность выходного сигнала определяются исключительно параметрами входных сигналов.

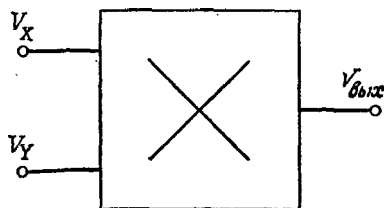


Рис. 2.1. Структурная схема перемножителя.  $V_{\text{вых}} = KV_X V_Y$ .

При этом допускаются любые сочетания положительных и отрицательных значений входных воздействий, лежащих в пределах рабочего динамического диапазона данного перемножителя.

Сочетания положительных и отрицательных значений входных воздействий, лежащих в пределах рабочего динамического диапазона данного перемножителя.

### 2.1а. Анализ реальных перемножителей

Соотношение (2.1) описывает передаточную функцию идеального перемножителя, в которой не учитываются всевозможные смещения, всегда присущие каждой реальной, «неидеальной» схеме. Поскольку выходной сигнал перемножителя представляет собой функцию двух независимых входных переменных, его рабочие характеристики необходимо определять, исходя из действующих на каждом входе напряжений смещения, а также требуется учесть и напряжение смещения выходного каскада. При учете этих конечных смещающих факторов реальная передаточная функция принимает следующий вид:

$$V_{\text{вых}} = K(V_X + \Phi_X)(V_Y + \Phi_Y) + \Phi_{\text{вых}}, \quad (2.2)$$

где  $\Phi_X$  и  $\Phi_Y$  — действующие соответственно на входах  $X$  и  $Y$  напряжения смещения, а  $\Phi_{\text{вых}}$  — выходное напряжение смещения перемножителя. Таким образом, для обеспечения выполне-

ния операции умножения с высокой точностью необходимо произвести четыре независимые регулировки, три из которых «обнуляют» внутренние напряжения смещения, а четвертая устанавливает требуемый коэффициент передачи перемножителя. В большинстве случаев коэффициент передачи перемножителя задается равным 0,1. При этом допускается напряжение одного из обоих входных сигналов в диапазоне до 10 В, при условии что напряжение выходного сигнала не превышает 10 В. Поскольку напряжения смещения отрегулированы соответствующим образом, а  $K = 0,1$ , то передаточная функция имеет вид

$$V_{\text{вых}} = V_x V_y / 10. \quad (2.3)$$

Для описания рабочих характеристик перемножителя используется несколько ключевых параметров. Они обычно используются для определения и установления любого отклонения от заранее рассчитанной передаточной функции. К таким ключевым факторам относятся «точность», «линейность» и «ширина полосы пропускания». Четкое понимание влияния этих параметров необходимо для правильного задания рабочих характеристик схемы.

«Точность» определяется как отклонение реального выходного сигнала от идеального при любых сочетаниях сигналов на входах  $X$  и  $Y$ , лежащих в определенном рабочем диапазоне перемножителя. Задание этого параметра обычно производится в процентах от полного размаха выходного сигнала перемножителя. Следовательно, для перемножителя с диапазоном изменения выходного сигнала  $\pm 10$  В и подной точностью 0,5 % сигнал должен иметь отклонения от идеального вычисленного значения не более  $\pm 50$  мВ.

«Линейность» обычно выражает отклонение характеристики от наилучшей подлежащей прямой линии и, как правило, дается в процентах от полного размаха выходного сигнала, поскольку максимальное отклонение происходит на краях динамического диапазона перемножителя. Например, если для перемножителя с диапазоном изменения выходного сигнала  $\pm 10$  В задана линейность 0,5 %, то максимальное отклонение характеристики от проходящей наилучшим образом прямой линии составит  $\pm 50$  мВ.

«Ширина полосы пропускания» представляет собой параметр, определяющий, насколько функционирование перемножителя в диапазоне высоких частот соответствует его низкочастотным характеристикам. Поскольку данный параметр сильно зависит от конкретного применения перемножителя, следует определить несколько полос пропускания:

1. Ширина полосы пропускания, соответствующая абсолютной погрешности 1 %, определяется той частотой, где фазовый

вектор между идеальным и реальным выходными сигналами равен 1 %. Эта частота соответствует фазовому сдвигу схемы перемножителя 0,01 рад, или 0,57°.

2. Ширина полосы пропускания, соответствующая фазовому сдвигу 3°, определяется частотой, где фазовый сдвиг схемы перемножителя достигает 3°.

3. Ширина полосы пропускания по уровню 3 дБ определяется частотой, на которой выходной сигнал перемножителя спадает на 3 дБ относительно его низкочастотного значения при условии, что на выходе схемы поддерживается постоянная амплитуда сигнала.

4. Ширина полосы пропускания по крутизне определяется частотой, на которой значение крутизны перемножителя спадает на 3 дБ относительно низкочастотного значения. Эта ширина полосы пропускания определяет частотный диапазон, в котором перемножитель может функционировать в качестве фазового детектора или синхронного АМ-детектора.

С тем чтобы лучше понять функционирование перемножителя, основательное знакомство с его схемой представляет собой задачу первостепенной важности.

На рис. 2.2 изображена

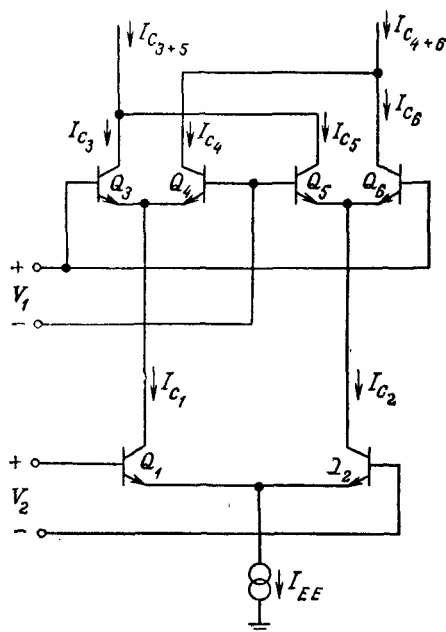


Рис. 2.2. Схема перемножителя Гильберта.  $I_{\text{вых}} = I_{C3+5} - I_{C4+6}$ .

ячейка перемножителя Гильберта, которая включает в себя три эмиттерно-связанные транзисторные пары и наиболее пригодна для реализации четырехквadrантного умножения. Все дальнейшее изложение основывается на том, что характеристики всех транзисторов идентичны и можно пренебречь их базовыми токами и выходным сопротивлением.

На первом этапе рассчитываются коллекторные токи транзисторов  $Q_3$ ,  $Q_4$ ,  $Q_5$  и  $Q_6$ , исходя из напряжения  $V_1$ .

В соответствии с основным уравнением диода

$$V_{BE_i} = V_T \ln(I_{C_i}/I_S), \quad V_{BE_j} = V_T \ln(I_{C_j}/I_S),$$



где  $V_T = KT/q$  представляет собой тепловой потенциал, а  $I_S$  — обратный ток насыщения,

$$V_1 = V_{BE_1} - V_{BE_2} = V_T \ln(I_{C_3}/I_{C_4}), \quad I_{C_3} = I_{C_4} e^{V_1/V_T}.$$

Но  $I_{C_3} + I_{C_4} = I_{C_1}$ , так что

$$\begin{aligned} I_{C_3} &= (I_{C_1} - I_{C_4}) e^{V_1/V_T}, \\ I_{C_3} &= I_{C_1} e^{V_1/V_T} - I_{C_4} e^{V_1/V_T}, \\ I_{C_3}(1 + e^{V_1/V_T}) &= I_{C_1} e^{V_1/V_T}, \\ I_{C_3} &= I_{C_1}/(1 + e^{-V_1/V_T}). \end{aligned} \quad (2.4)$$

Тогда ток коллектора транзистора  $Q_4$  определяется как  $I_{C_4} = I_{C_1} - I_{C_3}$ :

$$I_{C_4} = I_{C_1} - I_{C_3}/(1 + e^{-V_1/V_T}) = I_{C_1}/(1 + e^{V_1/V_T}). \quad (2.5)$$

Используя тот же самый способ, можно определить соответственно токи транзисторов  $Q_5$  и  $Q_6$ :

$$I_{C_5} = I_{C_2}/(1 + e^{V_1/V_T}), \quad (2.6)$$

$$I_{C_6} = I_{C_2}/(1 + e^{-V_1/V_T}) \quad (2.7)$$

совместно с токами транзисторов  $Q_1$  и  $Q_2$ :

$$I_{C_1} = I_{EE}/(1 + e^{-V_2/V_T}), \quad (2.8)$$

$$I_{C_2} = I_{EE}/(1 + e^{V_2/V_T}). \quad (2.9)$$

Затем, объединяя уравнения (2.4) — (2.9), можно получить уравнения для коллекторных токов в зависимости от входных напряжений  $V_1$  и  $V_2$  и тока  $I_{EE}$ . Таким образом, выражения для нахождения коллекторных токов  $I_{C_3}$ ,  $I_{C_4}$ ,  $I_{C_5}$  и  $I_{C_6}$  по имеющимся входным напряжениям  $V_1$  и  $V_2$  определяются следующим образом:

$$I_{C_3} = I_{EE}/(1 + e^{-V_1/V_T})(1 + e^{-V_2/V_T}), \quad (2.10)$$

$$I_{C_4} = I_{EE}/(1 + e^{-V_2/V_1})(1 + e^{V_1/V_T}), \quad (2.11)$$

$$I_{C_5} = I_{EE}/(1 + e^{V_1/V_T})(1 + e^{V_2/V_T}), \quad (2.12)$$

$$I_{C_6} = I_{EE}/(1 + e^{V_2/V_T})(1 + e^{-V_1/V_T}), \quad (2.13)$$

Тогда дифференциальный выходной ток составит

$$\begin{aligned} I_{\text{вых}} &= I_{C_{3+5}} - I_{C_{4+6}} = I_{C_3} + I_{C_5} - \\ &\quad - (I_{C_4} + I_{C_6}) = (I_{C_3} - I_{C_6}) - (I_{C_4} - I_{C_5}), \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$I_{\text{вых}} = I_{EE} \operatorname{th}[V_1/(2V_T)] \operatorname{th}[V_2/(2V_T)]. \quad (2.15)$$

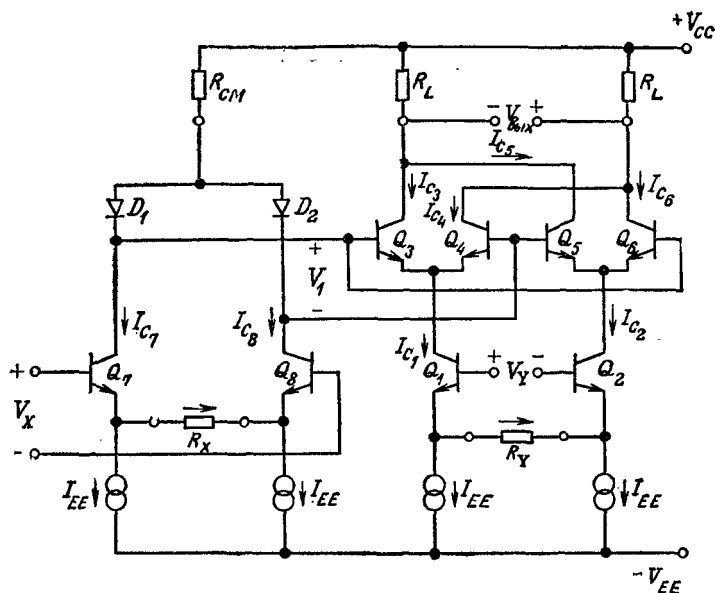


Рис. 2.3. Принципиальная схема четырехквadrантного перемножителя.

Следовательно, окончательная передаточная функция представляет собой произведение гиперболических тангенсов двух входных сигналов и, по существу, линейна только для входных сигналов, которые малы по сравнению с напряжением  $V_T$ . С целью улучшения линейности и обеспечения более широкого динамического диапазона необходимо заменить экспоненциальные передаточные характеристики линейной функцией. Этого можно добиться с помощью предварительной модификации сигнала на входе  $X$  и линеаризации сигнала на входе  $Y$ , как показано на рис. 2.3. Функционирование приведенной схемы можно представить следующим образом.

Входное напряжение  $V_Y$  линеаризуется с помощью разделения источника тока  $I_{EE}$  и введения отрицательной обратной связи через эмиттерный резистор  $R_Y$ . Этот резистор повышает линейность крутизны эмиттерно-связанной пары транзисторов в широком рабочем диапазоне. Однако этот метод нельзя применить для линеаризации входного напряжения  $V_1$  из-за крестообразно связанной пары транзисторов, используемой в этом звене. Предварительная модификация сигнала на этом входе производится с помощью цепи, образованной диодами  $D_1$ ,  $D_2$  и транзисторами  $Q_7$ ,  $Q_8$ . Более полное изложение этого материала можно найти

в работах [4, 5]. В результате преобразования получаем

$$V_1 = 2V_T \operatorname{arth}(KV_X/I_{EE}). \quad (2.16)$$

Таким образом, общая передаточная функция имеет вид

$$V_{\text{вых}} = 2V_X V_Y R_L / (I_{EE} R_X R_Y). \quad (2.17)$$

С помощью такого исходного аналогового функционального узла можно реализовать все стандартные аналоговые функции, а именно умножение, деление, возведение в квадрат и извлечение квадратного корня. В то время как функции умножения и возведения в квадрат реализуются на этой схеме непосредственно (функция возведения в квадрат получается при соединении между собой входов  $X$  и  $Y$ ), реализация функций деления и извлечения квадратного корня требует некоторого разъяснения.

## 2.16. Деление

На рис. 2.4, *a* представлена структурная схема реализации функции деления. Перемножитель здесь включен в цепь обратной

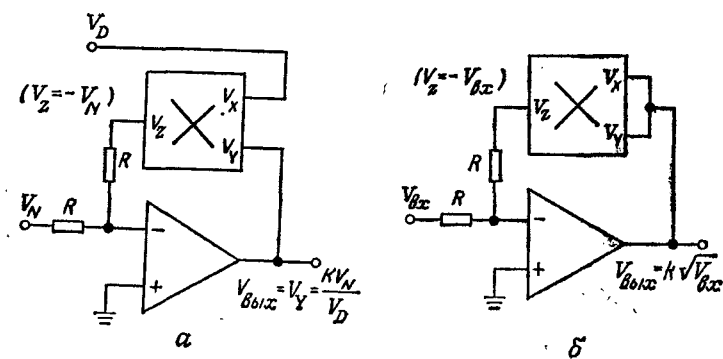


Рис. 2.4. Выполнение функций деления (*a*) и извлечения квадратного корня (*б*).

связи операционного усилителя (ОУ). Сжато функционирование этой схемы можно описать следующим образом. На вход  $X$  перемножителя подается делитель, а делимое поступает на один из суммирующих входов ОУ; на другой вход заводится сигнал с выхода перемножителя. При функционировании с замкнутой петлей обратной связи на выходе ОУ существует некоторое напряжение, а именно такое, что выходное напряжение перемножителя  $V_Z = -V_N$ . Но поскольку напряжение  $V_Z$  должно быть

равно  $V_X V_Y / 10$ , выходное напряжение операционного усилителя тогда составит

$$V_{\text{вых}} = -10V_Z / V_X = 10V_N / V_D. \quad (2.18)$$

Важно отметить, что в таком включении знак знаменателя дроби должен быть отрицательным или полярность обратной связи будет менять его и переводить схему в ключевой режим с фиксацией состояния. Этот ключевой режим является общим для всех схем деления и не оказывает существенного вреда.

### 2.1в. Схема извлечения квадратного корня

Приведенная на рис. 2.4, б схема извлечения квадратного корня характеризуется тем, что перемножитель, включенный в цепь обратной связи, работает как схема возведения в квадрат. В реальной схеме напряжение на выходе  $Z$  равно  $V_{\text{вых}}^2$ , умноженному на постоянный коэффициент, и также равно  $-V_{\text{вх}}$ . Следовательно, выходное напряжение усилителя  $V_{\text{вых}}$  пропорционально корню квадратному из входного напряжения. Для предотвращения ключевого режима с фиксацией состояния последовательно с выходом обычно включается диод. Этот режим может возникать при отрицательном напряжении  $V_Z$ .

### 2.1г. Подстройка перемножителей

Из соотношения (2.2) видно, что для обеспечения максимальной точности в схеме перемножителя требуется выполнить четыре самостоятельные регулировки. Для выбора наилучшего способа регулировки имеющихся смещений требуется дополнительно исследовать соотношение

$$V_{\text{вых}} = K(V_X + \Phi_X)(V_Y + \Phi_Y) + \Phi_{\text{вых}}. \quad (2.2)$$

В данной процедуре подгонки на первом этапе необходимо отрегулировать на нулевое значение выходное смещение  $\Phi_{\text{вых}}$ . Для этого на входы  $X$  и  $Y$  подается нулевое напряжение (закорачивание входов на земляную шину) и с помощью регулировки устанавливается нулевой выходной сигнал. На втором этапе осуществляется регулировка смещения входа  $Y$ . Для этого на зажим  $X$  подается переменный входной сигнал; далее производится регулировка смещения входа  $Y$  до пропадания выходного сигнала. Аналогичная процедура применяется и для регулировки смещения входа  $X$ , а именно закорачивается вход  $X$ , подается переменное напряжение на зажим  $Y$  и проводится регулировка до получения минимального размаха выходного сигнала. Третий этап процедуры регулировки связан с установкой требуемого масштабирующего коэффициента. Его величина обычно норми-

руется при максимальных значениях двух входных сигналов. Однако эту операцию можно осуществлять и при других амплитудах и полярностях входных сигналов с целью оптимизации точности функционирования перемножителя во всем его динамическом диапазоне.

**Пример 2.1. Расчет четырехквadrантного перемножителя.** Требуется спроектировать схему четырехквadrантного перемножителя со следующими параметрами: динамический диапазон входных сигналов равен  $\pm 10$  В, а размах выходного сигнала составляет  $\pm 10$  В при использовании ИС типа XR-2208. Уравнения для определения коэффициента передачи перемножителя и усилителя имеют вид

$$K_M \approx 20/(R_X R_Y) \text{ В}^{-1}, \quad (2.19)$$

$$K_A \approx R_F/(5 + R_1), \quad (2.20)$$

где  $R_Y \approx 2R_X$ , а номиналы всех резисторов задаются в килоомах.

**Решение.** На первом этапе проектирования необходимо ознакомиться со справочными материалами фирмы-изготовителя для конкретно применяемого типа прибора, после этого разрабатывается основная схема (рис. 2.5) и опре-

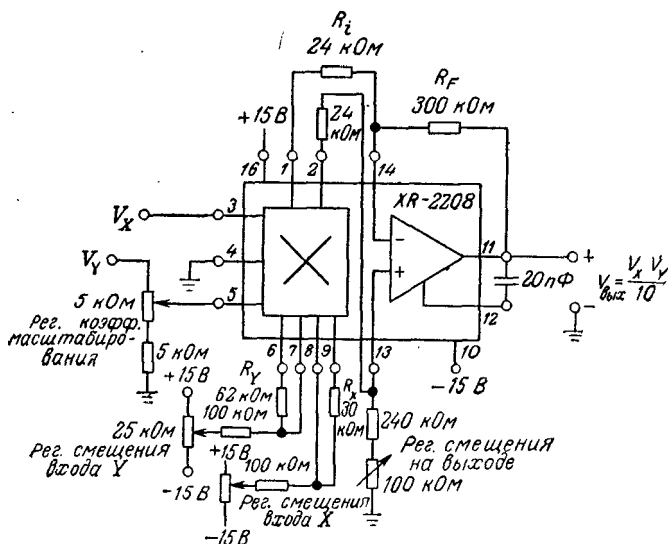


Рис. 2.5. Включение ИС XR 2208 для реализации умножения.  $V_{\text{вых}} = V_X V_Y / 10$ .

деляется постоянная коэффициента передачи перемножителя. Для выбранного типа прибора постоянная коэффициента передачи равна произведению постоянной коэффициента передачи перемножителя и коэффициента передачи усилителя и определяется следующим образом:

$$K = K_M K_A = [V_Z / (V_X V_Y)] (V_{\text{вых}} / V_Z). \quad (2.21)$$

Когда в вышеприведенное уравнение подставляются максимальные значения входных и выходных напряжений, желательно иметь  $K = 0,1$ . На следующем этапе требуется определить реальные номиналы элементов схемы, требуемые для установки постоянной коэффициента передачи. При этом коэффициент передачи обычно устанавливается несколько ниже 0,1, а затем точно настраивается с помощью регулирующего масштабирующий коэффициент резистора. Далее требуемые значения коэффициентов  $K_M$  и  $K_A$  подставляются в уравнения (2.19) и (2.20), по которым и рассчитываются номиналы резисторов. Пусть  $R_X = 30$  кОм,  $K_M \approx 0,01$  и  $K_A \approx 10$ , тогда  $R_Y = 62$  кОм,  $R_F = = 300$  кОм,  $R_1 = 24$  кОм.

Затем рассчитанная схема макетируется и подстраивается следующим образом:

1. Подключить оба входа к 0 В и, используя регулировку выходного смещения, установить его равным 0 В.
2. Подать напряжение двойной амплитуды 20 В и частотой 50 Гц на вход X и 0 В на вход Y. Подстроить смещение входа Y с помощью регулировки минимального размаха выходного сигнала.
3. Подать напряжение двойной амплитуды 20 В на вход Y и 0 В на вход X. Подстроить смещение входа X с помощью регулировки минимального размаха выходного сигнала.
4. Повторить этап 1.
5. Подать напряжение +10 В на оба входа и отрегулировать масштабирующий коэффициент для обеспечения  $V_{\text{вых}} = +10$  В. Этот этап можно повторить и с другими значениями амплитуд и полярностей входных напряжений, что позволяет оптимизировать точность функционирования перемножителя во всем диапазоне входных напряжений либо в определенной его части.

Необходимо отметить, что с помощью простого объединения входов X и Y между собой приведенную на рис. 2.5 схему можно легко преобразовать для реализации функции возведения в квадрат или удвоения частоты. В приведенной структуре реализация функции возведения в квадрат достаточно очевидна, а для понимания принципа удвоения частоты необходимо рассмотреть следующее тригонометрическое тождество:

$$\cos A \cos B = [\cos(A + B) + \cos(A - B)]/2. \quad (2.22)$$

Следовательно, когда объединяются два входных сигнала и  $A = B$ , выходной сигнал состоит из компоненты удвоенной частоты и постоянного тока.

**Пример 2.2. Расчет ваттметра на основе перемножителя.** Требуется спроектировать ваттметр для измерения мощности громкоговорителя на 8 Ом. Предположим, что усилитель имеет пиковую мощность выходного сигнала 100 Вт, а перемножитель характеризуется фиксированной постоянной коэффициентом передачи 0,1 и имеет динамический диапазон входного сигнала  $\pm 10$  В.

**Решение.** Структурная схема данного ваттметра приведена на рис. 2.6. Его функция заключается в перемножении напряжения на нагрузке и тока через нее. Для измерения тока через нагрузку используется резистор-датчик  $R_s$ , номинал которого выбран намного меньше, чем  $R_L$ . Следовательно, падение напряжения и рассеиваемая мощность на резисторе  $R_s$  пренебрежимо малы. На первом этапе реализации этой схемы необходимо промасштабировать входные сигналы, т. е. привести их значения в соответствие с динами-

ческим диапазоном используемого перемножителя. Поскольку  $E^2 = PR = 800$ ,  $E \approx 28$  В и  $I^2 = P/R = 12,5$ , тогда  $I = 3,5$  А.

Выходное напряжение перемножителя необходимо сначала промасштабировать с помощью деления значения максимального входного сигнала перемножителя на максимальное выходное напряжение усилителя. Затем в делителе необходимо выбирать резисторы, номиналы которых велики относительно  $R_L$ , так что можно пренебречь рассеиваемой в них мощностью. Следовательно,

$$R_1/(R_1 + R_2) = 10/28.$$

Если выбрать номиналы резисторов  $R_1$  и  $R_2$  соответственно 10 и 18 кОм, то рассеиваемая в них мощность составит приблизительно 0,03 % рассеиваемой в нагрузке мощности.

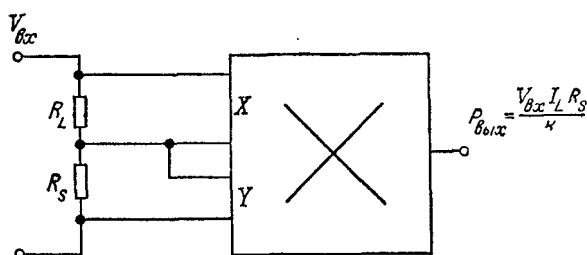


Рис. 2.6. Структурная схема ваттметра.  $V_X = V_{вх}$ ,  $V_Y = R_S I_L$ ,  $P_{вых} = V_{вх} I_L R_S / K$ .

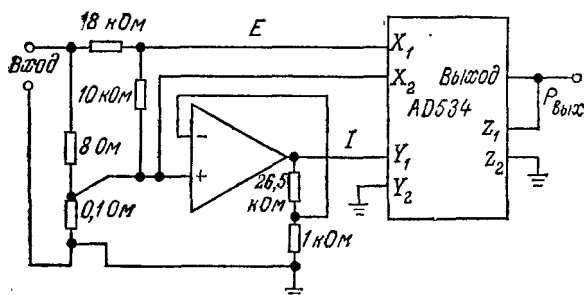


Рис. 2.7. Схема ваттметра для примера 2.2.

На следующем этапе необходимо преобразовать токочувствительное напряжение в совместимый входной уровень. При этом масштабирующий коэффициент определяется путем деления максимального выходного сигнала умножителя на максимальное падение напряжения на резисторе-датчике (где  $R_S = 0,1$  Ом). Следовательно, масштабирующий коэффициент равен  $10/0,35 = 28,6$ . Поскольку полученное значение этого масштабирующего коэффициента больше единицы, в схему необходимо включить усилитель.

На рис. 2.7 приведено реальное исполнение данной схемы. Использование резистора-датчика с номиналом 0,1 Ом приводит к снижению выходного напряжения на 1,25 %.

## 2.1д. Модуляторы

При реализации на четырехквadrантном перемножителе арифметических операций основное значение придается обеспечению линейности для обоих входов. Однако существует много других его применений, а именно модуляторы или смесители, где линейная операция характерна только для одного из входов. В этом случае на один вход подается несущее колебание, а на другой — модулирующее. При этом требуется линейная характеристика

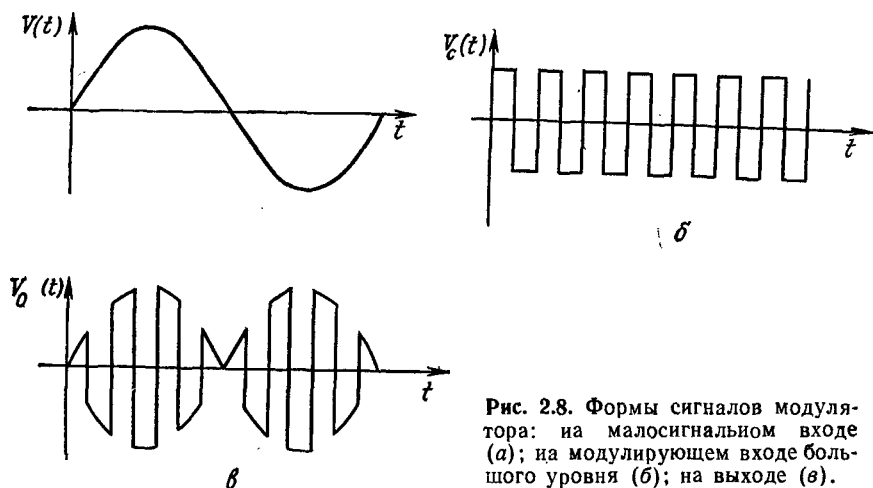


Рис. 2.8. Формы сигналов модулятора: на малосигнальном входе (а); на модулирующем входе большего уровня (б); на выходе (в).

только по входу модулирующего колебания, поскольку несущее колебание обычно представляет собой сигнал переменного тока постоянной амплитуды; в частности, это может быть прямоугольное колебание. Характерный пример приведен на рис. 2.8. На рис. 2.8, а изображена форма сигнала на модулирующем входе, на рис. 2.8, б — форма сигнала несущего колебания. Форма выходного сигнала модулятора показана на рис. 2.8, в. Сигнал большого уровня «входа несущего колебания», по существу, используется для реализации попеременного умножения сигнала на модулирующем входе на  $+1$  и  $-1$ . Спектральный состав выходного сигнала можно легко получить исходя из модулирующего сигнала

$$V_M(t) = V_M \cos(\omega_m t) \quad (2.23)$$

и сигнала несущего колебания

$$V_C(t) = (4/\pi) [\cos(\omega_C t) + (1/3) \cos(3\omega_C t) + (1/5) \cos(5\omega_C t) + \dots + (1/n) \cos(n\omega_C t)], \quad (2.24)$$



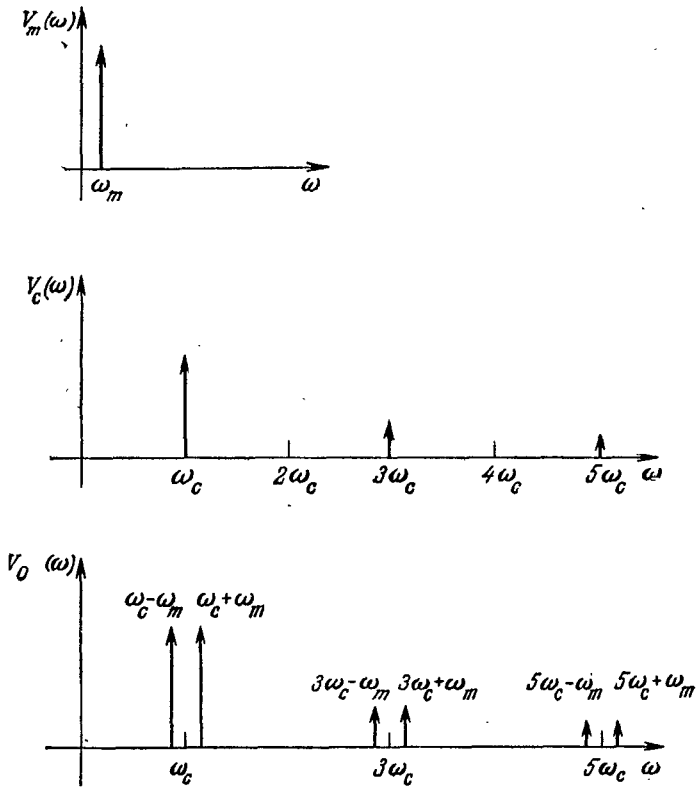


Рис. 2.9. Спектр выходного АМ-сигнала с подавленным несущим колебанием.

который представляет собой разложение в ряд Фурье прямоугольного колебания с размахом  $\pm 1$  для  $n = 1, 3, 5, 7, \dots$ . Тогда

$$\begin{aligned}
 V_o(t) &= K V_M(t) V_C(t) = & (2.25) \\
 &= (4K/\pi) V_M \cos(\omega_m t) [\cos(\omega_c t) + \\
 &+ (1/3) \cos(3\omega_c t) + \dots + (1/n) \cos(n\omega_c t)] = \\
 &= (4K/\pi) V_M [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t + \dots \\
 &\dots + (1/n) \cos(n\omega_c + \omega_m)t + (1/n) \cos(n\omega_c - \omega_m)t]. & (2.26)
 \end{aligned}$$

Спектр этого выходного сигнала изображен на рис. 2.9.

Отличительной особенностью балансного модулятора является то, что в спектре выходного сигнала не содержится компонент ни несущей, ни модулирующей частоты. При этом выходной сиг-

нал представляет собой АМ-сигнал с подавленным несущим колебанием при условии, что характеристика перемножителя по модулирующему входу линейна. Если на модулирующем входе присутствует составляющая постоянного тока, то не происходит подавления компоненты несущего колебания и выходной сигнал принимает вид обычного АМ-сигнала. Это можно легко показать, рассматривая модулирующий сигнал

$$V_M(t) = V_M [1 + M \cos(\omega_m t)], \quad (2.27)$$

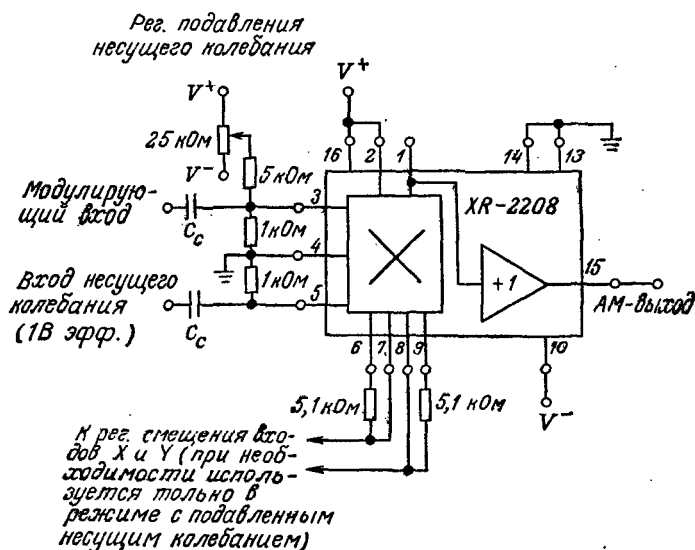


Рис. 2.10. Схема для формирования АМ-сигнала.

где  $M$  называется индексом модуляции. Тогда выходной сигнал можно рассчитать путем простой подстановки уравнений (2.27) и (2.24) в соотношение (2.25). При этом получаем

$$\begin{aligned} V_0 = & \frac{4KV_M}{\pi} [\cos(\omega_c t) + M \cos(\omega_c + \omega_m)t + \\ & + M \cos(\omega_c - \omega_m)t + \dots + \frac{1}{n} \cos(n\omega_c t) + \\ & + \frac{M}{n} \cos(n\omega_c + \omega_m)t + \frac{M}{n} \cos(n\omega_c - \omega_m)t], \end{aligned} \quad (2.28)$$

где  $n = 1, 3, 5, 7, \dots$ .

В результате добавления в модулирующий сигнал постоянной составляющей происходит увеличение амплитуды несущего колебания в спектре выходного сигнала. В обычных АМ-системах

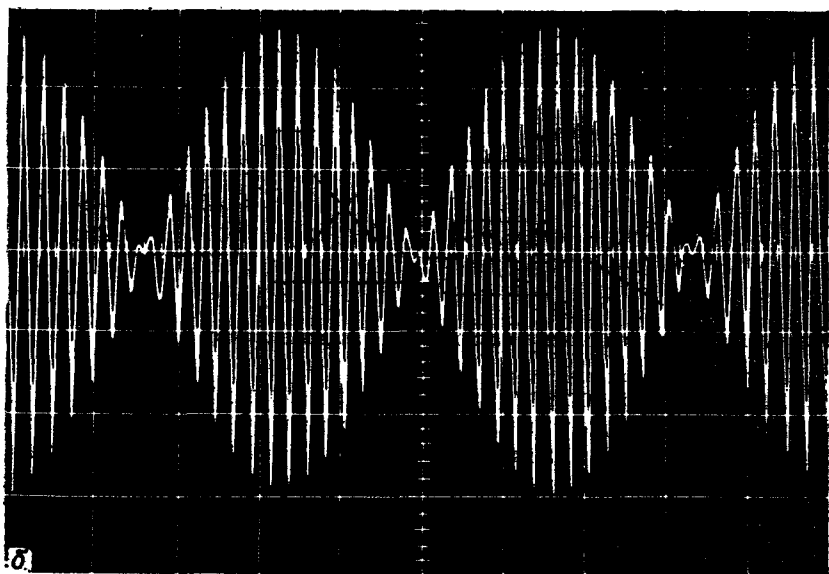
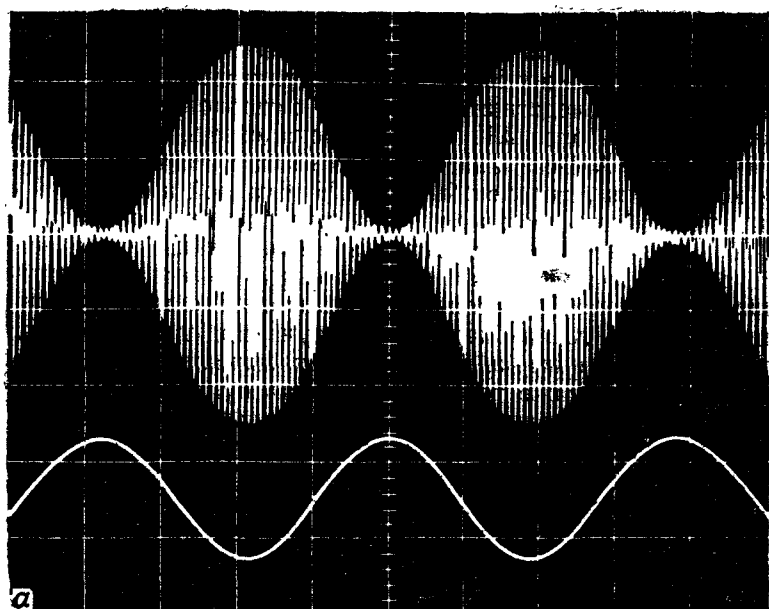


Рис. 2.11. Формы АМ-сигналов: обычная 95 %-ная АМ (а); АМ с подавленным несущим колебанием (б).

это производится преднамеренно, однако в системах с подавленным несущим колебанием эта компонента обычно возникает вследствие внутренних смещений в модуляторе и приводит к нежелательным последствиям, а именно к «прохождению несущего колебания». На рис. 2.10 представлена схема, пригодная для формирования АМ-сигнала, в режиме как с подавленным несущим колебанием, так и с обычной АМ. Входной и выходной сигналы для обоих режимов функционирования показаны на рис. 2.11. Первостепенное отличие между этими двумя режимами работы состоит в том, что при формировании АМ-сигнала с подавленным несущим колебанием выходной сигнал становится минимальным в точках пересечения нуля модулирующего колебания, а при отрицательных значениях сигнала на модулирующем входе (т.е. ниже точки пересечения нуля) происходит изменение на  $180^\circ$  фазы выходного сигнала. При обычном же АМ-формировании в выходном сигнале отсутствует такое изменение фазы и минимальному значению модулирующего сигнала соответствует и минимальный выходной сигнал.

В разд. 2.1е рассмотрено применение перемножителя также и для реализации демодуляции АМ-сигналов.

### 2.1е. Демодуляторы

Перемножители часто применяются для построения АМ-детекторов или демодуляторов. При таком использовании перемножителей, так же как и при реализации модуляторов, требуется

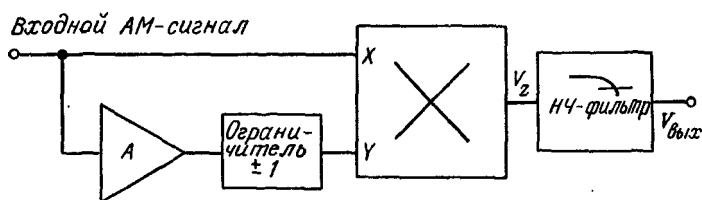


Рис. 2.12. Структурная схема синхронного АМ-демодулятора.

обеспечить линейность характеристики только по одному входу, а именно по амплитуде входного сигнала. На рис. 2.12 изображена структурная схема типового АМ-демодулятора. Кратко функционирование данной схемы можно описать следующим образом. Входной сигнал поступает одновременно на оба входа (X и Y). Однако перед тем, как этот сигнал поступит на вход Y, его усиливают и ограничивают, с тем чтобы получить сигнал с постоянной амплитудой (несущее колебание). Затем выходной сигнал образуется как продукт перемножения или смещения входного сигнала и несущего колебания и состоит из демодули-

рованного АМ-сигнала и компоненты удвоенной частоты. Эта компонента удвоенной несущей частоты затем отфильтровывается с помощью фильтра нижних частот, на выходе которого и вырабатывается демодулированный выходной сигнал.

Функционирование этой схемы можно легко объяснить, рассмотрев приходящий входной сигнал вида

$$V_{вх} = V_x = V_m(t) \cos \omega_0 t, \quad (2.29)$$

где  $V_m(t)$  представляет собой модулирующий сигнал, а  $\omega_0$  — частота несущего колебания.

После усиления и ограничения получаемый сигнал несущего колебания с постоянной амплитудой определяется следующим образом:

$$V_y = A_1 \cos \omega_0 t + A_2 \cos 3\omega_0 t + A_3 \cos 5\omega_0 t + \dots$$

Поскольку для обработки выходного сигнала применяется фильтр нижних частот, то в этом выражении можно опустить все члены высокого порядка. При этом входной сигнал имеет вид

$$V_y = A_1 \cos \omega_0 t. \quad (2.30)$$

При перемножении двух входных сигналов  $V_{вх}$  и  $V_y$  получаемый выходной сигнал можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} V_z &= K [V_m(t) \cos \omega_0 t] (A_1 \cos \omega_0 t) = \\ &= K V_m(t) [1 + \cos (2\omega_0 t)], \end{aligned}$$

где  $K$  представляет собой коэффициент перемножителя. Если затем этот сигнал пропустить через фильтр нижних частот с целью подавления члена  $\cos(2\omega_0 t)$ , то результирующий выходной сигнал

$$V_{вых} = K V_m(t)$$

соответствует детектированному входному сигналу.

**Пример 2.3. Расчет АМ-детектора.** Требуется спроектировать на ИС XR-2208 АМ-детектор сигнала с несущей частотой 500 кГц. Полоса частот модулирующего сигнала лежит в пределах от 20 Гц до 20 кГц. Выходное полное сопротивление перемножителя между зажимами 1 и 2 составляет 10 кОм. Структурная схема ИС XR-2208 представлена на рис. 2.13.

**Решение.** На рис. 2.14 изображена обобщенная структурная схема АМ-детектора. Для обеспечения максимального коэффициента передачи соединены выводы 6 и 7 (используемые для задания коэффициента передачи по входу  $Y$ ). При этом будет обеспечиваться как усиление, так и ограничение сигнала на входе  $Y$ . Подключение конденсатора между выходными зажимами умножителя позволяет осуществить фильтрацию выходного сигнала. Частота среза при этом определяется как

$$f_c = 1/(2\pi R_{вых}C), \quad (2.31)$$

где  $R_{вых}$  — выходное сопротивление самого умножителя, а  $C$  — номинал фильтрующего конденсатора. Поскольку  $R_{вых} = 10$  кОм, то можно преобразовать

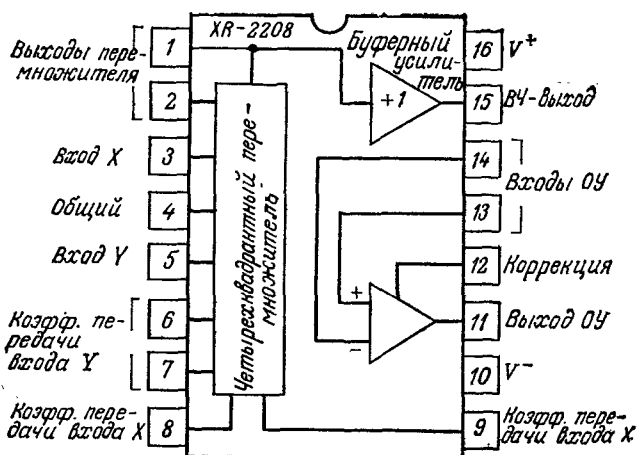


Рис. 2.13. Структурная схема перемножителя типа 2208.

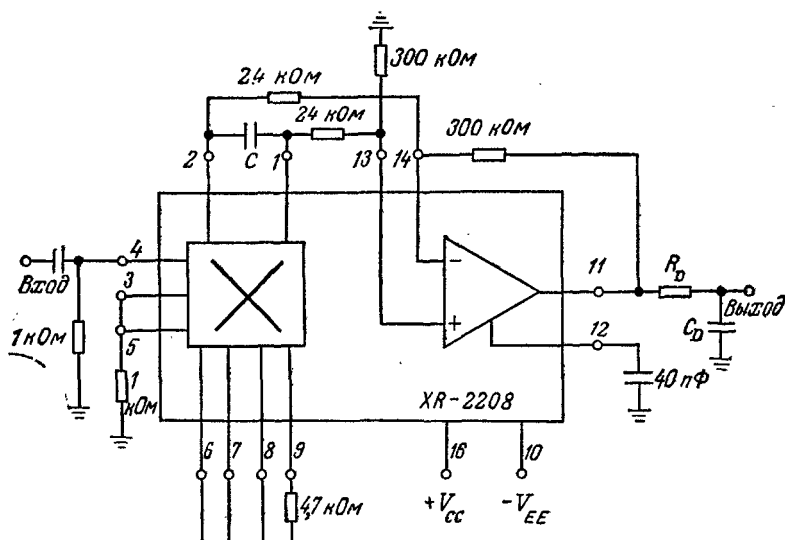


Рис. 2.14. Обобщенная структура АМ-детектора.

уравнение (2.31) для вычисления номинала конденсатора, тогда

$$C = 1/(6,28 \cdot 10^4 f_c). \quad (2.32)$$

При выборе частоты среза 25 кГц будет обеспечиваться подавление компонент удвоенной частоты несущего колебания приблизительно на 32 дБ. Вычисленный исходя из уравнения (2.32) номинал конденсатора равен

$$C = 1/(6,28 \cdot 10^4) (25 \cdot 10^3) \approx 620 \text{ пФ}.$$

Используемый в ИС XR-2208 операционный усилитель предназначен для развязки выходного сигнала, а также для преобразования дифференциального сигнала перемножителя в несимметричный выходной сигнал. Резистор  $R_D$  и конденсатор  $C_D$  образуют последетекторный фильтр, который служит для еще большего подавления в выходном сигнале гармоник удвоенной частоты несущего колебания. Частота среза этого фильтра также составляет приблизительно 25 кГц. Если считать выходное сопротивление ОУ достаточно низким, то частота среза по уровню 3 дБ определяется следующим образом:

$$f_c = 1/(2\pi R_D C_D).$$

Изображенный на рис. 2.14 АМ-детектор пригоден для обработки сигналов с несущей частотой вплоть до 100 МГц, поскольку практический рабочий диапазон определяется шириной полосы пропускания перемножителя по его крутизне.

## 2.1ж. Фазовые детекторы

Другое применение перемножителей, где практическая ширина полосы пропускания определяется по ширине полосы крутизны, связано с реализацией фазового детектирования. При использовании перемножителя в качестве фазового детектора его выходной сигнал пропорционален разности фаз поступающих входных сигналов. Эта функция особенно пригодна при построении фазометров, систем автоматической подстройки частоты и ЧМ-демодуляторов. Принцип функционирования фазового детектора можно описать тем же самым способом, что использовался для АМ-детектора, где два входных сигнала имели одинаковую частоту; однако между ними имеется конечный фазовый сдвиг. Тогда входные сигналы можно определить следующим образом:

$$V_X = A \cos \omega_0 t, \quad V_Y = B \cos (\omega_0 t + \phi).$$

При перемножении этих двух входных сигналов результирующий выходной сигнал имеет вид

$$V_Z = V_X V_Y = KC \cos \phi + KD \cos (2\omega_0 t + \phi).$$

Затем, отфильтровывая компоненту удвоенной частоты, получаем

$$V_{\text{вых}} = KC \cos \phi.$$

Таким образом, выходной сигнал пропорционален косинусу разности фаз двух входных сигналов при условии, что перемножитель работает в линейном диапазоне. Во многих случаях входные сигналы представляют собой прямоугольные колебания либо выбирается достаточно высокий коэффициент передачи перемножителя, позволяющий обеспечить режим ограничения; при этом выходной сигнал перемножителя определяется в виде

$$V_{\text{вых}} = K[(1 - 2\phi)/\pi],$$

где  $\phi$  представляет собой выраженный в радианах фазовый сдвиг.

Таким образом, получена характеристическая передаточная функция системы ФАПЧ, где выходное напряжение ошибки прямо пропорционально разности фаз между входным сигналом и сигналом синхронизированного по фазе генератора и, следовательно, самой частоте. Исходная структурная схема системы

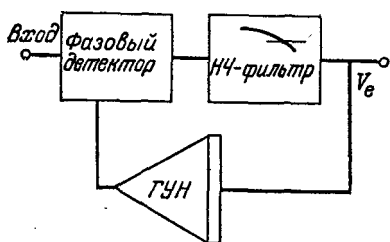


Рис. 2.15. Структурная схема системы ФАПЧ.

ФАПЧ приведена на рис. 2.15 и состоит из трех ключевых узлов: фазового детектора, генератора и фильтра нижних частот. Поскольку замкнута петля автоподстройки, в ней вырабатывается напряжение ошибки, которое пропорционально разности между номинальной или собственной частотой генератора и частотой входного сигнала, что иллюстрируется приведенной на

рис. 2.16 характеристической передаточной функцией системы ФАПЧ. Именно эта специфическая передаточная функция позволяет применить систему ФАПЧ для выполнения ЧМ-демодуля-

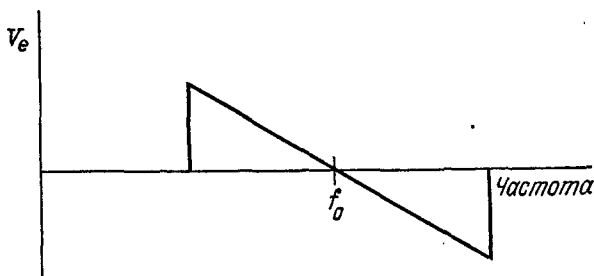


Рис. 2.16. Передаточная функция системы ФАПЧ.

ции. Это легко можно показать, если рассмотреть систему передачи ЧМ-сигналов, которая является одним из видов преобразования напряжение — частота. В этом случае передаваемый сигнал используется для частотной модуляции несущего колебания. Тогда система ФАПЧ позволяет восстановить переданный сигнал с помощью выполнения операции преобразования частота — напряжения для принятого сигнала.

Наиболее важным параметром приведенной на рис. 2.16 передаточной функции является ее линейность при выполнении



Таблица 2.1. Перемножители

| Тип                | Функция                                      | Дифференциальные входы | Коэффициент масштабирования | Малосигнальная полоса, МГц | Нелинейность, % | Фирма-изготовитель |
|--------------------|----------------------------------------------|------------------------|-----------------------------|----------------------------|-----------------|--------------------|
| 532                | $(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/10$                  | Да                     | Внутренняя установка (10)   | 1                          | 0,3             | Analog Devices     |
| 533                | $XY/K$                                       | Нет                    | Внешняя установка           | 1                          | 0,8             | »                  |
| 534                | $A[(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/SF - (Z_1 - Z_2)]$ | Да                     | Внутренняя установка (10)   | 1                          | 0,4             | »                  |
| 535                | $A[(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/SF - (Z_1 - Z_2)]$ | »                      | То же                       | 1                          | 1               | »                  |
| 1494               | $XY/K$                                       | »                      | Внешняя установка           | 0,8                        | 1,3             | Motorola           |
| 1495               | $XY/K$                                       | »                      | То же                       | 3                          | 2               | »                  |
| 2208               | $XY/K$                                       | Нет                    | »                           | 3                          | 0,5             | Exar               |
| 2228               | $XY/K$                                       | Да                     | »                           | 3                          | 0,5             | »                  |
| 4200 <sup>1)</sup> | $I_{12}/I_4$                                 | Нет                    | »                           | 4                          | 0,1             | Raytheon           |

<sup>1)</sup> ИС типа 4200 работает с токовым входом.

ЧМ-демодуляции, поскольку любая нелинейность приводит к появлению искажений в демодулированном выходном сигнале. Разд. 2.2 посвящен описанию принципов работы генераторов сигналов специальной формы, которые совместно с ИС перемножителей наиболее пригодны для построения систем автоматической подстройки частоты. В табл. 2.1 приведены основные параметры некоторых типов интегральных перемножителей. При проектировании систем на основе перемножителей наиболее важно подробно рассмотреть каждый конкретный вариант исполнения, с тем чтобы выбрать самое эффективное решение.

## 2.2. ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ

В системах связи, телеметрии и управлении технологическими процессами широко используются генераторы сигналов различной формы. Кроме того, они незаменимы в лабораторных условиях при проведении испытаний и калибровке аппаратуры. Во многих случаях интегральные функциональные генераторы дают

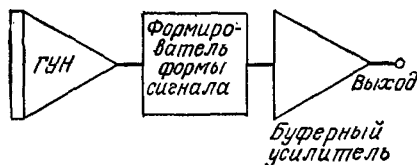


Рис. 2.17. Структурная схема генератора сигналов различной формы.

выигрыш в стоимости аппаратуры при замене ими типовых дискретных узлов.

Исходный генератор сигналов представляет собой устройство, которое вырабатывает стабильный, полностью определенный, периодический выходной сигнал, управление которым можно осуществлять с помощью внешних органов. На рис. 2.17 представлена структурная схема типового генератора сигналов различной формы, состоящая из трех узлов: 1) автогенератора периодических сигналов; 2) формирующей цепи, которая преобразует форму выходного сигнала генератора к требуемому виду (обычно в треугольный или синусоидальный сигнал); 3) буферного усилителя, обеспечивающего требуемый уровень сигнала в нагрузке.

Общие рабочие характеристики генератора сигналов определяются параметрами каждого из этих узлов, входящих в данное устройство. Автогенератор задает стабильность и линейность

треугольного выходного сигнала, как это будет показано в дальнейшем, а формирующая цепь обычно определяет искажения формы синусоидального выходного сигнала.

## 2.2а. Автогенераторы

Поскольку основные рабочие характеристики рассматриваемого устройства обеспечиваются автогенератором, основное внимание было уделено разработке интегрального автогенератора, который пригоден для широкого диапазона потенциально возможных применений. Для обеспечения универсальности необходимо, чтобы таким автогенератором удовлетворялись следующие требования:

1. Внешнее управление изменением частоты при обеспечении линейности характеристик преобразования напряжение — частота в широком диапазоне частот.

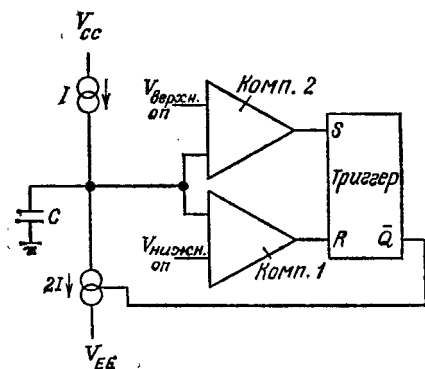


Рис. 2.18. Структурная схема интегрального автогенератора.



Рис. 2.19. Формы сигналов автогенератора по схеме рис. 2.18.

2. Стабильность: а) при изменении температуры окружающей среды; б) при изменении параметров источников питания; в) кратковременная (от цикла к циклу).

3. Минимальное число внешних элементов для установки требуемой частоты.

**Структура со стабилизированным током.** В настоящее время существуют две основные структуры автогенератора, которые удовлетворяют большинству из приведенных выше требований. Первая структура представляет собой так называемый автогенератор типа  $I/2I$ , где конденсатор попеременно заряжается и разряжается постоянным током  $I$ , а вторая — это мультивибратор с эмиттерной связью. Первый тип схемы изображен на рис. 2.18

и состоит из двух компараторов, одного триггера, источника стабилизированного тока  $I$  и потребителя тока  $2I$ , который попеременно включается и выключается. Функционирование данной схемы можно описать следующим образом. Первоначально предположим, что потребитель тока  $2I$  выключен, при этом, следовательно, происходит заряд конденсатора от источника тока  $I$ ; скорость изменения напряжения заряда определяется следующим образом:

$$dv/dt = I/C.$$

Это линейное накопление заряда продолжается до достижения верхнего порогового значения. В это время срабатывает компаратор 2 и устанавливает включенное состояние триггера, что в свою очередь обуславливает включение потребителя тока  $2I$ . При этом нейтрализуется заряжающий ток  $I$  и осуществляется разряд конденсатора со скоростью

$$dv/dt = -I/C$$

до тех пор, пока напряжение не достигает нижнего порогового значения; триггер устанавливается в состояние «0» и, таким образом, заканчивается временной цикл работы схемы, форма сигналов которой приведена на рис. 2.19. Временной же период работы схемы определяется в результате суммирования этих двух отдельных временных циклов:

$$T = T_1 + T_2, \quad \Delta V = V_{\text{верх}} - V_{\text{ниж}}, \\ T = \Delta VC/I + \Delta VC/I = 2\Delta VC/I,$$

а частота определяется следующим образом:

$$f = 1/T = I/(2\Delta VC). \quad (2.33)$$

Предыдущие рассуждения исходили из той посылки, что ток разряда точно в два раза превышает ток заряда. Следовательно, треугольный сигнал имеет симметричную форму и коэффициент заполнения прямоугольного колебания составляет 50 %. В большинстве случаев производится регулировка симметрии схемы; это позволяет нейтрализовать любую компоненту смещения (разбаланса) в потребителе тока. Таким образом, выходной сигнал имеет треугольную форму с двойной амплитудой  $\Delta V$ .

Данную конкретную схему автогенератора целесообразнее использовать в диапазоне низких частот, поскольку во время задающей цепи можно использовать полярный конденсатор.

**Пример 2.4. Вычисление частоты колебания выходного сигнала.** Требуется вывести выражение для частоты колебания выходного сигнала автогенератора, приведенного на рис. 2.18. Предположим, что пороговые напряжения установлены соответственно  $1/3 V_{CC}$  и  $2/3 V_{CC}$ , а ток заряда определяется как  $I = 2V_{CC}/(3R)$ , где  $R$  — внешний резистор,

**Решение.** Подставив в выражение (2.33) вышеприведенное соотношение для тока заряда, находим, что  $f = V_{cc}/(3R\Delta VC)$ . В предположении, что  $\Delta V = 1/3 V_{cc}$ , получаем  $f = 1/RC$ .

Таким образом, заключительная передаточная функция не зависит ни от времязадающего тока, ни от напряжения источника питания. Функционирование этого типа автогенератора зависит от пути протекания тока заряда и разряда, что связано с необходимостью поддерживать симметричный треугольный динамический диапазон, и, следовательно, данный тип автогенератора пригоден только для диапазонов девиации приблизительно 100:1. С этой частной проблемой не приходится сталкиваться при использовании мультивибратора с эмиттерной связью. Здесь же различие между этими двумя токами в 1 % будет приводить к изменению коэффициента заполнения выходного сигнала на 2,4 %. Вследствие необходимости обеспечения точного задания пути протекания тока между источником и потребителем данный конкретный тип автогенератора пригоден только для диапазонов девиации 100:1.

**Мультивибратор с эмиттерной связью.** Изображенный на рис. 2.20 мультивибратор с эмиттерной связью позволяет обойти

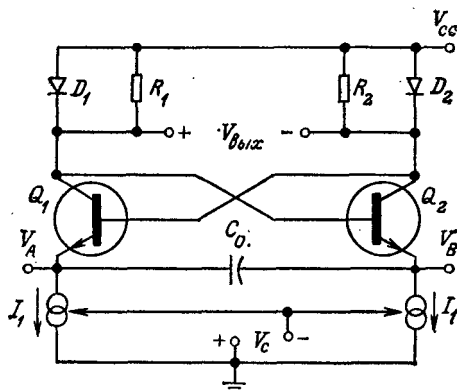


Рис. 2.20. Мультивибратор с эмиттерной связью.

необходимость в точном согласовании источника и потребителя тока. Это достигается путем использования согласованной пары потребителей тока для попеременного разряда каждой стороны времязадающего конденсатора. Поскольку в эти потребители поступают идентичные токи, то схема обладает прекрасными характеристиками по согласованию, что позволяет поддерживать симметричную треугольную форму сигнала в широком диапазоне девиации — в типовом случае 1000:1. Принцип функционирования данной схемы кратко можно описать следующим образом. Предположим первоначально, что транзистор  $Q_1$  и диод  $D_1$  находятся в режиме проводимости, а транзистор  $Q_2$  и диод  $D_2$  закрыты. При таких условиях, а также при пренебрежении влиянием токов базы транзисторов напряжение на эмиттере и коллекторе транзистора  $Q_1$ , а также и на базе транзистора  $Q_2$  под-

держивается на уровне  $V_{CC} - 1V_{BE}$ . Разряд через эмиттер транзистора  $Q_2$  происходит со скоростью

$$dv/dt = I/C_0. \quad (2.34)$$

Этот разряд продолжается до тех пор, пока напряжение на эмиттере транзистора  $Q_2$  не достигнет  $V_{CC} - 2V_{BE}$ , при этом происходит включение транзистора  $Q_2$ . Это приводит к включению диода  $D_2$ , что в свою очередь обуславливает выключение транзистора  $Q_1$  и диода  $D_1$ , при этом напряжение на эмиттере транзистора  $Q_2$  удерживается на уровне  $V_{CC} - 1V_{BE}$ . Поскольку напряжение на конденсаторе не может измениться мгновенно, скачок напряжения  $1V_{BE}$  передается на другой конец времязадающего конденсатора  $C_0$ ; таким образом, напряжение на эмиттере транзистора  $Q_1$  изменяется от  $V_{CC} - 1V_{BE}$  до  $V_{CC}$ . При этом транзистор  $Q_2$  и диод  $D_2$  находятся в состоянии проводимости, а транзистор  $Q_1$  и диод  $D_1$  выключены, и разряд через эмиттер транзистора  $Q_1$  происходит со скоростью

$$dv/dt = I/C_0,$$

завершая таким образом первую половину временного цикла.

Рис. 2.21. Формы сигналов мультивибратора с эмиттерной связью по схеме рис. 2.20.

Форма сигналов этого автогенератора изображена на рис. 2.21. Следует отметить наличие нескольких форм выходного сигнала, а именно на диодах  $D_1$  и  $D_2$  присутствует прямоугольное колебание с двойной амплитудой  $2V_{BE}$ , а на эмиттерах транзисторов  $Q_1$  и  $Q_2$  — линейное пилообразное напряжение. При сложении инвертированного напряжения на эмиттере транзистора  $Q_2$  с напряжением на эмиттере транзистора  $Q_1$  результирующий выходной сигнал имеет симметричную треугольную форму с двойной амплитудой  $2V_{BE}$ . Из приведенного рисунка следует, что прямоугольное и треугольное колебания сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ . Эта особенность данной схемы наиболее полезна при построении систем фазовой автоподстройки частоты, которые будут рассмотрены в гл. 3.

Частота колебаний этого генератора определяется как величина, обратная сумме двух полуциклов:

$$f = 1/(T_1 + T_2).$$

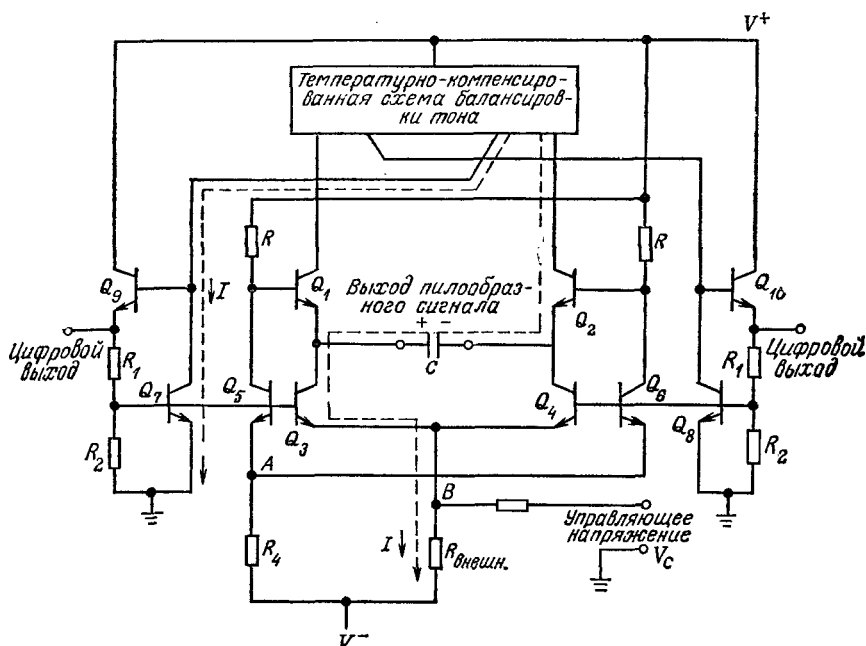


Рис. 2.22. Улучшенный вариант схемы мультивибратора с эмиттерной связью.

Но из равенства  $T_1 = T_2 = T$  и из соотношения (2.34) получаем  $T = dvC_0/I$ . Если подставить вместо  $dv$  умноженное на 2 напряжение  $2V_{BE}$  и взять обратную величину, то найдем выражение для частоты выходного колебания

$$f_0 = I/(4V_{BE}C_0). \quad (2.35)$$

Приведенному на рис. 2.20 автогенератору присущи две возможные проблемы: 1) коэффициент заполнения (рабочий цикл) прямоугольного колебания и симметрия треугольного колебания зависят от пути следования токов от двух источников. Для того чтобы исключить необходимость в их согласовании, можно использовать единственный источник тока, который попеременно подключается между двумя концами времязадающего конденсатора; 2) температурная чувствительность частоты колебаний, поскольку сам период зависит от напряжения  $V_{BE}$ . Эту температурную чувствительность легко можно рассчитать, исходя из следующей простой формулы:

$$\frac{df/f}{dT} = \frac{(-dV_{BE}/V_{BE})}{dT} = +2 \text{ мВ}/[(600 \text{ мВ}) \text{ К}] = 3300 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}.$$

Следовательно, частота колебаний этого автогенератора характеризуется положительным температурным коэффициентом  $3300 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}$ . Это влияние температуры можно скомпенсировать путем введения в схему элемента с равным и противоположным по знаку температурным коэффициентом. Обычно это приводит к снижению на порядок величины значения температурного коэффициента, и, следовательно, можно предположить, что температурный сдвиг составит приблизительно  $300 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}$ . Для дальнейшего улучшения температурной характеристики данного типа автогенератора в схему вводятся точные опорные напряжения, которые предназначены для правильного задания удвоенной амплитуды сигнала автогенератора и управления зарядным током. Такой улучшенный вариант схемы автогенератора приведен на рис. 2.22. Его частота колебаний определяется как

$$f = 1/(RC).$$

Температурный дрейф данной схемы составляет приблизительно  $20 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}$ . Более полное описание дано в работе [3].

## 2.26. Формирователи синусоидальных сигналов

Поскольку мы уже спроектировали высокостабильный автогенератор, теперь необходимо определить способ преобразования выходного сигнала к синусоидальному виду. Оба рассмотренных в разд. 2.2а автогенератора вырабатывают выходной сигнал треугольной формы, что значительно упрощает реализацию этого преобразования. В настоящее время в интегральных схемах используются преимущественно два типа формирователей синусоидальных сигналов.

*Метод, основанный на использовании нелинейности характеристики диода.* Этот метод заключается в установлении точек излома характеристики для реализации нелинейного аттенуатора, который позволяет преобразовать треугольный сигнал в синусоидальный. Выполняющая такую функцию схема представлена на рис. 2.23. При этом методе синусоидальный сигнал формируется поэлементно и, как следствие, получаемые искажения зависят от числа используемых точек излома. Проектирование такого формирователя синусоидального сигнала необходимо проводить очень тщательно, поскольку любая несимметрия в самих точках излома будет приводить к возникновению нежелательных четных гармоник. При использовании 16-точечной настроенной схемы (рис. 2.23) можно получить искажения около 0,5 %. Поскольку данный формирователь синусоидальных сигналов содержит транзисторы со структурой  $p - n - p$ , он пригоден для использования только в диапазоне низких частот. Изображенный



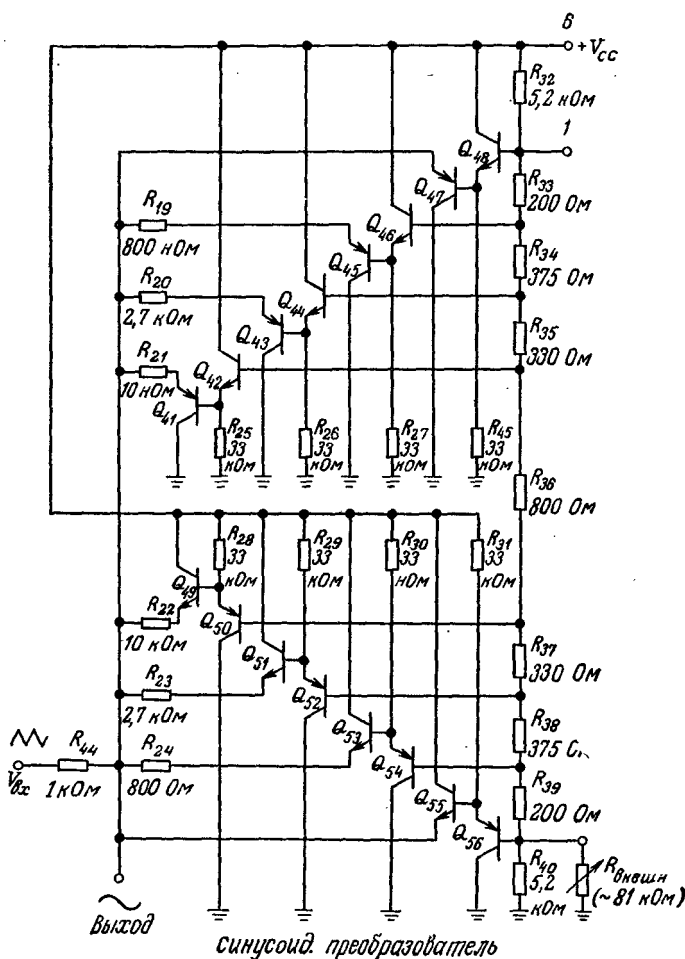


Рис. 2.23. Преобразователь треугольного сигнала в синусоидальный.

на рис. 2.24 график иллюстрирует зависимость величины искажений от частоты формируемого сигнала.

**Эмиттерно-связанная пара.** Другой метод выполнения преобразования треугольного сигнала в синусоидальный основан на использовании дифференциальной пары транзисторов с эмиттерной отрицательной обратной связью. Приведенная на рис. 2.25 схема пригодна для работы в диапазоне приблизительно до 10 МГц. Принцип функционирования данной схемы можно кратко описать следующим образом. Значение резистора  $R_E$  эмиттерной отрицательной обратной связи отрегулировано таким обра-

зом, что при достижении входным треугольным сигналом своих пиковых значений транзистор  $Q_3$  или  $Q_4$  функционирует вблизи своей точки отсечки. Тогда для этих пиковых значений передаточные характеристики из линейных становятся логарифмическими, и, следовательно, происходит скругление пиков треугольного колебания, как это показано на рис. 2.25. При оптимальной

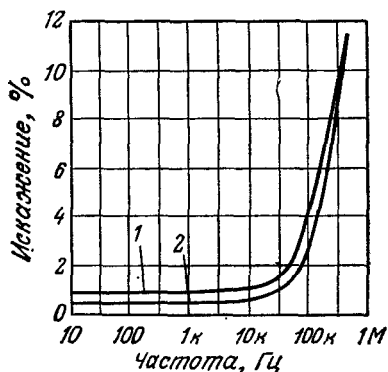


Рис. 2.24. Зависимость величины искажений от частоты для приведенного на рис. 2.23 преобразователя треугольного сигнала в синусоидальный: без регулировки (1); с регулировкой (2).

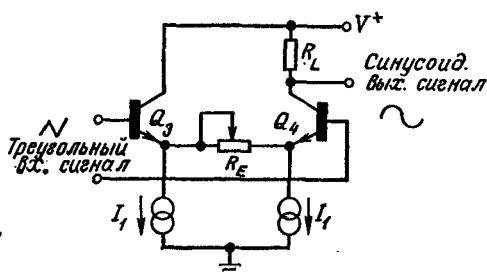


Рис. 2.25. Использование эмиттерно-связанной пары в качестве преобразователя треугольного сигнала в синусоидальный.

регулировке источника тока, входного напряжения и эмиттерного резистора полное нелинейное искажение выходного сигнала в типовом случае составляет 0,6 %.

При подключении этих формирователей синусоидального сигнала к рассмотренным в разд. 2.2а автогенераторам получаем генератор сигналов, пригодный для интегрального исполнения. Эти генераторы можно легко преобразовать в АМ-генераторы путем простого подключения его выхода к входу четырехквadrантного перемножителя.

## 2.2в. Рабочие характеристики

Качество работы функционального генератора характеризуют следующие параметры:

**Частотный диапазон** — диапазон частот, в котором гарантируется работоспособность.

**Диапазон девиации** — отношение максимального значения частоты выходного сигнала к минимальному, которое можно получить при использовании качающегося входного напряжения.

**ЧМ-линейность** — отклонение от проведенной наилучшим образом прямой линии графика зависимости частоты выходного сигнала от управляющего напряжения.

**Стабильность** — изменение частоты выходного сигнала при колебаниях температуры окружающей среды и напряжений источников питания.

**Линейность сигнала треугольной формы** — отклонение формы выходного треугольного колебания от проведенной наилучшим образом прямой линии.

**ПНИ** — полное нелинейное искажение выходного синусоидального сигнала.

В настоящее время существует несколько типов интегральных генераторов сигналов различной формы. В табл. 2.2 приведены их основные рабочие характеристики. Более подробная информация представлена в справочных материалах фирм-изготовителей при рекомендациях по применению.

Таблица 2.2. Генераторы сигналов

| Тип  | Синусоидальный сигнал | Треугольный сигнал | Верхняя граничная частота, МГц | Стабильность, $10^{-6} \text{ К}^{-1}$ |
|------|-----------------------|--------------------|--------------------------------|----------------------------------------|
| 555  | Нет                   | Да                 | 4                              | 300 (тип.)                             |
| 566  | »                     | »                  | 1                              | 200 (тип.)                             |
| 2206 | Да                    | »                  | 1                              | 50 макс.                               |
| 2207 | Нет                   | »                  | 1                              | 50 макс.                               |
| 2209 | »                     | »                  | 1                              | 50 макс.                               |
| 8038 | Да                    | »                  | 1                              | 50 макс.                               |

*Продолжение*

| Тип  | Диапазон разверток | АМ-вход | ЧМ-вход | Фирма изготовитель  |
|------|--------------------|---------|---------|---------------------|
| 555  | 7 : 1              | Да      | Нет     | Exar                |
| 566  | 10 : 1             | Нет     | »       | National, Signetics |
| 2206 | 2000 : 1           | Да      | Да      | Exar                |
| 2207 | 1000 : 1           | Нет     | »       | Exar, Raytheon      |
| 2209 | 1000 : 1           | »       | Нет     | Exar                |
| 8038 | 1000 : 1           | »       | »       | Exar, Intersil      |

## 2.2г. Применения

Большинство интегральных генераторов сигналов были разработаны как универсальные функциональные узлы, и, как следствие, они пригодны для широкого класса различных применений.

Функциональные генераторы в основном предназначены для: формирования синусоидального колебания, амплитудной модуляции; частотной модуляции, частотной манипуляции, построения лабораторного функционального генератора. Все эти применения требуют наличия определенных параметров у функционального генератора. Разработчик должен быть осведомлен о том, какие характеристики следует принять во внимание, для

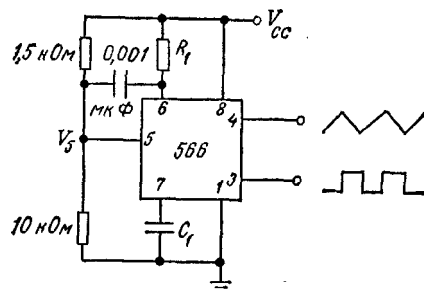


Рис. 2.26. Схема генератора сигнала треугольной формы с частотой 1 кГц.  $f_0 = 2(V_{cc} - V_c)/(R_1 C_1 V_{cc})$ ,  $V_c = V_{cc}(10/11,5)$ .

рывает микросхема 556 (схема генератора представлена на рис. 2.26). Центральная частота определяется следующим образом:

$$f_0 = 2(V_{cc} - V_c)/(R_1 C_1 V_{cc}),$$

где  $V_c$  представляет собой напряжение на зажиме 5, которое устанавливается резистивным делителем напряжения (10 кОм и 1,5 кОм). Тогда частота  $f_0$  определяется с помощью подстановки  $V_c = 0,870V_{cc}$ ; при этом получаем

$$f_0 \approx 1/(3,8R_1 C_1).$$

Если выбрать номинал конденсатора  $C_1$  равным 0,1 мкФ, то значение резистора  $R_1$  можно вычислить следующим образом:

$$R_1 = \frac{1}{3,8f_0 C_1} = \frac{1}{(3,8 \cdot 10^3)(0,1 \cdot 10^{-6})} = 2,6 \text{ кОм}.$$

В большинстве случаев этот номинал резистора (2,6 кОм) образуется из постоянного резистора 2,2 кОм и включенного последовательно потенциометра 1 кОм, что позволяет производить точную настройку частоты выходного сигнала генератора (1 кГц).

**Пример 2.5. Синусоидальный генератор качающейся частоты.** Требуется спроектировать генератор синусоидального сигнала с диапазоном девиации

того чтобы используемая интегральная схема давала наиболее эффективное решение. Например, если требуется реализовать генератор сигнала треугольной формы с фиксированной частотой 1 кГц, то для этой цели пригодна любая приведенная в табл. 2.2 микросхема. Интегральная схема выбирается исходя из обеспечения наименьшей стоимости полученного генератора и минимального числа внешних элементов. Этим условиям наилучшим образом удовлетво-

от 20 Гц до 20 кГц на основе функционального генератора типа 2206. Описывающее функционирование данной схемы уравнение имеет вид

$$f_0 = 320 I_T / C_0 \text{ мА/мкФ}, \quad (2.36)$$

где  $I_T$  — протекающий через времязадающий зажим ток в миллиамперах, а  $C_0$  — номинал времязадающего конденсатора в микрофарадах. На времязадающем зажиме присутствует внутреннее напряжение смещения 3,125 В, а максимально допустимый времязадающий ток составляет 3 мА. Входной качающий частоту сигнал изменяется от 0 до 10 В.

**Решение.** Функция качания частоты выполняется при соответствующем включении времязадающего зажима, в частности, как показано на рис. 2.27. При этом времязадающий ток определяется как

$$I_T = I_B + I_C. \text{ Но } I_B = 3,125/R, \quad I_C = (3,125 - V_C)/R_C.$$

Подставляя полученные соотношения в уравнение (2.36), получаем

$$f = \frac{0,320}{C_0} \left( \frac{3,125}{R} + \frac{3,125 - V_C}{R_C} \right) = \frac{1}{RC_0} + \frac{1}{R_C C_0} - \frac{V_C}{3,125 R_C C_0},$$

$$f = \frac{1}{RC_0} \left[ 1 + \frac{R}{R_C} (1 - V_C/3,125) \right]. \quad (2.37)$$

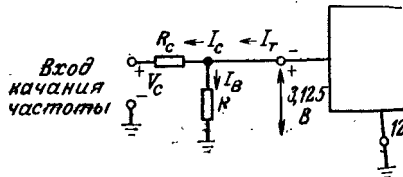


Рис. 2.27. Включение функционального генератора типа 2206 для реализации качания частоты.

Путем дифференцирования уравнения (2.37) можно определить коэффициент передачи  $K$  преобразования напряжение — частота:

$$K = d f / d V_C = -0,32 / (R_C C_0) \text{ Гц/В}. \quad (2.38)$$

Для требуемого диапазона качания частоты

$$K \approx (20 \text{ кГц}) / (10 \text{ В}) = 0,32 / (R_C C_0).$$

Таким образом,

$$R_C C_0 = 160 \cdot 10^{-6}. \quad (2.39)$$

Максимальная частота 20 кГц обеспечивается при  $V_C = 0$ . Следовательно, используя уравнение (2.37)

$$20000 = \frac{1}{RC_0} \left( 1 + \frac{R}{R_C} \right) = \frac{1}{RC_0} + \frac{1}{R_C C_0} = \frac{1}{C_0 (R // R_C)}. \quad (2.40)$$

Максимальный времязадающий ток составляет 3 мА, а

$$I_T = 3,125/R_P, \text{ где } R_P = R // R_C.$$

Если максимальное значение тока  $I_T$  выбрано равным приблизительно 2,6 мА, то при расчете получаем  $R_P = 1,2 \text{ кОм}$ . Номинал времязадающего конденсатора тогда вычисляется из уравнения (2.40). Таким образом,

$$20000 = 1 / (1200 \cdot C_0), \quad C_0 = 0,04 \text{ мкФ}.$$



**Формирование ЧМ-сигнала.** Формирование ЧМ-сигнала аналогично реализации качающейся частоты, однако при этом девиация частоты обычно мала; в типовом случае не превышает 10 % нормальной рабочей частоты. Для описания ЧМ-генераторов используются следующие термины:

**Несущая частота** — частота выходного сигнала при отсутствии внешнего воздействия.

**Девияция** — процент изменения частоты выходного сигнала при отклонении входного воздействия от нулевого до максимального значения.

**Скорость модуляции** — скорость изменения частоты выходного сигнала.

**ЧМ-нелинейность** — максимальное отклонение графика зависимости частоты выходного сигнала от входного напряжения от идеально линейной передаточной функции.

Схема для реализации ЧМ-модуляции такая же, как и в случае генератора качающейся частоты, за исключением того, что диапазон качания в типовом случае не превышает  $\pm 10\%$  и на модулирующем входе осуществляется емкостная связь.

**Формирование частотно-манипулированного сигнала.** Частотная манипуляция (ЧМп) представляет собой способ передачи цифровых данных по частотно-ограниченным каналам, таким, как телефонные линии связи. В таких системах предназначенные для передачи данные должны быть сначала преобразованы в сигнал, спектр которого согласован с шириной полосы пропускания передающей среды. Затем переданные данные поступают на приемное устройство, где демодулируются и преобразуются в первоначальную цифровую форму. Устройство, которое осуществляет подобную функцию, называют модемом. Название произошло от сокращения названий двух основных узлов, определяющих само функционирование данного устройства: «МОДулятор» и «ДЕМОдулятор».

В модулирующей части происходит формирование ЧМн-сигнала, а в демодуляторе — его декодирование. Это представляет собой частный случай ЧМ-передачи, где выходной сигнал принимает одно из двух дискретных значений частоты, которое определяется значением цифрового сигнала. На рис. 2.30 приведена структурная схема ЧМн-генератора, а также формы входного и выходного сигналов. Важно отметить, что в выходном сигнале ЧМн-генераторов должна сохраняться непрерывность фазы (формирование сигнала без разрыва фазы в точках манипуляции). При этом нежелательные боковые полосы частот, возникающие вследствие скачкообразного изменения выходного напряжения, будут подавляться.

Фактически все генераторы можно преобразовать для реализации частотной манипуляции. Для этого к времязадающему

зажиму подключают внешние транзистор и резистор, как показано на рис. 2.31. Однако некоторые функциональные генераторы, приведенные в табл. 2.2, имеют аналогичные встроенные

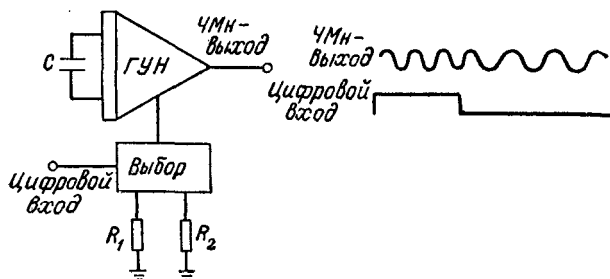


Рис. 2.30. Структурная схема ЧМН-генератора,  $f_1 = 1/R_1C$ ,  $f_2 = 1/R_2C$ .

цепи, что позволяет значительно упростить этап схемного проектирования, а также исключить любые колебания частоты выходного сигнала, вызываемые изменениями напряжения на эмиттере внешнего транзистора.

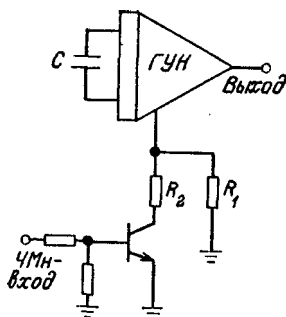


Рис. 2.31. Способ преобразования генератора фиксированной частоты в ЧМН-генератор.  $f_1 = 1/(R_1C)$ ,  $f_2 = 1/[C(R_1//R_2)]$ .

Искажения синусоидального колебания около 2,5 % достигаются путем подключения между выводами 13 и 14 резистора с номиналом 200 Ом. Номиналы времязадающих резисторов можно определить из следующих формул:

$$f_s = 1/(R_7C), \quad f_m = 1/(R_8C).$$

Для поддержания оптимальной стабильности данной схемы номиналы резисторов должны выбираться в диапазоне от 10 до 100 кОм. Если номинал времязадающего конденсатора равен 0,039 мкФ, то  $R_7 = 20,19$  кОм,  $R_8 = 23,96$  кОм. Обычно номиналы этих резисторов набираются из постоянного резистора и переменного; это позволяет осуществлять точную настройку на каждой частоте. Полная схема данного устройства представлена на рис. 2.32.

**Пример 2.6.** Формирование передаваемой частоты в модеме типа Bell 103. Требуется спроектировать ЧМН-генератор для модема типа 103. Искажения выходного синусоидального колебания не должны превышать 2,5 %. Частоты выходного сигнала составляют соответственно 1070 и 1270 Гц для паузы и посылки, или 1 и 0. Выбрать тип прибора из табл. 2.2.

**Решение.** В табл. 2.2 имеется только один прибор, а именно 2206, который имеет вход для реализации частотной манипуляции и формирует синусоидальный выходной сигнал.



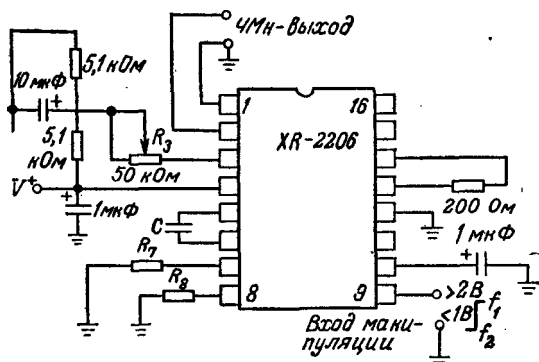


Рис. 2.32. Принципиальная схема ЧМн-генератора.

Для регулировки амплитуды выходного сигнала используется потенциометр  $R_3$ .

**Генераторы пилообразного напряжения.** Большинство функциональных генераторов пригодно также для формирования как импульсных, так и пилообразных сигналов. Такая структура показана на рис. 2.33, где данные подаются на ЧМн-вход. ЧМн-

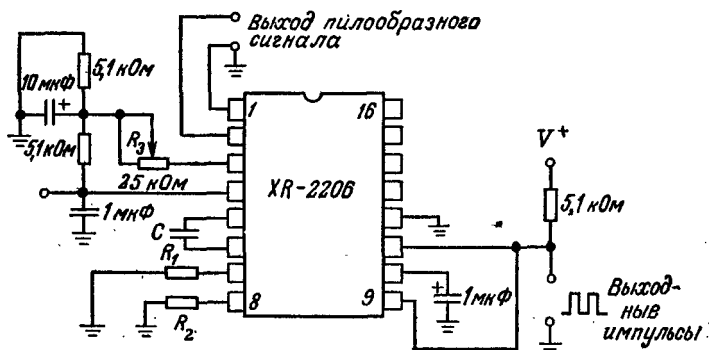


Рис. 2.33. Схема включения генератора импульсного и пилообразного сигналов.  $f = (2/C)[1/(R_1 + R_2)]$ ; рабочий цикл =  $R_1/(R_1 + R_2)$ .

вход представляет собой цифровой входной зажим, который используется для выбора одного из двух времязадающих резисторов. Рабочий цикл выходного сигнала определяется следующим образом:

$$\text{Рабочий цикл} = R_1/(R_1 + R_2).$$

Рабочий цикл данной схемы может регулироваться в пределах приблизительно от 0,1 до 99,9 %. Этот переменный диапазон

рабочих циклов обычно определяется диапазоном девиации или отношением максимального значения времязадающего тока к минимальному.

**Формирование АМ-сигнала.** Как было показано, если на один из входов четырехквadrантного перемножителя (несущее колебание) подается сигнал с выхода генератора, а на другой вход

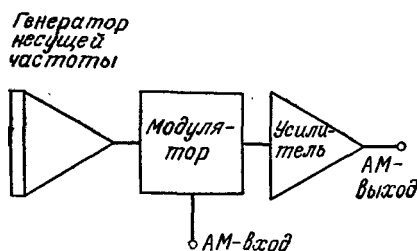


Рис. 2.34. Структурная схема АМ-генератора.

поступает модулирующий сигнал, то на его выходе формируется АМ-сигнал. Некоторые функциональные генераторы сигналов были специально спроектированы для реализации такой функ-

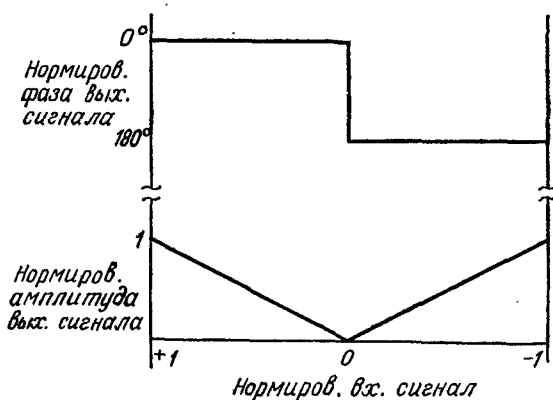


Рис. 2.35. Амплитудная и фазовая характеристики выходного сигнала АМ-генератора.

ции; они имеют встроенные четырехквadrантные перемножители (смотри табл. 2.2). Основными рабочими характеристиками такого АМ-генератора являются стабильность частоты выходного колебания и линейность выходного уровня относительно модулирующего входа или АМ-входа. Структурная схема АМ-генератора изображена на рис. 2.34. Подобная схема пригодна для

формирования АМ-сигнала с подавленным несущим колебанием, а также и обычной амплитудной модуляции. На рис. 2.35 представлены передаточные характеристики для амплитуды и фазы выходного сигнала. Необходимо отметить, что если на модулирующем входе отсутствует постоянная составляющая, то происходит подавление несущего колебания; таким образом, не тратится мощность на передачу сигнала несущей частоты.

В реальных условиях АМ-генератор можно реализовать либо на единственной микросхеме со встроенным перемножителем, либо на двух микросхемах, одна из которых представляет собой генератор несущего колебания, а вторая — перемножитель для реализации АМ-модулятора. Решение о том, какой из этих двух способов наиболее эффективен, принимается исходя из требуемой стабильности, частоты несущего колебания и требуемой линейности выходного АМ-сигнала.

### 2.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЕ — ЧАСТОТА

Во многих частных случаях необходимо обеспечить преобразование аналогового напряжения в частоту, которая затем либо по-

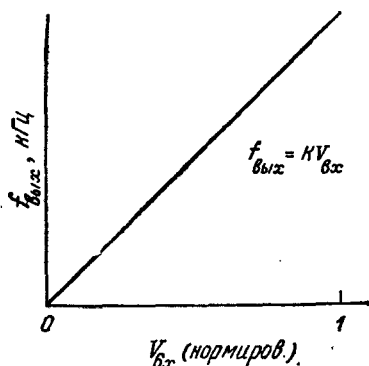


Рис. 2.36. Передаточная характеристика идеального преобразователя напряжение — частота.  $f_{\text{вых}} = KV_{\text{вх}}$ .

дается на счетчик для получения цифрового отсчета, либо передается в некоторую удаленную точку, где она снова преобразуется в аналоговый сигнал с помощью преобразователя частота — напряжение. Нормированная характеристика идеального преобразователя напряжения — частота изображена на рис. 2.36. Его функционирование описывает следующее уравнение:

$$f_{\text{вых}} = KV_{\text{вх}}, \quad (2.41)$$

где  $K$  — коэффициент передачи преобразования данного

преобразователя напряжение — частота в единицах герц на вольт.

При реализации такой функции ключевым рабочим параметром является линейность частоты выходного сигнала в зависимости от прикладываемого входного напряжения. Следовательно, управляемый напряжением генератор (ГУН) представляет собой основной элемент такой схемы. В предыдущем параграфе

было описано несколько типов ГУН, которые при работе в режиме качания частоты пригодны и в данном случае.

На рис. 2.37, а изображен альтернативный метод реализации такого преобразователя. Основной принцип функционирования этой схемы можно описать следующим образом. Компаратор производит сравнение входного напряжения и напряжения в узле  $B$ . Если входное напряжение выше, то выходной сигнал компаратора запускает одновибратор. Выходной сигнал одновибратора замыкает ключ, который подсоединяет источник тока

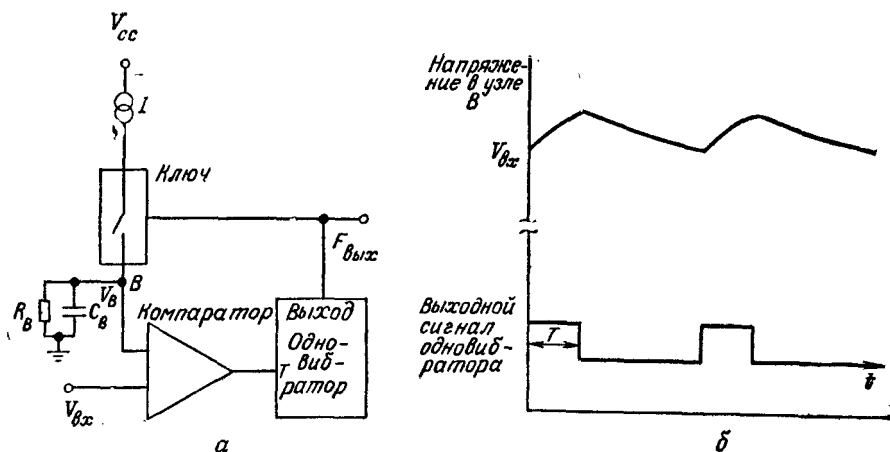


Рис. 2.37. Преобразователь напряжение — частота. Структурная схема (а); временные диаграммы сигналов (б).

к узлу  $B$  схемы в течение периода работы одновибратора. Далее с окончанием цикла одновибратора ключ размыкается. При этом в цепь  $R_B C_B$  от источника тока  $I$  поступает заряд

$$Q = I \cdot T,$$

где  $T$  — период работы одновибратора. Если в это время напряжение в узле  $B$  не превышает входного напряжения, то компаратор снова запускает одновибратор, и в цепь  $R_B C_B$  поступает другой заряд. Процесс будет продолжаться до тех пор, пока напряжение в узле  $B$  не станет выше входного. В этот момент одновибратор остается в выключенном состоянии и конденсатор  $C_B$  начинает разряжаться через резистор  $R_B$  до тех пор, пока напряжение на нем не станет равно  $V_{вх}$  и не произойдет запуск одновибратора. В этом случае достигается установившийся режим, когда обеспечиваемая источником тока  $I$  скорость заряда достаточна для поддержания условия  $V_B \geq V_{вх}$ . Поскольку скорость разряда конденсатора  $C_B$  пропорциональна  $V_B/R_B$ , цикл

функционирования данной системы (и, следовательно, частота) пропорционален напряжению  $V_{вх}$ . На рис. 2.37, б приведены форма напряжения в узле  $B$  и выходной импульс одновибратора. Необходимо отметить, что длительность выходного импульса одновибратора остается постоянной, а от напряжения  $V_{вх}$  зависит только частота повторения импульсов.

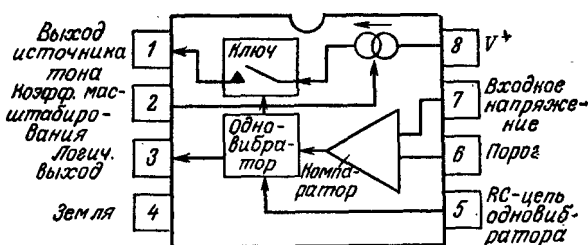


Рис. 2.38. Функциональная схема преобразователя напряжение — частота типа 4151.

На рис. 2.38 представлена структурная схема промышленного преобразователя напряжение — частота типа 4151. Коэффициент передачи преобразования определяется в виде

$$K = 0,486 R_S / (R_B R_0 C_0) \text{ кГц/В.} \quad (2.42)$$

Отметим, что в уравнение для коэффициента передачи преобразования не входит конденсатор  $C_B$ : он предназначен для интегрирования выходного сигнала одновибратора, а также служит для предотвращения режима насыщения источника тока, что может произойти при малых его номиналах.

Реальное схемное исполнение преобразователя напряжение — частота с динамическим диапазоном входного напряжения от 0 до 10 В и частотой выходного сигнала от 0 до 10 кГц изображено на рис. 2.39. Основными преимуществами данной схемы являются низкая стоимость и простота, однако линейность составляет приблизительно 1 %; кроме того, схема имеет большое время срабатывания (приблизительно 135 мс при скачке входного напряжения от 0 до 10 В). Это в основном связано с пассивной интегрирующей цепью  $R_B C_B$ .

Путем введения в схему внешнего операционного усилителя, как показано на рис. 2.40, можно реализовать преобразователь напряжение — частота повышенной точности. Линейность улучшенной схемы составляет приблизительно 0,05 %, а время срабатывания около 10 мкс. Такая линейность обеспечивается во всем динамическом диапазоне входного сигнала. Улучшение линейности при использовании ОУ связано с тем, что на выходе источника тока (вывод 1) поддерживается нулевое напряжение



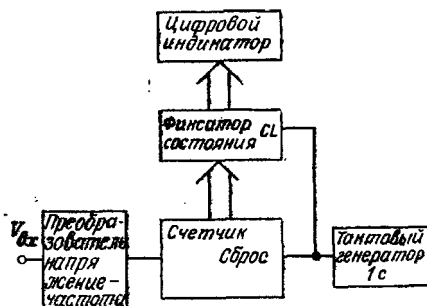


Рис. 2.41. Структурная схема аналого-цифрового преобразователя.

нале —10 В устанавливают частоту выходного сигнала 10 кГц, а затем при напряжении входного сигнала —10 мВ с помощью регулировки смещения устанавливают частоту 10 Гц.

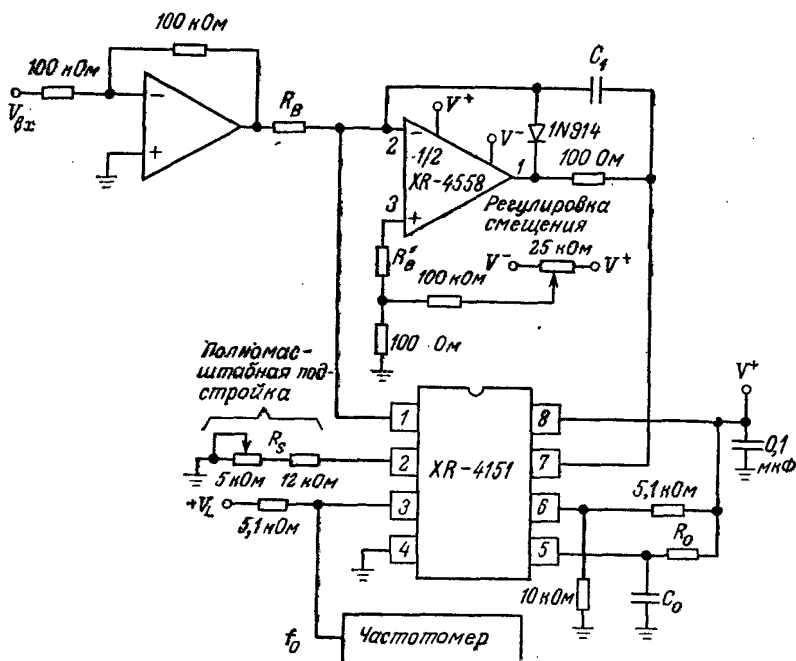


Рис. 2.42. Принципиальная схема аналого-цифрового преобразователя.

**Пример 2.7. Проектирование аналого-цифрового преобразователя.** На основе микросхемы типа 4151 требуется спроектировать аналого-цифровой преобразователь для работы с входным сигналом от 0 до 10 В. Необходимо обеспечить точность преобразования 0,1 %.

**Решение.** Структурная схема аналого-цифрового преобразователя на основе преобразователя напряжение—частота представлена на рис. 2.41. Данный преобразователь напряжение—частота предназначен для преобразования входного напряжения в частоту, которая прямо пропорциональна прикладываемому входному напряжению. Затем эта частота поступает на счетчик, время выборки которого составляет 1 с. Следовательно, осуществляется счет выходной частоты за период 1 с, а затем полученный результат фиксируется на выходе. С целью упрощения проектирования при реальном схемном исполнении, показанном на рис. 2.42, каскад пересчетного устройства заменен на частотомер. Первый ОУ служит для инвертирования входного сигнала (от 0 до 10 В), а также для его развязки.

Такой технический прием, в частности, идеально подходит для реализации передачи аналоговых данных по волоконно-оптическим линиям связи. При таком исполнении частотомер располагается на приемном конце канала связи. Восстановить исходный аналоговый сигнал можно, заменив частотомер на преобразователь частота — напряжение.

## 2.4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТА — НАПРЯЖЕНИЕ

Преобразователь частота — напряжение представляет собой прибор, который преобразует входную частоту в выходной сигнал постоянного тока, пропорциональный принятой частоте. Таким образом,

$$V_{\text{вых}} = K f_{\text{вх}}, \quad (2.43)$$

где  $K$  — коэффициент передачи преобразования данного преобразователя частота — напряжение в единицах вольт на герц. Существует несколько технических приемов для осуществления

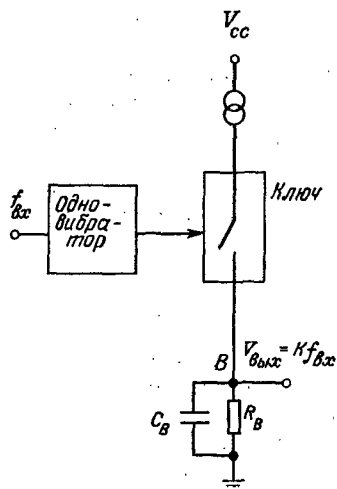


Рис. 2.43. Структурная схема преобразователя частота — напряжение.

преобразования частота — напряжение. Один из способов основан на использовании фазовой автоподстройки частоты. Другой способ основан на применении преобразователя напряжение — частота типа 4151. На рис. 2.43 изображена структурная схема, пригодная для реализации преобразования частота — напряжение. Принцип функционирования данной схемы можно описать следующим образом: одновибратор запускается по переднему фронту входного сигнала. (Схема работает аналогично и при запуске одновибратора от заднего фронта.) На время импульса одновибратора ключ



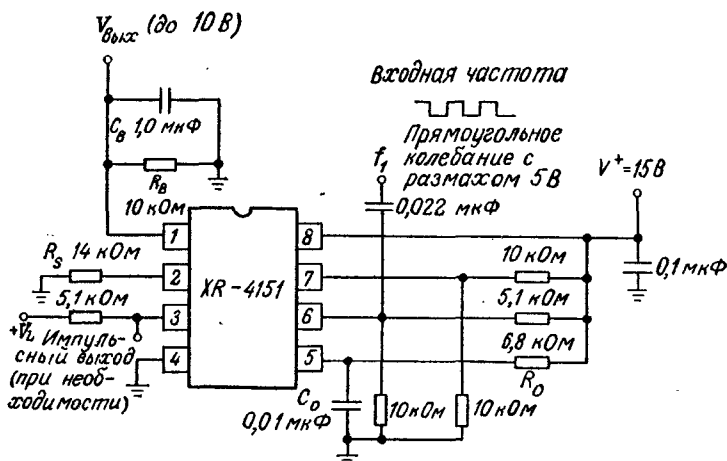


Рис. 2.44. Простой преобразователь частота — напряжение.

замыкается и заряд поступает в цепь  $R_B C_B$ , что вызывает возрастание напряжения в узле  $B$ . После окончания импульса одновибратора начинается уменьшение напряжения в узле  $B$  через резистор  $R_B$ . Этот разряд продолжается до момента прихода следующего положительного фронта входного сигнала, когда снова осуществляется запуск одновибратора на время  $T$ . При увеличении частоты входного сигнала сокращается время между повторными запусками одновибратора и, таким образом, возрастает напряжение в узле  $B$ . Конденсатор  $C_B$  представляет собой интегратор и, следовательно, служит для фильтрации напряжения в узле  $B$ . Для уменьшения пульсаций выходного сигнала можно увеличить номинал конденсатора  $C_B$ , однако существует компромисс между временем срабатывания и изменениями частоты входного сигнала.

Реальное схемное исполнение преобразователя частота — напряжение показано на рис. 2.44. Его передаточная функция имеет вид

$$V_{\text{вых}} = K f_{\text{вх}},$$

где  $K = 2,058 R_B R_0 C_0 / R_S$  В/Гц.

Как было показано ранее, выходная проводимость источника тока (зажим 1) ухудшает линейность схемы. Подобный недостаток можно компенсировать путем введения в схему операционного усилителя, как показано на рис. 2.45. Это позволяет улучшить линейность преобразования частота — напряжение приблизительно до 0,05 %. Несмотря на повышение точности преобразования частота — напряжение, существенного улучше-

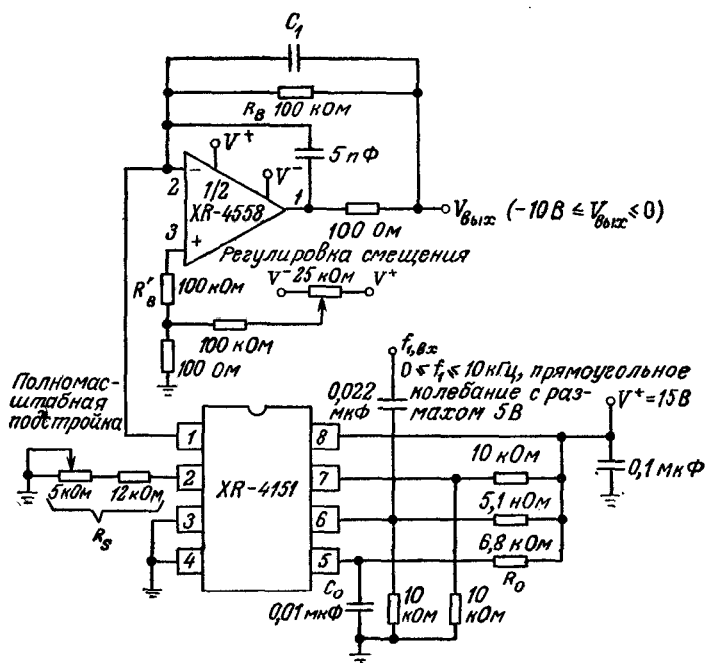


Рис. 2.45. Прецизионный преобразователь частота — напряжение.

ния времени срабатывания не происходит. Простой способ уменьшения времени срабатывания состоит только в увеличении частоты среза фильтра нижних частот. Однако это будет приводить к возрастанию амплитуды пульсаций выходного сигнала. Например, при  $C_1 = 0,1$  мкФ и  $R_B = 100$  кОм напряжение пульсаций выходного сигнала будет составлять приблизительно 100 мВ, а время срабатывания — около 10 мс. Для снижения выходных пульсаций можно дополнительно профильтровать выходное напряжение, но при этом еще больше возрастет время срабатывания.

#### 2.4а. Общие указания по применению ИС 4151

ИС типа 4151 можно запрограммировать для работы с полномасштабной частотой в любом месте диапазона частот от 1,0 Гц до 100 кГц. В случае реализации преобразования напряжение — частота и при использовании соответствующего масштабирования можно допустить почти любое полномасштабное входное напряжение от 1 В и выше. При выборе номиналов внешних

элементов для получения любой требуемой полномасштабной частоты полезны следующие рекомендации:

1. Выбрать  $R_s = 14$  кОм или использовать постоянный резистор 12 кОм и потенциометр 5 кОм.

2. Выбрать  $T = 1,1R_0C_0 = 0,75(1/f_0)$ , где  $f_0$  — требуемая полномасштабная частота. Для обеспечения оптимального рабочего режима следует выбирать  $6,8 < R_0 < 680$  кОм и  $0,001 < C_0 < 1,0$  мкФ.

3. а. Для изображенной на рис. 2.39 схемы выбрать  $C_B = 10^{-2}(1/f_0)$  Ф. Меньшим значениям конденсатора  $C_B$  будет соответствовать меньшее время срабатывания, но при этом также возрастут сдвиг частоты и нелинейность.

б. При использовании активного интегратора выберем  $C_1 = 5 \cdot 10^{-5}(1/f_0)$  Ф. Интегратор на ОУ должен иметь скорость нарастания по крайней мере не ниже  $135 \cdot 10^{-6}(1/C_1)$  В/с, где номинал конденсатора  $C_1$  подставляется в фарадах.

4. а. Для изображенной на рис. 2.40 схемы оставить без изменения номиналы резисторов  $R_B$  и  $R'_B$ , а также для задания требуемого полномасштабного входного напряжения использовать входной аттенуатор. (Для обеспечения минимального смещения  $R'_B = R_B$ ).

б. Для более точной разновидности данной схемы установить  $R_B = V_{IO}/100$  мкА, где  $V_{IO}$  — полномасштабное входное напряжение. Вместо этого при полномасштабном входном токе  $I_{IO} = 100$  мкА в качестве токового входа можно использовать инвертирующий вход (точка суммирования) операционного усилителя.

5. Для преобразователей частота — напряжение выбрать номинал конденсатора  $C_B$  или  $C_1$ , обеспечивающий оптимальный компромисс между временем срабатывания и величиной выходных пульсаций для каждого конкретного варианта.

**Пример 2.8. Расчет преобразователя частота — напряжение.** Требуется спроектировать преобразователь частота — напряжение, напряжение питания которого равно 8 В, а полномасштабная входная частота сигнала составляет 750 Гц. Выходной сигнал должен достигать 63 % окончательного значения за 200 мс. Определить величину выходных пульсаций.

**Решение.** Используем приведенную на рис. 2.45 обобщенную структуру. Выберем  $R_s = 14$  кОм. Определим постоянную времени одновибратора исходя из правила 2 рекомендаций:

$$T = 1,1R_0C = 0,75(1/f_0) = 1 \text{ мс.}$$

Выберем  $R_0 = 9,1$  кОм и  $C_0 = 0,1$  мкФ. Поскольку схема должна функционировать при напряжении источника питания 8 В, выберем напряжение выходного полномасштабного сигнала равным 5 В. Исходя из общих указаний (п. 4б),

$$R_B = (5\text{В})/(100 \text{ мкА}) = 50 \text{ кОм}$$

Выходная постоянная времени  $\tau_R \leq 200$  мс; следовательно,  $C_B \leq \tau_R/R_B \Rightarrow = (200 \cdot 10^{-3})/(50 \cdot 10^3) \approx 4$  мкФ. Величина пульсаций в наихудшем случае составит

$$V_R = T(I/C) = (1 \text{ мс}) \cdot (135 \text{ мкА})/(4 \text{ мкФ}) \approx 34 \text{ мВ}.$$

## 2.5. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СХЕМЫ НА ОУ

Существует множество схемных функций, которые можно реализовать с помощью операционных усилителей и нескольких внешних элементов. Поскольку реализация многих из этих функций производится только в виде гибридных микросхем, а не в полностью интегральном виде, необходимо подробно ознакомиться с принципом их функционирования. Это поможет разработчику грамотно ориентироваться при выборе дискретной или гибридной разновидности схемы, с тем чтобы получить наиболее эффективное решение либо в некоторых случаях остановиться на компромиссном варианте.

### 2.5а. Прецизионные выпрямители

В ряде случаев в аппаратуре требуется обеспечить функционирование диода согласно его идеальной передаточной функции.

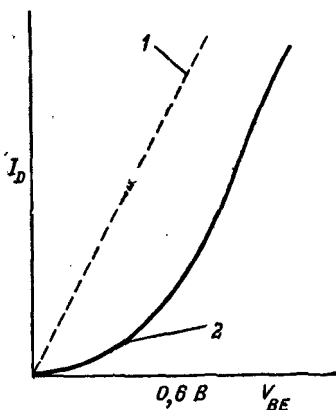


Рис. 2.46. Диодная характеристика. Идеальная кривая (1); реальная диодная кривая (2).

Следовательно, в зависимости от полярности прикладываемого напряжения он должен представлять собой либо разомкнутую, либо короткозамкнутую цепь. Это особенно важно при построении прецизионных выпрямителей и схем выделения абсолютного значения.

При использовании диодов в качестве однополупериодного или двухполупериодного выпрямителя получаемый на выходе сигнал отличается от идеального значения. Такое отклонение связано с видом диодной характеристики, которая показана на рис. 2.46. Таким образом, при использова-

нии в однополупериодном выпрямителе неидеального диода выходной сигнал смещен на напряжение «включения» диода. На рис. 2.47 приведен вид такого выходного сигнала. Влияние этого остаточного напряжения можно исключить, если исполь-

зовать в выпрямителе операционный усилитель. Выполняющая такую функцию схема приведена на рис. 2.48. Схема функционирует следующим образом:

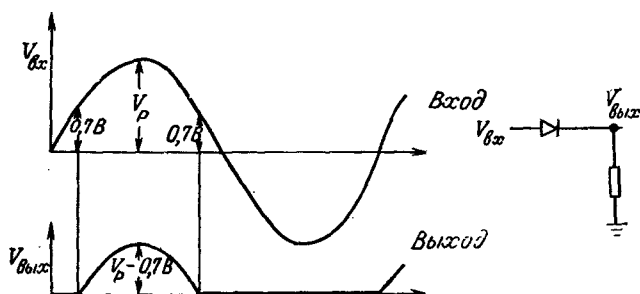


Рис. 2.47. Форма сигналов однополупериодного выпрямителя.

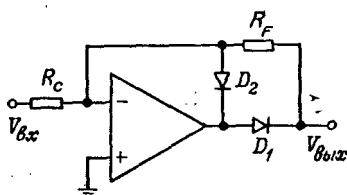


Рис. 2.48. Прецизионный однополупериодный выпрямитель.

когда  $V_{вх} < 0$ , а  $V_{D_1} > 0$ , весь входной ток протекает через резистор  $R_F$ , поскольку диод  $D_2$  смещен в обратном направлении, при этом

$$V_{вых} = -(R_F/R_C) V_{вх}.$$

При  $V_{вх} > 0$  и  $V_{D_1} < 0$  диод  $D_1$  выключается и весь входной ток протекает через диод  $D_2$ , а выходное напряжение при этом фактически равно нулю.

Такой прецизионный выпрямитель обладает несколькими преимуществами над схемами со стандартным диодом; например, характеристика в точке выключения становится крутой и полностью определенной, а также нечувствительной к колебаниям температуры. Этот тип выпрямителя позволяет также проводить двухполупериодное выпрямление входных сигналов очень низкого уровня.

**Пример 2.9. Расчет идеального выпрямителя.** Требуется рассчитать схему, выходной сигнал которой представляет собой абсолютное значение входного напряжения; следовательно,

$$V_{вых} = |V_{вх}|.$$

**Решение.** Схема выделения абсолютного значения состоит из двух идеальных диодов, включенных как двухполупериодный выпрямитель. Эту функцию можно реализовать с помощью суммирования выходных сигналов двух прецизионных выпрямительных схем (идентичных показанной на рис. 2.48 схеме) при инвертировании одного из входных сигналов. Более реальная структура, состоящая из идеального диода и дифференциальной схемы, приведена на рис. 2.49. При положительном напряжении  $V_{вх}$  диод  $D_1$  проводит, а диод  $D_2$

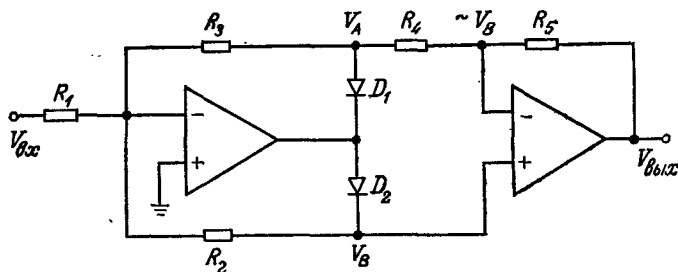


Рис. 2.49. Усилитель абсолютного значения сигнала.

разомкнут; следовательно,

$$V_B = 0, \quad V_A = -V_{вх} (R_3/R_1),$$

а выходное напряжение равно

$$V_{вых} = V_{вх} R_3 R_5 / (R_1 R_4).$$

Если номиналы всех резисторов равны, то

$$V_{вых} = V_{вх}.$$

При отрицательном напряжении  $V_{вх}$  диод  $D_2$  проводит, а диод  $D_1$  разомкнут; таким образом,

$$\begin{aligned} -V_{вх}/R_1 &= V_B/R_2 + V_B/(R_3 + R_4), \\ V_{вых} &= V_B [1 + R_5/(R_3 + R_4)]. \end{aligned}$$

Если номиналы всех резисторов равны, то

$$\begin{aligned} -V_{вх} &= V_B + V_B/2 = 1.5V_B, \\ V_{вых} &= -(V_{вх}/1.5) (1 + 0.5), \end{aligned}$$

Следовательно,

$$V_{вых} = -V_{вх}, \quad V_{вых} = |V_{вх}|.$$

## 2.56. Логарифмические преобразователи

Среди широкого класса проблем, которые возникают при проектировании аппаратуры, существует задача обработки входных сигналов, изменяющихся в очень широком динамическом диапазоне. Это создает определенные трудности при схемном проектировании, поскольку динамический диапазон схемы зависит от рабочего диапазона каждого элемента схемы, шумовых пара-

метров каждого элемента и напряжения источника питания. Многих из этих проблем удастся избежать путем использования логарифмических преобразователей, которые, как правило, сжимают динамический диапазон сигнала, обрабатывают его в этой сжатой форме, а затем растягивают. С помощью логарифмических схем и ОУ можно выполнять также арифметические операции, воспользовавшись следующими тождествами:

$$X \cdot Y = e^{(\ln x + \ln y)}, \quad X/Y = e^{(\ln x - \ln y)}.$$

Следовательно, аналоговый перемножитель можно построить на основе трех логарифмических преобразователей и операционного

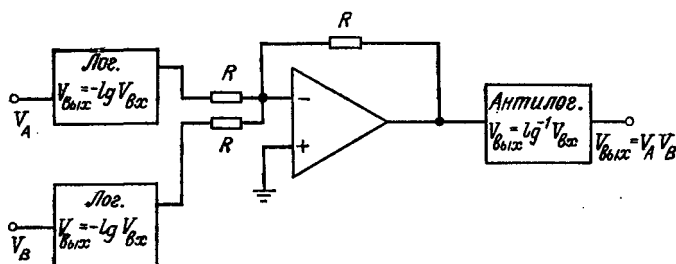


Рис. 2.50. Перемножитель на логарифмических преобразователях.

усилителя. Два таких преобразователя предназначены для выполнения операции логарифмирования входных сигналов. Выходные сигналы этих преобразователей затем суммируются на операционном усилителе. Выходной сигнал ОУ поступает далее на вход третьего преобразователя, выполняющего функцию антилогарифмирования. Таким образом, выходной сигнал третьего преобразователя представляет собой произведение двух входных сигналов. Функциональная схема такой структуры представлена на рис. 2.50.

В настоящее время большинство логарифмических схем изготавливается на основе диода, включенного в петлю обратной связи операционного усилителя. Для упрощения дальнейших рассуждений будем считать, что все используемые диоды хорошо согласованы и описываются следующим уравнением:

$$I = I_0 (e^{qV_{BE}/(KT)} - 1), \quad (2.44)$$

где  $q$  — постоянная заряда ( $1,600219 \cdot 10^{-19}$  Кл);  $K$  — постоянная Больцмана ( $1,38062 \cdot 10^{-23}$  Дж/°К);  $T$  — абсолютная температура в кельвинах ( $^{\circ}\text{C} + 273$ );  $I_0$  — обратный ток насыщения;  $V_{BE}$  — падение напряжения на диоде;  $I$  — прямой ток через диод. Это уравнение можно преобразовать и решить относительно напряжения  $V_{BE}$  путем деления обеих его частей на ток  $I_0$ , затем, взяв

от них логарифм, получим

$$\ln(I/I_0 + 1) = qV_{BE}/(KT).$$

Поскольку

$$I/I_0 \gg 1 \text{ и } \ln(I/I_0 + 1) \approx \ln(I/I_0),$$

$$V_{BE} = (KT/q) \ln(I/I_0). \quad (2.45)$$

При включении такого диода в цепь обратной связи ОУ, как показано на рис. 2.51, выходное напряжение можно определить следующим образом:

$$V_{\text{вых}} = (KT/q) \ln[V_{\text{вх}}/(R_{\text{вх}}I_0)].$$

При комнатной температуре

$$KT/q \approx 25,7 \cdot 10^{-3} \text{ мВ}.$$

Если предположить, что ток  $I_0$  имеет постоянное значение, и построить график зависимости напряжения  $V_{\text{вых}}$  от  $V_{\text{вх}}/(R_{\text{вх}}I_0)$ ,

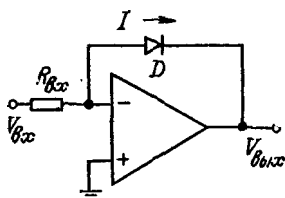


Рис. 2.51. Простой логарифмический преобразователь.

то выходной сигнал будет иметь логарифмическую зависимость, как показано на рис. 2.52. Очень важно отметить, что приведенные выше рассуждения имеют силу только при идеальной характеристике диода во всем его динамическом диапазоне. Однако рабочий диапазон реальных

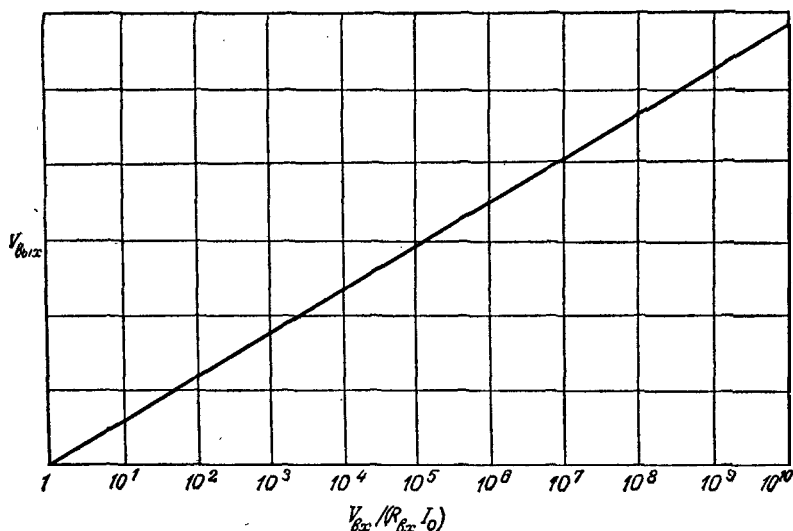


Рис. 2.52. Идеальная передаточная функция схемы, изображенной на рис. 2.51.



диодов по току ограничен как сверху, так и снизу. В верхней части диапазона активное объемное сопротивление приводит к появлению дополнительного падения напряжения; таким образом, при высоких уровнях тока уравнение (2.45) принимает следующий вид:

$$V_{BE} = (KT/q) \ln(I/I_0) + IR_B,$$

где  $R_B$  — активное объемное сопротивление.

В области малых токов наблюдается некоторое изменение крутизны характеристики вследствие поверхностного инверсионного слоя и дегенеративной рекомбинации в области объемного пространственного заряда.

Для преодоления этих ограничений используются два способа — структура со сквозным диодом (рис. 2.53, а) и диодное включение транзистора (рис. 2.53, б). Каждый из этих способов

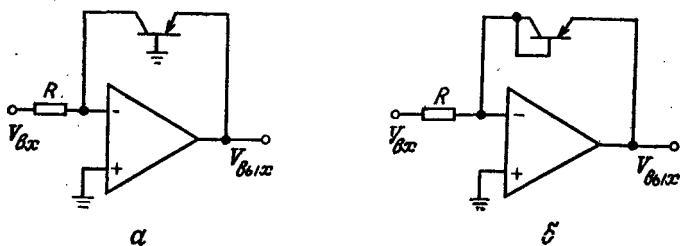


Рис. 2.53. Альтернативный способ реализации диодной характеристики: сквозной диод (а); диодное включение транзистора (б).

позволяет значительно расширить рабочий динамический диапазон логарифмического преобразователя. Существует также несколько других модификаций изображенного на рис. 2.51 логарифмического преобразователя, в которых проведена компенсация всех температурно-зависимых переменных и пригодных таким образом для промышленного изготовления в виде гибридных микросхем.

Реализация антилогарифмических усилителей производится аналогично, только в его структуре переставлены местами входные резистор и логарифмический элемент.

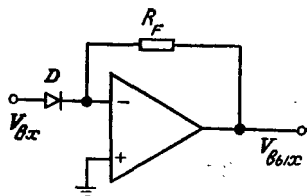


Рис. 2.54. Простой антилогарифмический усилитель.

**Пример 2.10. Анализ антилогарифмического усилителя.** Требуется определить передаточную функцию схемы, приведенной на рис. 2.54, считая характеристику диода идеальной. Построить график передаточной функции при температурах  $+25$ ,  $-55$  и  $+125^\circ\text{C}$ . Какие меры необходимо принять относительно напряжения

$V_{вх}$ , с тем чтобы ток диода не превышал 10 мА? Предположим, что  $q/KT = 38,9$  при  $+25^\circ\text{C}$ , 29,2 при  $+125^\circ\text{C}$  и 53,2 при  $-55^\circ\text{C}$ , а  $I_0 = 7,3 \cdot 10^{-15}$  А.

**Решение.** Поскольку инвертирующий вход операционного усилителя представляет собой точку кажущейся земли, все входное напряжение прикладывается к диоду. Ток через диод определяется следующим образом:

$$I = I_0 (e^{qV_{BE}/(KT)} - 1). \quad (2.44)$$

Этот ток также весь должен протекать и через резистор  $R_F$ ; следовательно, выходное напряжение равно

$$V_{вых} = R_F I = R_F I_0 (e^{qV_{BE}/(KT)} - 1);$$

при  $T_A = 25^\circ\text{C}$

$$V_{вых} = R_F I_0 (e^{38,9V_{BE}} - 1).$$

На рис. 2.55 изображен график передаточной функции антилогарифмического усилителя для температуры  $+25$ ,  $-55$  и  $+125^\circ\text{C}$ . Из него следует, что тре-

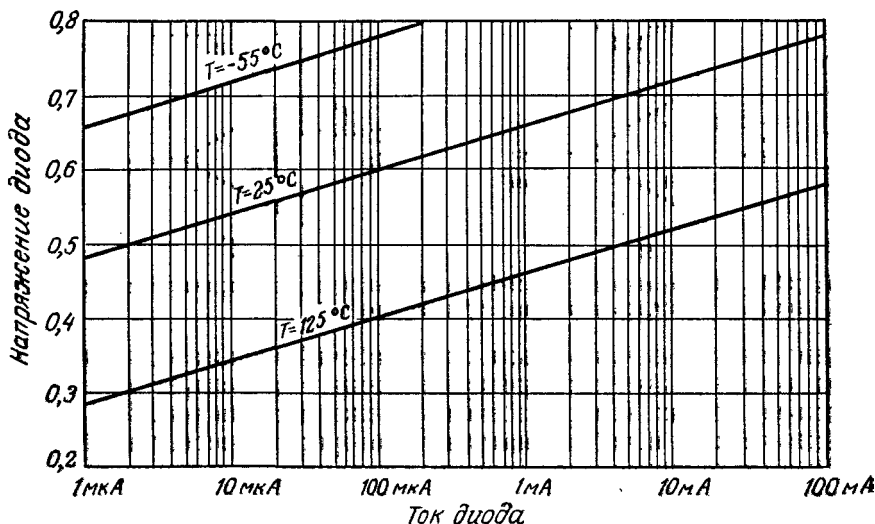


Рис. 2.55. Зависимость передаточной функции диода от температуры.

буется проводить температурную компенсацию диодных логарифмических схем. Максимально допустимый входной сигнал, соответствующий току через диод 10 мА, можно достаточно легко рассчитать из следующего соотношения:

$$V_{BE} = (KT/q) \ln(I/I_0).$$

Подставляя  $I = 10$  мА, получаем, что при температуре  $+25^\circ\text{C}$  максимально допустимое напряжение входного сигнала составляет 0,718 В.

Приведенные на рис. 2.55 передаточные характеристики наглядно показывают, что для обеспечения абсолютной точности

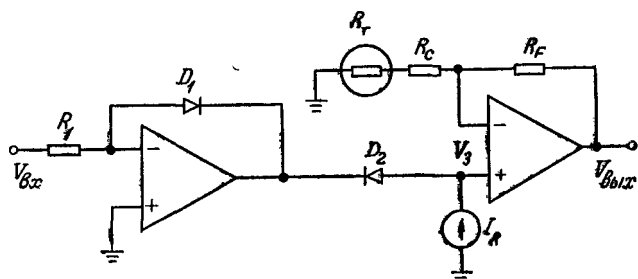


Рис. 2.56. Температурно-компенсированный логарифмический усилитель.

данной схемы необходимо провести ее температурную компенсацию. Из уравнения диода следует, что основной вклад в температурный дрейф вносят члены  $KT/q$  и  $I_0$ . На рис. 2.56 представлена схема с соответствующей температурной компенсацией. Значение обратного тока насыщения  $I_0$  снижается путем введения диода  $D_2$  и источника тока  $I_R$ . От этого источника тока через диод  $D_2$  протекает постоянный ток, что приводит к появлению напряжения  $V_F$ . Если характеристики диодов  $D_1$  и  $D_2$  полностью согласованы, то члены  $KT/q$  и  $I_0$  будут равны; следовательно, в уравнении для определения напряжения  $V_3$  член  $I_0$  пропадает:

$$V_3 = V_2 + V_F = -(KT/q) [\ln(V_{вх}/R_1) - \ln I_0 - \ln I_R + \ln I_0].$$

Таким образом,

$$V_3 = -(KT/q) \ln[V_{вх}/(R_1 I_R)].$$

В этом случае присутствует только одна температурно-зависимая величина, а именно  $T$  в члене  $KT/q$ . Формируя температурно-зависимый коэффициент передачи выходного усилителя, можно исключить также и влияние параметра  $KT/q$ . Рассмотрим следующее уравнение:

$$V_{вых} = V_3 [R_F/(R_T + R_C) + 1] = \frac{R_F + R_C + R_T}{R_C + R_T} \frac{KT}{q} \ln \frac{V_{вх}}{R_1 I_R}.$$

Температурную зависимость диода можно скомпенсировать, выбрав температурный коэффициент отношения  $(R_F + R_C + R_T)/(R_C + R_T)$  равным  $KT/q$  с противоположным знаком. При этом окончательная передаточная функция схемы имеет вид

$$V_{вых} = K_1 \ln(K_2 V_{вх}),$$

где  $K_1$  — постоянное число. Для удобства выберем  $K_1 = 1,0$  и также преобразуем натуральный логарифм в десятичный. С этой

целью воспользуемся известным логарифмическим соотношением:

$$\ln X / \ln 10 = \lg X.$$

Коэффициент передачи самого ОУ выберем таким, что

$$G = 1 + R_F / (R_C + R_T) = q (KT \ln 10) = 16,9$$

при  $25^\circ\text{C}$  и температурной чувствительности коэффициента передачи  $-0,33 \text{ } \%/^\circ\text{C}$ . Номиналы резисторов  $R_F$ ,  $R_C$  и  $R_T$  можно затем получить из соотношения

$$R_F / (R_C + R_T) = 15,9,$$

при этом температурный коэффициент  $T_R$  последовательного соединения резисторов выбирается равным приблизительно  $0,33 \text{ } \%/^\circ\text{C}$ . Например, если  $R_F = 15,9 \text{ кОм}$ , то значение последовательно соединенных резисторов  $R_C$  и  $R_T$  должно быть равно  $1 \text{ кОм}$ . Далее соотношение резисторов  $R_C$  и  $R_T$  можно определить из соответствующих температурных коэффициентов. Если резисторы  $R_C$  и  $R_T$  имеют температурные коэффициенты соответственно  $0$  и  $1 \text{ } \%/^\circ\text{C}$ , то, следовательно,

$$R = R_C + R_T, \quad T_R = (dR_C/dT)(R_C/R) + (dR_T/dT)(R_T/R), \\ T_R = R_T/R, \quad R_T = (1 \text{ кОм})(0,33).$$

Таким образом,  $R_T = 330 \text{ Ом}$  и  $R_C = 670 \text{ Ом}$ . Результирующее выходное напряжение равно

$$V_{\text{вых}} = 1 \lg (K_2 V_{\text{вх}}).$$

Если  $R_1 I_R$  также положить равным единице, то выходное напряжение определяется следующим образом:

$$V_{\text{вых}} = 1 \lg V_{\text{вх}}.$$

Температурную компенсацию антилогарифмического усилителя можно провести аналогично, однако при проектировании логарифмических преобразователей очень важно установить необходимость обеспечения их абсолютной точности. Например, рассмотрим вариант реализации умножения с помощью логарифмического преобразования двух входных сигналов, последующего суммирования и вычисления антилогарифма полученной суммы. Точность выполнения такой функции зависит исключительно от сопряжения температурных коэффициентов этих двух преобразователей, а не от абсолютной точности каждого из них. Однако для тех случаев, когда от преобразователя требуется такая точность, разработаны логарифмические модули с внутренней температурной компенсацией.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Multiplier Application Guide, Analog Devices, Norwood, Mass., 1978.
2. Function Generator Data Book, Exar Integrated Systems, Inc., Sunnyvale, Calif., 1979.
3. Gilbert B., A Versatile Monolithic Voltage-to-Frequency Converter, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, SC-Dec., 1976, pp. 852—864.
4. Gray P., Meyer R., Analysis and Design of Integrated Circuits, Wiley, New York, 1977.
5. Grebene A., Analog Integrated Circuit Design, Van Nostrand-Reinhold, New York, 1972. [Имеется перевод: Гребен А. Е. Проектирование аналоговых интегральных схем. — М.: Энергия, 1976].
6. Graeme J., Tobey G., Huelsman L., Operational Amplifiers Design and Applications, McGraw-Hill, New York, 1971. [Имеется перевод: Проектирование и применение операционных усилителей/Под ред. Дж. Грэма, Дж. Тоби, Л. Хьюлсмана. — М.: Мир, 1974.]
7. Sheingold D. H., Nonlinear Circuit Handbook, Analog Devices, Inc., Norwood, Mass., 1976. [Имеется перевод: Справочник по нелинейным схемам/Под ред. Д. Шейнгольда. — М.: Мир, 1977.]

## Глава 3

# СХЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ

С. Гош<sup>1)</sup>

### 3.1. ПРИНЦИП ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ

#### 3.1а. Основные передаточные функции

На рис. 3.1 показана блок-схема базового контура фазовой автоподстройки (ФАП). Большинство реальных контуров не точно линейны, поэтому выходное напряжение фазового детектора ча-

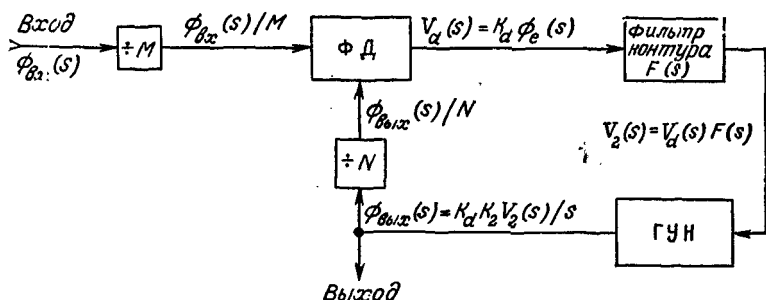


Рис. 3.1. Блок-схема линейной модели схемы фазовой автоподстройки.  $K_{\alpha}$  — постоянная коэффициента передачи ФД (В/рад);  $K_2$  — постоянная коэффициента передачи ГУН [рад/(с·В)].

сто не пропорционально погрешности фазы, а выходная частота генератора, управляемого напряжением (ГУН), не связана линейно с управляющим напряжением. Поведение схемы становится также крайне нелинейным, если она находится вне режима захвата. Мы допустим, однако, что схема находится в режиме захвата и линейна. Предположение о ее линейности дает возможность ввести очень полезные математические характеристики

<sup>1)</sup> Sid Ghosh, TRW Vidar Corp., Mountainview, Calif.

ки, которые приводят к разработке инструмента описания и правильного понимания работы контура.

Для удобства список обозначений, используемых в уравнениях этой главы, приведен ниже:

- $B$  — ширина полосы;
- $F(0)$  — коэффициент передачи фильтра по постоянному току;
- $F(s)$  — передаточная функция фильтра контура (операторный вид);
- $H(s)$  — передаточная функция контура (операторный вид);
- $K$  — коэффициент передачи контура;
- $K_d$  — постоянная коэффициента передачи фазового детектора;
- $K_o$  — коэффициент передачи ФАП по постоянному току;
- $K_2$  — постоянная коэффициента передачи ГУН;
- $Q_{\text{эфф}}$  — эффективное значение добротности;
- $T_p$  — время удержания;
- $V_d(s)$  — выходное напряжение фазового детектора (операторный вид);
- $V_e(t)$  — мгновенное значение напряжения ошибки;
- $V_{\text{вх}}(t)$  — мгновенное напряжение на входе;
- $V_{\text{вых}}(t)$  — мгновенное напряжение на выходе;
- $V_2(s)$  — напряжение на выходе фильтра (операторный вид);
- $\Delta f_L$  — полоса захвата;
- $\Delta f_p$  — полоса удержания;
- $\Delta \omega$  — изменение выходной частоты ГУН;
- $\Delta \dot{\omega}$  — линейно-изменяющаяся частота;
- $\phi_e(t)$  — мгновенное значение фазовой ошибки;
- $\phi_{\text{в-х}}(t)$  — мгновенное значение фазы выходной частоты;
- $\phi_{\text{вх}}(t)$  — мгновенное значение фазы входной частоты;
- $\phi_e(t)$  — фазовая ошибка (операторный вид);
- $\phi_{\text{вх}}(s)$  — значение фазы входной частоты (операторный вид);
- $\phi_{\text{вых}}(s)$  — значение фазы выходной частоты (операторный вид);
- $\phi_e$  — фазовая ошибка;
- $\phi_{\text{вх}}$  — значение фазы входной частоты;
- $\phi_{\text{вых}}$  — значение фазы выходной частоты;
- $\omega_c$  — несущая частота;
- $\omega_m$  — модулирующая частота;
- $\omega_n$  — собственная частота контура;
- $\zeta$  — коэффициент затухания контура.

Частота на входе имеет мгновенную фазу  $\phi_{\text{вх}}(t)$ , а на выходе ГУН мгновенная фаза частоты составляет  $\phi_{\text{вых}}(t)$ . Входная и выходная частоты делятся на  $M$  и  $N$  соответственно и после деления их фазы сравниваются в фазовом детекторе (ФД).

Фазовая ошибка  $\phi_e$  может быть выражена в операторной форме:

$$\phi_e(s) = \phi_{\text{вх}}(s)/M - \phi_{\text{вых}}(s)/N, \quad (3.1)$$

$$V_d(s) = K_d \phi_e(s), \quad (3.2)$$

где  $K_d$  — постоянная коэффициента передачи фазового детектора (В/рад).

Напряжение с выхода фазового детектора подается на фильтр с передаточной функцией  $F(s)$ . Фильтр отфильтровывает в полосе частот шум и компоненты высокочастотного сигнала, имеющиеся на выходе фазового детектора. Напряжение на выходе фильтра определяется как

$$V_2(s) = V_d(s) F(s) = K_d F(s) \phi_e(s). \quad (3.3)$$

Соответствующее изменение частоты на выходе ГУН определяется как  $\Delta\omega = K_2 V_2(s)$ , где  $K_2$  — постоянная коэффициента передачи ГУН [рад/(с·В)]. Так как

$$\Delta\omega = d\phi_0(s)/dt = s\phi_{\text{вых}}(s), \text{ то} \\ \phi_{\text{вых}}(s) = K_d K_2 F(s)/s. \quad (3.4)$$

Комбинируя эти выражения, получаем базовую передаточную функцию контура

$$\frac{\phi_{\text{вых}}(s)}{\phi_{\text{вх}}(s)} = H(s) = \frac{N}{M} \cdot \frac{K_d K_2 F(s)/N}{s + K_d K_2 F(s)/N} = \frac{N}{M} \cdot \frac{KF(s)}{s + KF(s)}, \quad (3.5)$$

где  $K = K_2 K_d/N$ . Также

$$\phi_e(s) = \phi_{\text{вх}}(s)/M - \phi_0(s)/N, \\ \frac{\phi_e(s)}{\phi_{\text{вх}}(s)} = \frac{1}{M} \cdot \frac{s}{s + KF(s)}. \quad (3.6)$$

Мы определяем здесь параметр  $K_0$  контура, называемый коэффициентом передачи ФАП по постоянному току:

$$K_0 = KF(0), \quad (3.7)$$

где  $F(0)$  — коэффициент передачи фильтра по постоянному току.

Для того чтобы исследовать характеристики контура, мы должны изучить содержащийся в нем фильтр. Схема контура ведет себя как любая замкнутая следящая система или система с обратной связью. Работу схемы в зависимости от ее применения определяют три параметра, которые могут быть выбраны независимо: собственная частота контура  $\omega_n$ , коэффициент затухания  $\xi$  и коэффициент передачи ФАП по постоянному току  $K_0$ . Мы уже определили  $K_0$ , а теперь коротко обсудим взаимосвязь  $\omega_n$  и  $\xi$  с физическими постоянными схемы.

Однако, прежде чем приступить к следующей стадии, мы



должны напомнить о влиянии делителей  $M$  и  $N$  на входах фазового детектора на характеристики контура. Часто бывает необходимым включать эти делители. Например, ФАП может быть использован как синтезатор частоты, где частота на выходе кратна частоте на входе  $f_{\text{вых}} = Nf_{\text{вх}}$ . В этом случае прибор  $N$  является программируемым делителем. В системе передачи данных ФАП может использоваться для получения устойчивой, свободной от джиттера последовательности данных. Если амплитуда джиттера очень велика (более чем один период), то необходимо разделить входную последовательность импульсов (и также на выходе ГУН) для уменьшения джиттера до значения, меньшего периода выходной последовательности, для того чтобы схема не вышла из синхронизации.

К сожалению, большое значение коэффициента деления  $N$  в петле обратной связи может иметь некоторые нежелательные эффекты.

1. Коэффициент передачи контура уменьшается с ростом  $N$  [выражение (3.5)], что замедляет ответную реакцию на любые изменения на входе (см. рис. 5.6).

2. Для данного джиттера входного сигнала в полосе пропускания контура выходной джиттер составляет  $N/M$  от входного. Если  $N = M$  и помехи появляются на входе схемы, то это не скажется при любых отклонениях. Но при создании помех на входе фазового детектора (не деленных на  $M$ ) коэффициент усиления выходного джиттера равен  $N$ .

3. Так как  $\phi_{\text{вых}} = N/(M\phi_{\text{вх}})$  ( $\phi_e \cong 0$  в установившемся режиме), существует постоянное различие между входными и выходными фазами (кроме случая  $N = M$ ).

Из этого следует, что больших значений коэффициентов деления в петле обратной связи надо по возможности избегать. Мы вернемся к этому позднее, когда будем рассматривать предварительный счетчик в синтезаторе частоты. В последующих обсуждениях для упрощения допустим, что  $M = N = 1$ .

При других значениях  $M$  и  $N$  присущие контуру соотношения будут вытекать непосредственно из уравнений (3.5) и (3.6).

**Порядок передаточной функции контура.** Порядок передаточной функции контура есть наивысшая степень  $s$  в знаменателе функции и определяется порядком фильтра контура.

**Контур первого порядка.** Если фильтр в схеме отсутствует совсем, то  $F(s) = 1$ , и основная передаточная функция контура принимает вид

$$H(s) = K/(s + K). \quad (3.8)$$

Это контур первого порядка. Единственной переменной величиной в этом контуре является  $K_v = K$ , и поэтому использование такого типа схем очень ограничено.

**Контур второго порядка.** На рис. 3.2 показаны различные типы фильтров, которые могут быть использованы для получения контуров второго порядка.

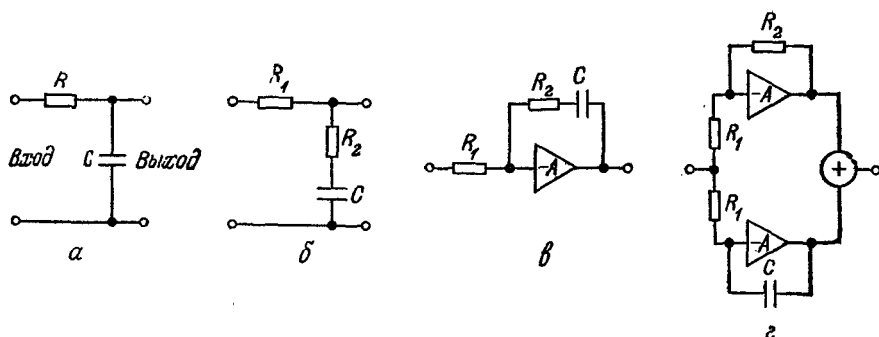


**Рис. 3.2.** Различные конфигурации фильтров, используемые в контурах второго порядка.

а)  $F(s) = 1/(s\tau + 1)$ ,  $\tau = CR$ , только одна переменная  $\tau$ ; б)  $F(s) = (s\tau_2 + 1)/[s(\tau_1 + \tau_2) + 1]$ ,  $\tau_1 = CR_1$ ,  $\tau_2 = CR_2$ , две переменные  $\tau_1$  и  $\tau_2$ ;

в)  $F(s) = (s\tau_2 + 1)/(s\tau_1)$ ,  $\tau_1 = CR_1$ ,  $\tau_2 = CR_2$ , две переменные  $\tau_1$  и  $\tau_2$ ,  $A$  велико; г)  $F(s) = R_2/R_1 + 1/(s\tau_1) = (s\tau_2 + 1)/(s\tau_1)$ ,  $\tau_1 = CR_1$ ,  $\tau_2 = CR_2$ .

Для конфигурации фильтра, изображенного на рис. 3.2, а, имеем

$$H(s) = \omega_n^2 / (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2), \quad (3.9)$$

где  $\omega_n^2 = K/\tau$ ,  $\zeta = (1/2) \sqrt{\tau/K}$ .

Здесь всего две независимые переменные:  $K$  и  $\zeta$ , и поэтому такая конфигурация тоже используется не часто.

Для конфигурации, изображенной на рис. 3.2, б, имеем

$$H(s) = \frac{s\omega_n(2\zeta - \omega_n/K)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (3.10)$$

где  $\omega_n^2 = K/(\tau_1 + \tau_2)$ ,  $\zeta = (\omega_n/2)/(\tau_2 + 1/K)$ .

Для конфигурации на рис. 3.2, в, где изображен активный фильтр с операционным усилителем, имеем

$$H(s) = 2\zeta\omega_n s / (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2), \quad (3.11)$$

где  $\omega_n^2 = K/\tau_1$ ,  $\zeta = (\tau_2/2)/\omega_n$ .

Две последние конфигурации дают возможность сделать независимый выбор  $\omega_n$ ,  $\zeta$  и  $K$ , и поэтому они широко используются в практических разработках ФАП. Активный фильтр имеет дополнительное преимущество в том, что наличие усилителя де-

дает коэффициент передачи контура  $K_v$  по постоянному току очень высоким по сравнению с полученным в схеме с пассивной конфигурацией. Поэтому контур второго порядка с активным фильтром является самым лучшим выбором для большинства применений.

Передаточная функция активного фильтра получается в виде

$$F(s) = \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1} = \frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{1}{s\tau_1} = \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{sCR_1}. \quad (3.12)$$

Это выражение часто называется «пропорциональным плюс интегральным» управлением, а сама функция может синтезироваться двумя активными фильтрами, действующими параллельно, как показано на рис. 3.2, г. Как мы увидим позднее, такая

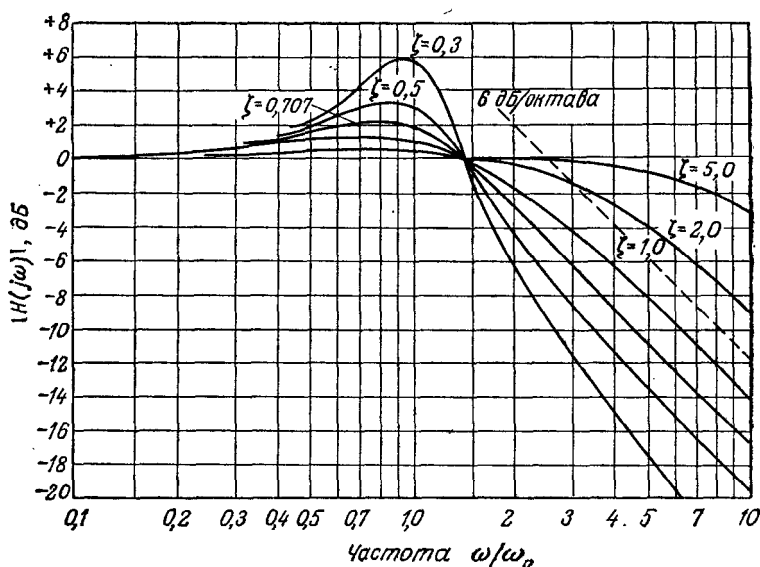


Рис. 3.3. Частотная характеристика контура второго порядка с активным фильтром с высоким коэффициентом передачи.

конфигурация иногда допускает большую гибкость в разработке схемы контура.

На рис. 3.3 показана амплитудно-частотная характеристика контура второго порядка с высоким коэффициентом передачи активного фильтра. Схема функционирует как фильтр нижних частот при всех изменениях фазы на входе из-за шума или модуляции. Компромиссное значение  $\zeta$  составляет 0,7 для получения хороших амплитудно-частотной и переходной характеристик.

**Контур третьего порядка.** Несмотря на то что схемы контуров третьего порядка не очень просты, их целесообразно использовать в некоторых случаях. Ниже показывается, что если на входе контура частота изменяется линейно (входная частота изменяется с постоянной скоростью), то контур второго порядка дает установившуюся погрешность фазы или динамическое отставание. Контур третьего порядка со схемой фильтра, который состоит из двух активных последовательно расположенных интеграторов (рис. 3.4, а), приводит к нулевому динамическому от-

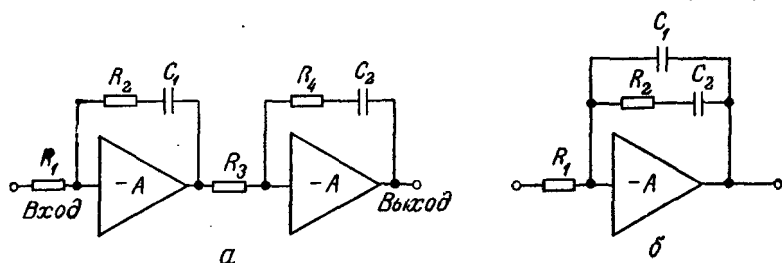


Рис. 3.4. Используемые конфигурации фильтров для контура третьего порядка.

а)  $F(s) = (s\tau_2 + 1)(s\tau_4 + 1) / (s^2\tau_1\tau_3)$ ,  $\tau_1 = C_1R_1$ ,  $\tau_2 = C_1R_2$ ,  $\tau_3 = C_2R_3$ ,  $\tau_4 = C_2R_4$ ;

б)  $F(s) \approx (s\tau_2 + 1) / [s\tau_1(s\tau_3 + 1)]$ ,  $C_1 \ll C_2$ ,  $\tau_1 = R_1C_2$ ,  $\tau_2 = R_2C_2$ ,  $\tau_3 = R_2C_1$ .

ставанию, что является определенным преимуществом.

Передаточная функция этой схемы определяется выражением

$$H(s) = \frac{K(s\tau_2 + 1)(s\tau_4 + 1)}{s^3\tau_1\tau_3 + s^2K\tau_2\tau_4 + sK(\tau_2 + \tau_4) + K}. \quad (3.13)$$

На рис. 3.4, б показан еще один фильтр, используемый в контуре третьего порядка. Без конденсатора  $C_1$  этот фильтр похож на фильтр, показанный на рис. 3.2, в. Конденсатор иногда добавляют для обеспечения дополнительного затухания в схеме на высоких частотах.

Передаточная функция дается выражением

$$H(s) = \frac{K(s\tau_2 + 1)}{s^3\tau_1\tau_2 + s^2\tau_1 + Ks\tau_2 + K}. \quad (3.14)$$

Сравним затухание этой передаточной функции на высоких частотах ( $\alpha 1/s^2$ ) с таким же в контуре второго порядка ( $\alpha 1/s$ ).

В отличие от контура второго порядка, который является безусловно устойчивым, обеспечение устойчивости в контуре третьего порядка является важной задачей.

### 3.16. Шумовые характеристики

**Шумовая полоса.** Чрезвычайно важной характеристикой схемы является шумовая полоса. Если фаза сигнала на входе фазового детектора модулируется белым шумом с равномерным спектром  $\Phi$ , то шум на выходе ГУН определяется выражением

$$P_{\text{ш. вых}} = \frac{\Phi^2}{2\pi} \int_0^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega.$$

Интеграл в указанном уравнении представляет ширину полосы частот шума на выходе и определяется как шумовая полоса контура следующим образом:

$$B = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega = \frac{\omega_n}{2} (\zeta + 1/4\zeta) \quad (3.15)$$

в герцах для контура второго порядка с высоким усилением.

Для заданной частоты  $\omega_n$  полоса  $B$  оказывается минимальной тогда, когда  $\zeta$  лежит в пределах 0,4—0,8.

Эффективная добротность  $Q$  контура определяется по формуле

$$Q_{\text{эфф}} = f_0/(2B), \quad (3.16)$$

где  $f_0$  — частота самовозбуждения ГУН. Чувствительность ГУН к любому шуму, модулирующему вход, зависит от эффективной добротности, а не от добротности параллельного резонансного контура в ГУН. Например, в генераторе с кварцевой стабилизацией частоты добротность может быть очень высокой ( $>10^4$ ), но эффективная добротность контура составит только около  $10^3$ . Поэтому шумовая полоса частот на выходе будет  $\pm f/B$ .

Критерий выбора шумовой полосы при разработке контура ФАП зависит от сферы ее применения. Такие схемы ФАП обычно бывают двух типов — со слежением за несущей частотой и со слежением за модулирующим сигналом. Схемы слежения за несущей предназначены для восстановления чистой несущей частоты или тактов из входного сигнала, который может иметь частотную или фазовую модуляцию или значительный шум, и поэтому должны иметь возможно узкую полосу пропускания. С другой стороны, схемы ФАП слежения за модулирующим сигналом предназначены работать в качестве фазовых детекторов (дискриминаторов), где на выходе фильтра должна воспроизводиться основная полоса частот, фаза или частота модуляции несущей. В этих применениях ширина полосы пропускания схемы должна быть больше, чем самая высокая модулирующая частота.

**Шумовой порог.** Допустим, что, несмотря на шум на входе, контур ФАП находится в режиме захвата, а характеристики нижних частот контура, выведенные из линейных передаточных функций [выражение (3.15)], выбраковывают полосу частот шума. Однако если шум на входе очень сильный и превышает порог [входное отношение сигнал/шум (С/Ш) меньше, чем критическое значение], то контур начинает проскакивать циклы, а если С/Ш становится даже меньше, то контур в конце концов может выйти из режима захвата. Работа контура при таких условиях становится сильно нелинейной, и снижение шума, определяемое концепцией шумовой полосы частот, больше не имеет места.

Шумовой порог зависит от структуры контура, особенно от характеристик фазового детектора и фильтра. Мы попытаемся оценить шумовой порог для контура в предположении, что фазовый детектор имеет выходную пилообразную характеристику, как показано на рис. 3.5. Мы рассмотрим различные типы фазо-

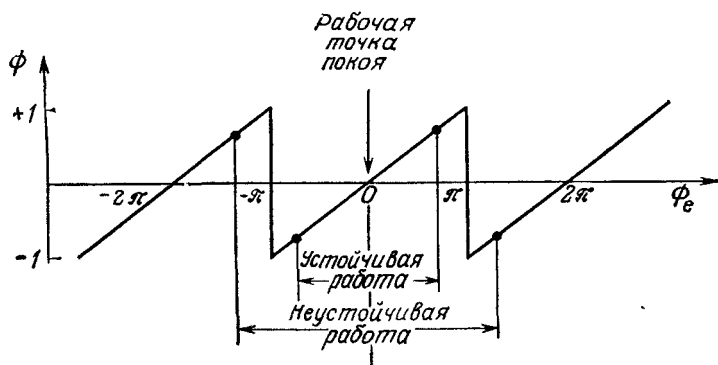


Рис. 3.5. Шумовой порог в фазовом детекторе с пилообразной характеристикой.

вого детектора и его выходные характеристики, включая пилообразную, в разд. 3.3. Предположим, что в установившемся состоянии  $\phi_e = 0$ , но из-за шума на выходе величина  $\phi_e$  колеблется около своей точки покоя.

Если такое отклонение  $\phi_e$  меньше  $\pm\pi$ , то рабочая точка возвратится в свою точку покоя. Если, однако,  $\phi_e$  благодаря шумовым выбросам превысит  $\pm\pi$ , то контур проскакивает цикл и устанавливается в новой рабочей точке покоя  $2\pi$  или  $-2\pi$ . В условиях сильного шума может быть сразу несколько проскакиваний и в конце концов контур может совсем потерять режим захвата,

Характеристики контура при наличии входного шума зависят не только от величины шума, но и от его частотного спектра. Из уравнения (3.6) видно, что взаимосвязь ошибки фазы  $\phi_e$  с входной фазой  $\phi_{вх}$  является, по существу, функцией верхних частот. Если частота находится в полосе пропускания контура, то выходная фаза будет следовать за входом, а  $\phi_e$  будет равна 0. В этом случае относительно большой входной шум не будет влиять на контур. Однако вне полосы пропускания выходная фаза не может следовать за входом ( $\phi_e$  приблизительно равна  $\phi_{вх}$ ) и шумовой порог на входе будет соотноситься с характеристиками фазового детектора, как рассмотрено выше.

### 3.1в. Погрешности слежения и установившегося режима

Свойства слежения системы ФАП указывают на фазовую погрешность  $\phi_e$  вследствие изменения фазы на входе  $\phi_{вх}$ .

Из выражения (3.6) можно заметить, что

$$\phi_e(s) = [s/(s + KF(s))] \phi_{вх}(s).$$

При изменении фазы на входе  $\phi_{вх}(s)$  установившееся напряжение погрешности определяется (данный контур остается в режиме захвата) выражением

$$\phi_e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left[ \frac{s}{s + KF(s)} \phi_{вх}(s) \right] \quad (3.17)$$

Фаза на входе может изменяться из-за ступенчатого изменения входной фазы  $\phi_{вх}(s) = \phi_{вх}/s$ , ступенчатого изменения входной частоты  $\Delta\omega$ :  $\phi_{вх}(s) = \Delta\omega/s^2$  и линейного изменения входной частоты  $\Delta\dot{\omega}$ :  $\phi_{вх}(s) = \Delta\dot{\omega}/s^3$ . Реакция схемы на эти изменения зависит от порядка контура.

Ступенчатые изменения входной фазы дадут нулевую фазовую ошибку для контуров всех трех порядков.

При ступенчатом изменении входной частоты  $\omega$  фазовая ошибка для контуров всех трех порядков определяется формулой

$$\phi_e = \omega/[KF(0)] = \Delta\omega/K_v, \quad (3.18)$$

где  $K_v$  — коэффициент передачи контура по постоянному току.

Коэффициент передачи по постоянному току активных фильтров обычно очень высок, и поэтому установившаяся фазовая ошибка из-за ступенчатого изменения частоты на входе пренебрежимо мала. При этом ГУН переходит на новую частоту без существенной фазовой ошибки.

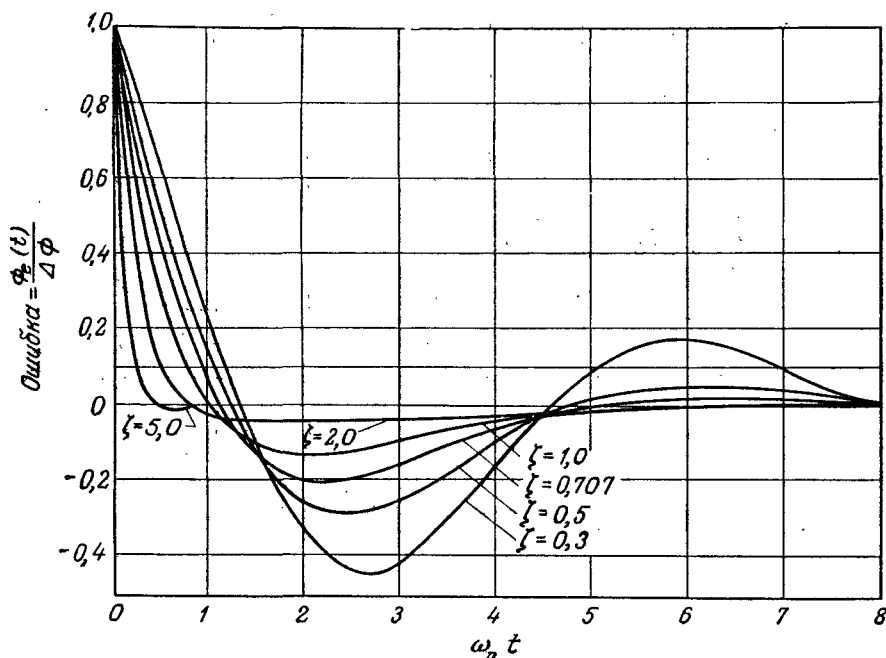


Рис. 3.6. Переходная характеристика фазовой ошибки  $\phi_e(t)$  при ступенчатом изменении входной фазы  $\Delta\phi$ .

При линейном изменении частоты  $\Delta\omega$  на входе установившаяся фазовая ошибка определяется из выражения

$$\phi_e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\Delta\omega}{s \rightarrow 0} \frac{1}{s[s + K F(s)]}. \quad (3.19)$$

В этом случае фазовая ошибка будет не равна 0 для контуров первого и второго порядков, но будет равна 0 для контура третьего порядка с функцией  $F(s)$ , полученной из выражения  $F(s) = G(s)/s^2$  (см. рис. 3.4, а). Это важное преимущество контура третьего порядка такого типа.

Таблица 3.1. Установившиеся фазовые ошибки в контурах ФАП

| Изменение на входе            | Изменение на выходе     |                                 |                |
|-------------------------------|-------------------------|---------------------------------|----------------|
|                               | Первый порядок          | Второй порядок                  | Третий порядок |
| Ступенчатое изменение фазы    | 0                       | 0                               | 0              |
| Ступенчатое изменение частоты | $\Delta\omega/K$        | 0                               | 0              |
| Линейное изменение частоты    | $\Delta\dot{\omega}t/K$ | $\Delta\dot{\omega}/\omega_n^2$ | 0              |



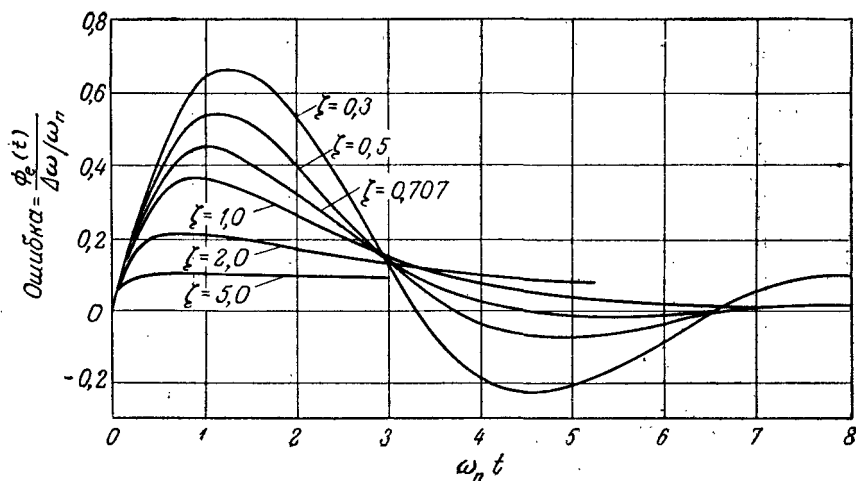


Рис. 3.7. Переходная характеристика фазовой ошибки  $\phi_e(t)$  при ступенчатом изменении входной частоты  $\Delta\omega$ .

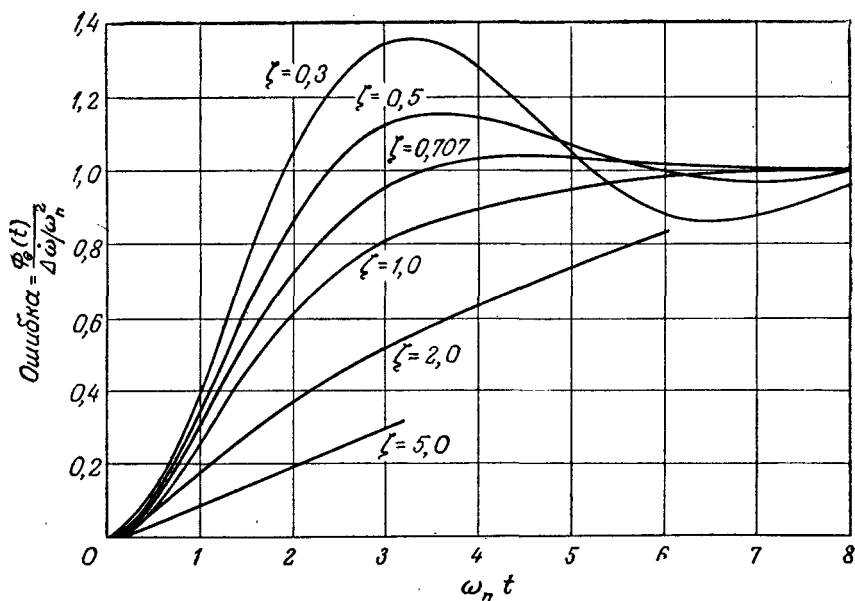


Рис. 3.8. Переходная характеристика фазовой ошибки  $\phi_e(t)$  при линейном изменении входной частоты  $\Delta\dot{\omega}$ .

Передаточные характеристики этих контуров трех типов сведены в табл. 3.1.

Переходный процесс в контуре, когда происходит внезапное изменение на входе, также важен при проектировании ФАП. Переходную характеристику можно вывести из уравнения (3.6). Рис. 3.6—3.8 иллюстрируют ответную реакцию канала контура второго порядка с высоким усилением на различные изменения входа, рассмотренные выше. Одно важное заключение вытекает из анализа этих кривых: чем меньше собственная частота  $\omega_n$ , тем дольше контур выходит на установившееся значение (при оптимальном выборе затухания  $\sim 0,7$ ).

### 3.1г. Установление

Как отмечалось выше, все рассмотрение основывалось на допущении, что контур ФАП находится в режиме захвата. Установление — это процесс приближения частоты автоколебания ГУН к поступающей на вход частоте. Как было замечено выше, поведение контура вне режима захвата нелинейно и очень сложно, и поэтому математический анализ процесса установления также очень сложен. Однако изучение физической работы контура вне режима захвата поможет нам разобраться в этом вопросе.

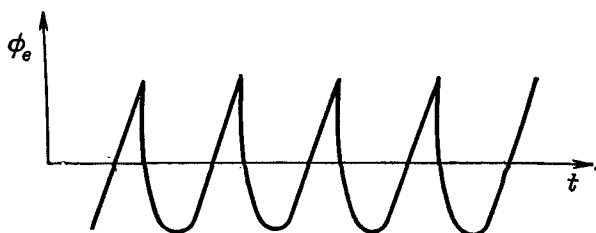


Рис. 3.9. Сигнал на выходе фазового детектора в отсутствие синхронизации при частотном биении между входной частотой и частотой ГУН.

На рис. 3.9 показан выходной сигнал фазового детектора в отсутствие синхронизации при частоте биений  $\Delta f = f_1 - f_0$ , где  $f_1$  — входная частота, а  $f_0$  — частота ГУН. Частота ГУН есть собственная частота, модулируемая частотой биений, и это обуславливает сильную асимметрию формы выходного сигнала.

Рассмотрим случай, когда  $\Delta f$  значительно меньше ширины полосы пропускания фильтра. Сигналы с выхода фазового детектора пройдут фильтр, не затухая, и размах напряжения на выходе фильтра превысит максимальный диапазон управляющего напряжения, на который рассчитана схема. Поскольку при этом напряжение на выходе достигает значения, которое делает

частоту ГУН равной входной, и правилен наклон указанного размаха (правильны либо положительный, либо отрицательный наклоны для работы следящей системы), ГУН автоматически подстраивается под входную частоту, не совершая никаких циклических поисковых процессов. Максимальная разница между входной частотой и средней частотой ГУН, для которой в контуре устанавливается автоподстройка без циклического поиска, называется полосой захвата контура  $\Delta f_z$ . Его можно выразить следующим образом:

$$\Delta f_z = \frac{1}{\pi} \xi \omega_n, \quad \Delta f_z < B, \quad (3.20)$$

где  $B$  — ширина полосы контура. Для большей полосы захвата ширина полосы контура должна быть также большой.

Если частота биений значительно выше, чем ширина полосы контура, то на выходе фильтра сигнал будет очень малым, не будет модуляции частоты на выходе ГУН и схема никогда не будет синхронизирована. Однако на некоторых промежуточных входных частотах (вне полосы захвата) будет появляться на выходе фильтра конечный сигнал, возможно даже не охватывающий максимальное управляющее напряжение. Из рис. 3.9 видно, что при этих условиях на выходе фазового детектора будет присутствовать ограниченная постоянная составляющая. Если используется активный фильтр, то емкость интегратора будет медленно заряжаться, а смещающее напряжение при этом будет увеличиваться. Если направление этого напряжения правильно и входная частота находится в пределах допустимого диапазона ГУН, то контур будет медленно переходить в режим захвата. Максимальная разница между входной частотой и частотой ГУН, для которой в конце концов осуществляется режим захвата, называется полосой удержания  $\Delta f_y$ .

Процесс удержания обычно медленный, и он произойдет только тогда, когда направление постоянного напряжения правильно. Правильно спроектированная схема ФАП поэтому не должна зависеть от явления удержания, однако она должна иметь полосу захвата, которая будет соответствовать максимальной ожидаемой разнице между входной частотой и частотой ГУН. Это является самой трудной задачей в разработке ФАП. В большинстве применений требуется, чтобы ширина полосы контура была мала для получения чистого выхода ГУН при наличии большого входного шума. С другой стороны, большая полоса захвата требует широкой полосы контура. Во многих приложениях это приводит к необходимости использования дополнительных устройств и достижения с их помощью установления контура.

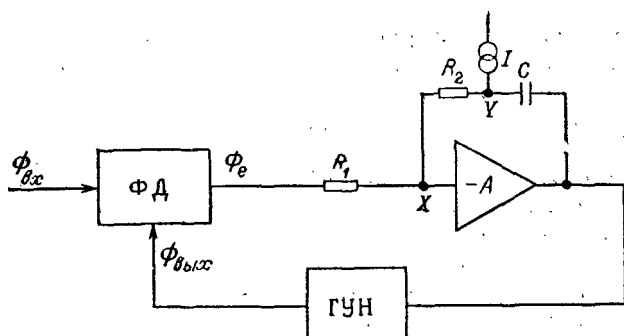


Рис. 3.10. Установление методом развертки.

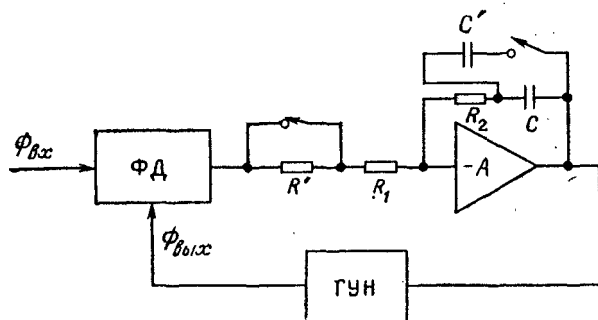


Рис. 3.11. Метод изменения ширины полосы для специального установления.

**Специальное установление.** Во многих применениях, особенно при восстановлении несущей радиочастоты, центральная частота ГУН может отличаться от входной частоты достаточно сильно из-за чувствительности схемы автогенератора к разбросу величин элементов. Центральная частота ГУН (обычно в каскаде промежуточной частоты) может составлять от 30 до 70 МГц, а ее смещение относительно входной частоты может быть максимум 100 кГц. Ширина полосы любой практической схемы ФАП обычно намного меньше и может быть порядка 1 кГц. Поэтому становится необходимым использование внешних устройств для достижения установления. Еще один пример — схема восстановления синхронизации в системе передачи данных, которая часто требует ФАП с чрезвычайно узкой полосой пропускания для реализации свободных от джиттера тактов синхронизации. Здесь дополнительные средства являются также необходимыми для достижения установления контура.

Существует три метода, которые в основном используются для специального установления.

**Метод развертки.** На рис. 3.10 показан принцип получения установления методом развертки. Как только постоянный ток поступает в емкость активного фильтра второго порядка, на выходе появляется пилообразное напряжение, которое вызывает развертку ГУН. Если скорость развертки выбрана правильно, то контур синхронизируется, когда ГУН достигнет входной частоты. Подачу тока следует прекращать после достижения режима захвата. После этого контур балансируется за счет компенсации фазовой ошибки. Заметим, что точкой подачи тока для получения пилообразного напряжения является точка  $Y$ . Иногда целесообразно подавать ток в точку суммирования  $X$ , на которую подается фиксированный потенциал. Ступенчатый ток (если он включается или выключается в точке  $X$ ) вызывает ступенчатое изменение выходного напряжения из-за демпфирующего резистора  $R_2$ . Неожиданное изменение выходного напряжения, когда подача тока прекращается после достижения режима захвата, может вызвать повторную потерю синхронизации схемы. Поэтому, если ток подается в точку  $X$ , его следует плавно включать или выключать.

**Изменение ширины полосы фильтра.** Рис. 3.11 иллюстрирует другой метод достижения установления. Ширина полосы контура, а значит, и полоса захвата велики вне режима синхронизации. Когда синхронизация достигнута, ширина полосы уменьшается очень значительно. Ширину полосы можно уменьшить коммутацией элементов  $R'$  или  $C'$ . Максимально допустимое значение  $R_1 + R'$  ограничивается входным током операционного усилителя. Сигнальный ток через  $R_1$  должен быть много больше входного тока. Если ширина полосы управляется коммутацией  $C'$ , то подключение должно производиться через переменный резистор, значение которого должно постепенно уменьшаться до нуля. Это исключает возможность неожиданного изменения выходного напряжения, которое может произойти при подключении или отключении емкости.

**Метод частотного детектора.** По-видимому, наиболее эффективным методом специального установления оказывается использование частотного детектора (ЧД) параллельно с фазовым детектором, как показано на рис. 3.12. Сигналы с выходов фазового и частотного детекторов суммируются, проходят через фильтр и затем поступают на ГУН. При отсутствии синхронизации выходной сигнал частотного детектора (предпочтительнее с постоянной составляющей) представляет собой управляющее напряжение для ГУН, которое помогает достичь установления. Когда синхронизация достигнута, сигнал на выходе частотного детектора становится равным нулю, и фазовый детектор управляет контуром, как при обычной работе ФАП.

На рис. 3.12 показаны фазовый и частотный детекторы, которые работают на один и тот же фильтр. Если используется активный фильтр второго порядка, то это может оказаться невыгодным, так как демпфирующий резистор замедляет установ-

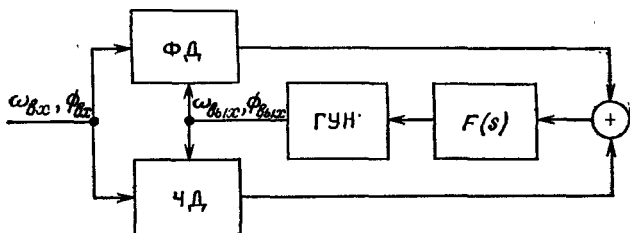


Рис. 3.12. Фазочастотный контур синхронизации. (ЧД — частотный детектор.)

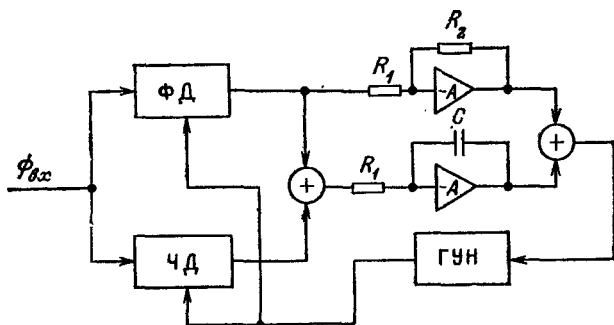


Рис. 3.13. Усовершенствованная фазочастотная схема синхронизации.

ление с помощью частотного детектора. В этом случае может пригодиться рассмотренная выше конфигурация (рис. 3.2, г) с интегрированием и пропорциональностью. На рис. 3.13 показана схема фазочастотной синхронизации, где сигнал с выхода частотного детектора проходит только через интегральную часть фильтра, а фазовый детектор использует пропорциональное и интегральное фильтрование.

В качестве частотного детектора можно использовать схему типа «дискриминатора» (детектор отношений). Однако этот тип детектора не очень удобен для контура, рассмотренного выше. Во многих практических разработках использовался частотный детектор под названием «квадрокоррелятор» (рис. 3.14).

Входной сигнал ( $\sin \omega_0 t$ ) разделяется на две параллельные ветви:  $I$  (синфазная) и  $Q$  (квадратурная). В ветви  $I$  входной сигнал умножается непосредственно на сигнал с выхода ГУН ( $\cos \omega_0 t$ ), а в ветви  $Q$  — на сигнал с выхода ГУН после сдвига

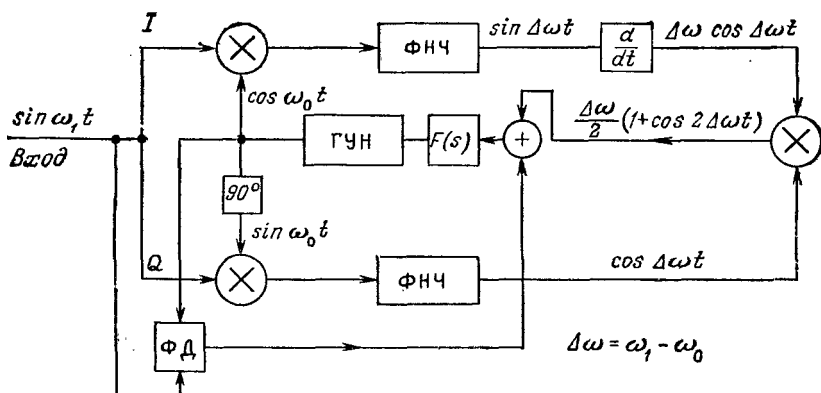


Рис. 3.14. Квадрокоррелятор, используемый в качестве частотного детектора, работающего в паре с фазовым детектором.

фазы на  $90^\circ$  ( $\sin \omega_0 t$ ). Сигналы на выходах перемножителей будут содержать одновременно сумму и разность частот; фильтры нижних частот (ФНЧ) в каждой ветви спроектированы так, чтобы пропускать только компоненты разности частот ( $\sin \Delta\omega t$  и  $\cos \Delta\omega t$  соответственно,  $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_0$ ). Сигнал ветви  $I$  с выхода ФНЧ дифференцируется, а затем продифференцированный сигнал умножается на сигнал с выхода ФНЧ ветви  $Q$ . На выходе этого перемножителя имеется постоянная составляющая, пропорциональная разности частот  $\Delta\omega$ , которая используется для получения установления.

Несмотря на то что сигнал на входе квадрокоррелятора представлен синусоидой, данная схема используется и для сигналов типа случайных входных данных. Прямоугольные информационные импульсы имеют частоту следования меньше, чем частота тактового детектора, и появляются случайно (не присутствуют в каждом периоде). Сущность этого типа данных будет обсуждаться в разд. 3.4. Это дает явное преимущество по сравнению с обычными дискриминаторами, где входной сигнал должен быть непрерывным. Два перемножителя на входе схемы рис. 3.14 будут вырабатывать входной сигнал только тогда, когда в данных чередуются нули и единицы. Поэтому, если спектр случайных данных содержит частоту тактового генератора, то ГУН синхронизируется на эту частоту.

К недостаткам квадрокоррелятора следует отнести то, что он требует аналогового перемножителя и, возможно, слишком много компонентов. В разд. 3.3 мы рассмотрим другие частотные детекторы, реализованные в цифровой форме. Тем не менее читателя приглашаем ознакомиться с очень интересной структурой квадрокоррелятора. Эта конфигурация, где входной сигнал ум-

ножается на синфазный сигнал и на квадратурный сигнал с выхода ГУН, использовалась в различных видах для разных целей при разработке схем фазовой автоподстройки. Другим примером этой конфигурации является описываемый в разд. 3.2 контур Костаса, который используется для восстановления несущей в системах радиосвязи. Еще один пример — квадратурный фазовый детектор — кратко описывается ниже.

### 3.1д. Квадратурный фазовый детектор

На рис. 3.15 иллюстрируется принцип работы квадратурного фазового детектора. Как и ранее, входной сигнал синфазно и квад-

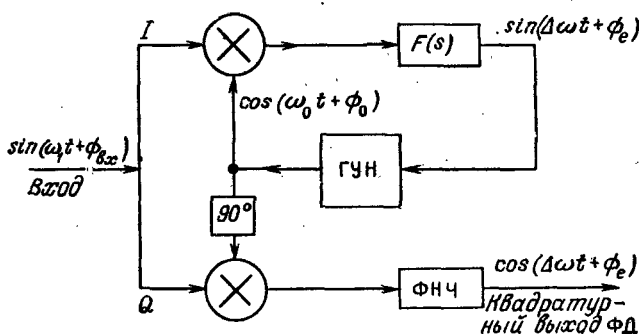


Рис. 3.15. Схема квадратурного фазового детектора.

ратурно умножается на выходной сигнал ГУН в  $I$ - и  $Q$ -ветвях соответственно. Выход ветви  $I$  используется в качестве фазового детектора для синхронизации ГУН, как показано. Когда схема не синхронизирована, на выходах обоих фильтров напряжение будет изменяться с частотой биения и не будет иметь постоянной составляющей.

При синхронизации выходной сигнал ветви  $I$  пропорционален  $\sin \phi_e$  ( $\sim \phi_e$ , если  $\phi_e$  мало). Это объясняет, почему ветвь  $I$  можно использовать как фазовый детектор для контура ФАП. При этих же условиях выходной сигнал ветви  $Q$  пропорционален  $\cos \phi_e$  ( $\sim 1$ , если  $\phi_e$  мало). Поэтому, если ширина полосы ФНЧ в ветви  $Q$  будет узкой, то выходной сигнал этой ветви будет близок к нулю вне синхронизации, а при синхронизации будет постоянное напряжение.

Этот выход иногда использовался для определения, есть ли синхронизация в контуре ФАП. Квадратурный фазовый детектор также используется как важный класс практических схем, называемых тональными дешифраторами, в тех случаях, когда надо



обнаружить, содержит ли входной сигнал одну или больше частот. Тональные дешифраторы будут рассмотрены в этой главе позже.

## 3.2. ДРУГИЕ ТИПЫ КОНТУРОВ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ

Исследованные выше обычные схемы фазовой синхронизации использовались в большинстве применений, нужных для ФАП. В этом разделе мы рассмотрим некоторые типы контуров фазовой синхронизации, которые используются для специальных целей. Например, контур Костаса [5] широко используется для восстановления несущей в синхронных системах связи, где входной спектр может не нести энергии на несущей частоте. Обычная ФАП не выделяет несущую частоту, если спектр входного сигнала не имеет относительно высокую энергию на этой частоте. Также в очень низкоскоростных системах передачи данных использование обычной ФАП для выделения тактовой частоты может рассматриваться как неэкономичное, а существенно более простые цифровые фазовые синхронизаторы могут быть экономичнее в этих случаях.

### 3.2а. Контур Костаса для восстановления несущей

В синхронных системах связи информация передается путем модуляции несущей сигналом с базовой полосой частот (амплитуда, частота или фаза несущей могут модулироваться). Хорошо известно, что в приемнике базовая полоса частот сигнала может восстанавливаться путем преобразования модулированного сигнала с восстановленной несущей. (В диапазоне радиочастот демодуляция обычно имеет место на промежуточной частоте, а не на высокой несущей частоте.)

Для примера рассмотрим амплитудно-модулированный сигнал с подавленной несущей. Модуляция сигналом с базовой полосой частот обычно происходит в полосе частот, но для простоты рассмотрим модуляцию единичным тоном (одной частотой).

Если  $\omega_c$  — несущая частота и  $\omega_m$  — частота модуляции, то модулированную несущую можно представить в виде

$$m(t) = \sin \omega_m(t) \sin \omega_c t = \frac{1}{2} [\cos (\omega_c - \omega_m) t - \cos (\omega_c + \omega_m) t]. \quad (3.21)$$

Ясно поэтому, что модулированная несущая не имеет составляющей несущей частоты  $\omega_c$  и обычная схема ФАП не может синхронизироваться на этой частоте.

Для демодуляции сигнала предположим, что имеем восстановленную несущую в соответствующей фазе; перемножим модулированный сигнал с восстановленной несущей:

$$m(t) = \sin \omega_m t \sin \omega_c t = \sin \omega_m t [(1 + \cos 2\omega_c t)/2] = \\ = 1/2 \sin \omega_m t + 1/2 \sin \omega_m t \cos 2\omega_c t. \quad (3.22)$$

Если этот демодулированный сигнал пропустить теперь через фильтр нижних частот, который подавляет высокочастотные составляющие с частотой около  $2\omega_c$ , то исходный модулирующий сигнал  $\omega_m$  будет получен на выходе фильтра.

Восстановление несущей в приемнике обычно выполняется одним из двух методов, т. е. возведением в квадрат модулированного сигнала или использованием схемы фазовой автоподстройки Костаса. Читатель должен оценить, что эти методы полезны главным образом в системах связи с подавленной несущей (типа рассматриваемой), с одной боковой полосой, с частотной или фазовой манипуляцией. Если передаваемый сигнал содержит компоненту несущей, то ее восстановление производится простым фильтром с узкой полосой пропускания.

Если  $m(t)$  в выражении (3.21) возведем в квадрат, то получим

$$m(t)^2 = \sin^2 \omega_m t \sin^2 \omega_c t = 1/4 (1 + \cos 2\omega_m t) (1 + \cos 2\omega_c t). \quad (3.23)$$

После возведения в квадрат выходной сигнал будет содержать составляющую с удвоенной несущей частотой  $\cos 2\omega_c t$ . Эта составляющая может быть отфильтрована и разделена на 2, в результате чего будет получена восстановленная несущая частота.<sup>1)</sup> Заметим, что процесс деления вводит в восстановленную несущую фазовую неопределенность  $\pm\pi$ .

Контур Костаса (рис. 3.16) представляет собой очень заманчивый альтернативный метод для восстановления несущей. Заметим, что данная схема очень похожа на схему квадрокоррелятора для частотного детектирования, рассмотренную выше.

Входной сигнал разделяется на параллельные ветви  $I$  и  $Q$ , где перемножается с синфазным  $\cos(\omega_c t + \phi_0)$  и квадратурным выходными сигналами ГУН. После прохождения через фильтр нижних частот выходной сигнал ветви  $Q$  будет иметь вид  $\sin \omega_m t \cos \phi_e$ , а выходной сигнал ветви  $I$  — вид  $\sin \omega_m t \sin \phi_e$ . Эти два сигнала снова перемножаются для получения сигнала на выходе фазового детектора:

$$\text{Выходной сигнал} = 1/2 \sin^2 \omega_m t \sin 2\phi_e = 1/4 (1 + \cos 2\omega_m t) \sin 2\phi_e. \quad (3.24)$$

<sup>1)</sup> В отечественной литературе известна как схема Пистолькорса. — *Прим., ред.*

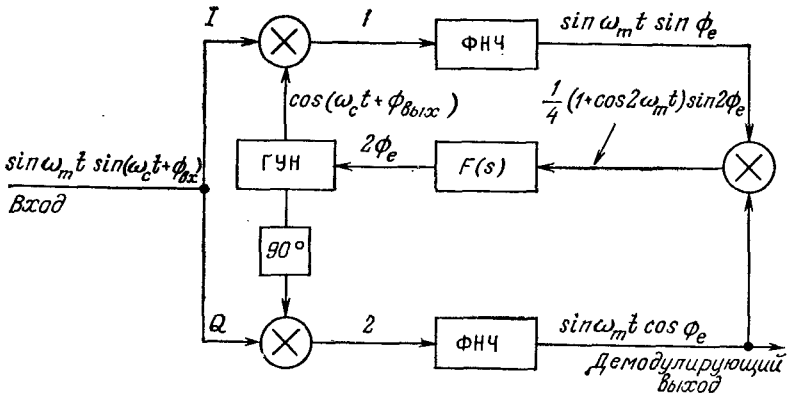


Рис. 3.16. Контур Костаса для восстановления несущей.

Контурный фильтр подавляет высокочастотные составляющие, и его выходной сигнал пропорционален  $\sin 2\phi_e$ , и если  $\phi_e$  мала, то выходной сигнал фильтра просто пропорционален  $2\phi_e$ . Этот сигнал очень похож на выходной сигнал фильтра в обычном контуре. Серводействие схемы будет иметь тенденцию сделать  $\phi_e = 0$  (исключая любое установившееся смещение).

Заметим, что выходной сигнал ветви  $Q$  является демодулированным сигналом и что ветви  $I$  и  $Q$  действуют параллельно как фазовый детектор. Контур Костаса поэтому объединяет в себе функции восстановления несущей и демодуляции. В методе с возведением сигнала в квадрат демодуляция реализуется отдельно. Так как выход фазового детектора пропорционален  $\sin 2\phi_e$ , это не позволяет различать фазовые ошибки между  $\pm\pi$  или  $\pm(\pi \pm \phi_e)$ . Отсюда эта фазовая неопределенность  $\pm\pi$  в восстановленной несущей, как в схеме перемножителя. Во многих применениях, например в телефонии, изменение фазы на  $180^\circ$  не важно. Однако при передаче данных в результате изменения фазы на  $180^\circ$  в одном случае нуль будет восприниматься как нуль, а в другом случае нуль будет восприниматься как единица. Поэтому в практике передачи данных перед передачей данные кодируются таким образом, чтобы принимаемые данные могли быть поняты правильно, несмотря на неопределенность фазы восстановленной несущей.

Мы упоминали ранее, что схема восстановления несущей, используя контур Костаса, требует внешней помощи во время начального установления. Для этого обычно используется метод развертки. Относительно просто добавить частотный детектор в контур Костаса. Выходы от двух фильтров нижних частот в ветвях  $I$  и  $Q$  можно далее обрабатывать для построения квадро-

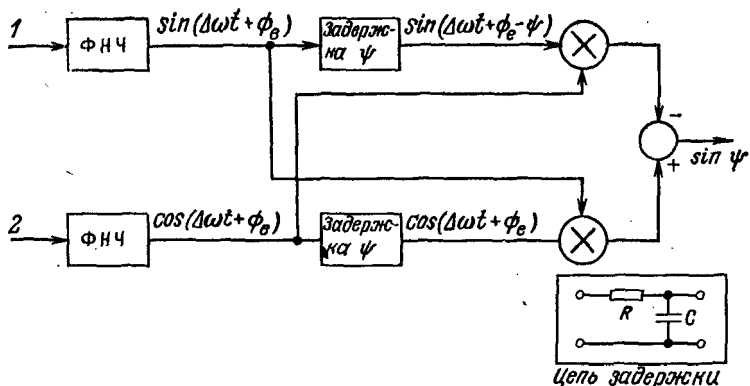


Рис. 3.17. Частотный детектор для использования с контуром Костаса.

коррелятора. Однако дифференцирующая цепочка в ветви  $I$  квадрокоррелятора имеет частотную характеристику фильтра верхних частот и, вероятно, изменяет характеристику схемы при наличии высокого входного шума. Альтернативное устройство показано на рис. 3.17.

В схеме сигналы разделенных ветвей  $I$  и  $Q$ , как и в контуре Костаса, попадают на входы фильтров. Ради простоты предположим, что входной сигнал не имеет модуляции и задается в форме

$$\sin(\omega_c t + \phi_i) = \sin[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \phi_i],$$

где  $\omega_0$  — частота ГУН и  $\Delta\omega = \omega_c - \omega_0$ .

Выходной сигнал ФНЧ ветви  $Q$  это  $\cos(\Delta\omega t + \phi_e)$ , а выходной сигнал ветви  $I$  это  $\sin(\Delta\omega t + \phi_e)$ . Выходные сигналы каждой ветви задерживаются на малый угол  $\psi$ , и задержанные выходные сигналы каждой ветви умножаются на выходные сигналы ФНЧ противоположной ветви. Разница между двумя выходами перемножителей есть частотно-детекторный выход

$$\begin{aligned} \text{Выходной сигнал} &= \sin(\Delta\omega t + \phi_e) \cos(\Delta\omega t + \phi_e - \psi) - \\ &\quad - \cos(\Delta\omega t + \phi_e) \sin(\Delta\omega t + \phi_e - \psi) \cong \sin \psi. \end{aligned} \quad (3.25)$$

Если задержка в схеме выполняется с одиночным звеном  $RC$ -фильтра, показанным на рис. 3.17, то выходной сигнал частотного детектора будет иметь вид

$$\text{Выходной сигнал} = \Delta\omega RC / \sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2} \cong \Delta\omega RC, \quad (3.26)$$

если  $\omega RC \ll 1$ . Поэтому выходной сигнал пропорционален разнице между входным сигналом и частотами ГУН. Этот выходной

сигнал может использоваться для специального установления с помощью суммирования с выходным сигналом фазового детектора, как показано на рис. 3.16.

Мы объяснили действие контура Костаса для выделения несущей в системах с амплитудной модуляцией. Этот контур может успешно использоваться для восстановления несущей в других системах и при других типах модуляции, а именно в системах с одной боковой полосой частот, с фазовой или частотной манипуляцией. Кроме того, этот контур можно соответственно усовершенствовать для выделения несущей в системах с четырехкратной или восьмикратной фазовой манипуляцией.

### 3.26. Цифровые схемы фазовой автоподстройки

Цифровые схемы фазовой автоподстройки являются дискретными во времени вариантами аналоговых схем ФАП, и много их различных форм было описано в литературе. Интересная и полезная конфигурация показана на рис. 3.18.

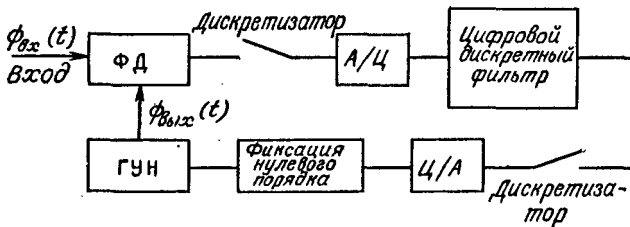


Рис. 3.18. Вариант схемы цифровой фазовой автоподстройки.

Фазовый детектор действует так же, как и в аналоговых схемах ФАП. Фазовая ошибка выбирается и квантуется в аналого-цифровой (А/Ц) цепи. Квантованная фазовая ошибка затем обрабатывается в цифровом дискретном фильтре. Дискретный выходной сигнал фильтра преобразуется в аналоговые отсчеты в цифро-аналоговой (Ц/А) цепи, а затем они запоминаются в фиксирующей цепи нулевого порядка, выход которой управляет частотой ГУН.

Эта схема может показаться слишком сложной для большинства применений. Однако использование цифрового фильтра делает этот тип схемы чрезвычайно полезным для некоторых специальных применений. Например, в цифровой сети связи очень стабильные эталонные часы (работающие на атомном источнике энергии) передают сигналы многим подсоединенным станциям, где местные часы подстраиваются к эталонным часам по их сигналам. Если по каким-либо причинам будет иметь место времен-

ное прерывание в передаче сигналов эталонных часов, желательно, чтобы подстраиваемая частота была очень близка к эталонной частоте в течение продолжительного периода времени (несколько дней). Если этого можно достигнуть, то в момент, когда вновь появятся эталонные сигналы, местная ФАП будет опять очень быстро синхронизирована к эталону, и никакое количество данных не будет потеряно. Для того чтобы местные часы не сбивались в отсутствие сигналов на входе, сигнал на выходе фильтра не должен меняться, т. е. интегратор в фильтре должен работать как память с очень большой постоянной времени. В аналоговом интеграторе величина постоянной времени ограничена утечкой тока интегрирующего конденсатора и тока смещения операционного усилителя. Цифровой интегратор не обладает этими недостатками и может действовать как соответствующая память для управляющего напряжения ГУН.

Таким образом, эта конфигурация ФАП является очень удобной в применении к созданию очень больших постоянных времени интегрирования.

### 3.2в. Цифровые фазовые синхронизаторы

Существует другой вариант ФАП, также относящийся к цифровым схемам ФАП, который значительно проще по структуре, чем изображенный на рис. 3.18. Чтобы избежать какой-либо путаницы в терминологии, мы назовем эту упрощенную цифровую ФАП цифровым фазовым синхронизатором.

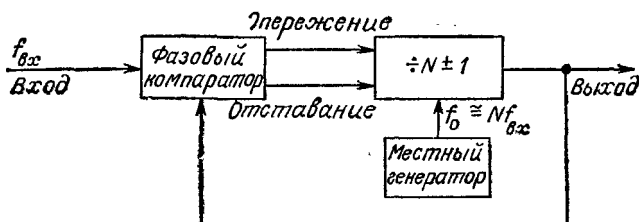


Рис. 3.19. Принцип действия цифрового фазового синхронизатора.

Принцип действия этого варианта ФАП поясняет рис. 3.19. Входную частоту обозначим через  $f_{вх}$ , а местную частоту генератора — через  $f_0$ , которая номинально равна  $Nf_{вх}$  (где  $N$  — целое число). Для получения тактовой частоты выходная частота генератора делится в делителе с переменным коэффициентом. Частота на выходе сравнивается с входной частотой, и если фаза входа относительно фазы выхода идет с опережением, то кратность деления уменьшается до  $N - 1$ . Однако, если входная

фаза отстает от выходной, кратность деления увеличивается до  $N + 1$ .

Если  $x$  равен отрезку времени, то кратность деления составляет  $N - 1$ , а если  $y$  равен отрезку времени, то кратность деления равна  $N + 1$ , тогда

$$f_{\text{вх}} = \frac{f_0}{x(N-1) + y(N+1)} = \frac{f_0}{N - x + y}, \text{ так как } x + y = 1. \quad (3.27)$$

Таким образом,

$$f_{\text{вх}} > f_0/N, \quad x > y;$$

$$f_{\text{вх}} < f_0/N, \quad x < y.$$

Данная схема работает как контур ФАП первого порядка, и существует на выходе джиттер в пределах одного периода ( $1/f_0$ ). Для обеспечения малого джиттера на выходе  $f_0$  и  $N$  должны быть большими (часто используется  $N = 64$ ).

На рис. 3.20 показаны схема цифрового фазового синхронизатора и его временные диаграммы. На рисунке показана схема получения местной тактовой частоты, которая синхронизируется принимаемыми данными в коде NRZ<sup>1)</sup> со скоростью 4800 Бод. Получаемые сигналы данных (точка *A*) характеризуются скруглением и джиттером из-за недостатков в канале и шума в приемном канале. Эти сигналы приемником ограничиваются (точка *B*) с сохранением джиттера. Положительные и отрицательные перепады в сигналах данных используются для создания очень узких отрицательных импульсов (точка *C*). Заметим, что этот процесс эквивалентен дифференцированию сигналов данных и перемене полярности всех положительных перепадов (т. е. дифференцирование и формирование прямоугольных импульсов). Спектр NRZ-данных не содержит составляющей на скорости передачи данных, но четкая составляющая появляется в спектре однопulse дифференцированных импульсов.

Частота местного генератора обычно составляет 307,2 кГц ( $2400 \times 64$ ), но она не синхронизирована с входными данными. Тактовые импульсы на выходе в точке *D* получаются при делении частоты генератора управляемым счетчиком. Отрицательные перепады (точка *C*) каждый раз устанавливают счетчик на нуль. В отсутствие этих импульсов сброса счетчик всегда будет делить на 64. Но импульсы сброса заставляют счетчик делить не на 64, а на большее или меньшее число. Стоит обратить внимание на следующие характеристики выходных тактовых импульсов в точке *D*.

<sup>1)</sup> NRZ (None Return to Zero) — код импульсов без возврата к нулю. Импульсы меняющихся направлений для последовательных битов «1» без изменения существующего состояния битов для битов «0». — *Прим. ред.*

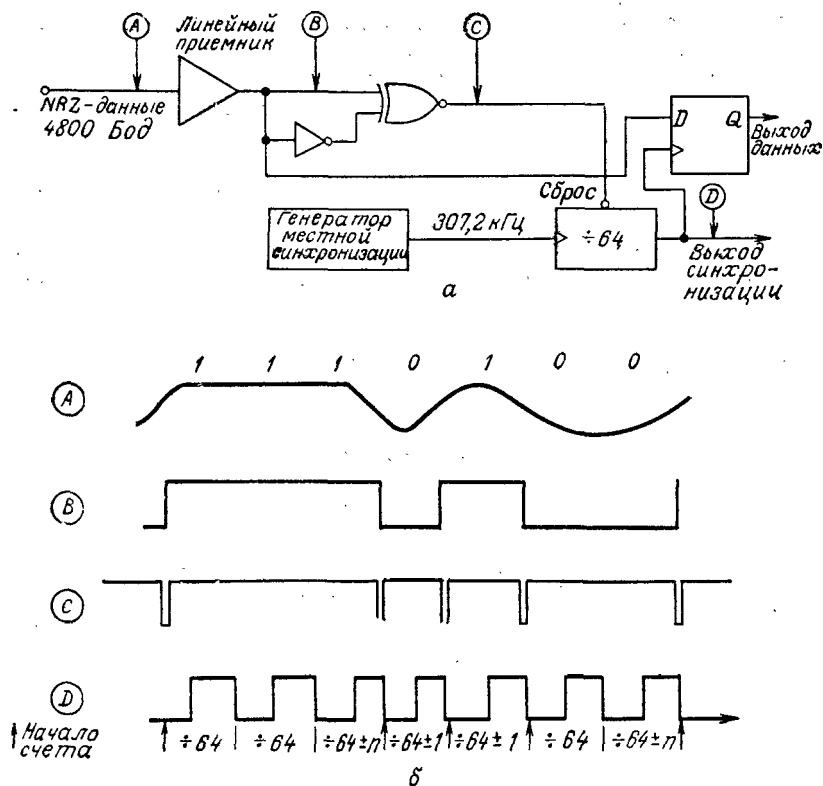


Рис. 3.20. Практическое выполнение цифрового фазового синхронизатора: схема (а); временная диаграмма (б).

1. Среднее число положительных и отрицательных переходов в секунду будет равно частоте передачи. Эти переходы могут быть использованы для дальнейшей обработки таких данных, как, например, смещение по времени или загрузка в буфер. Показанная схема будет в середине сигналов стробировать их и формировать данные.

2. Если есть один импульс сброса для каждого периода данных на входе (для входных данных вида 1 0 1 0...), то кратность деления будет близка к  $64 \pm 1, 2, \dots, N$  и будет зависеть от разности частот [ $64 \times (\text{скорость передачи})$  — частота местного генератора] и джиттера входных сигналов. Однако если существует последовательность единиц или нулей на входе, то в конце ее будет только один импульс сброса. Для периодов данных без импульсов сброса кратность деления будет равна точно 64, но импульс сброса в конце последовательности будет кончать



счет на  $64 \pm n$ , где  $n$  может быть большим, зависящим от количества единиц и нулей в последовательности. Схема в конце концов не сможет синхронизироваться, если последовательность слишком длинна (скажем, 25 единиц или нулей в ряду); поэтому важно для нормальной работы схемы ограничить число единиц или нулей в последовательности до максимального числа, скажем до 8. Но эта проблема является общей для всех схем формирования тактовых последовательностей от случайных входных данных. Поэтому NRZ-формат данных в чистом виде не подходит для передачи данных. Данные, закодированные по фазе, которые имеют хотя бы один переход за период данных, гораздо более подходящие как для передачи, так и для формирования тактовых импульсов.

### 3.2г. Автогенераторы с синхронизацией

Наконец, кратко опишем способ внешней синхронизации автогенератора. Хорошо известно, что, если небольшой внешний сигнал вводить в подходящую точку цепи обратной связи автогенератора и если частота внешнего сигнала очень близка к собственной частоте автогенератора, автогенератор синхронизируется по вводимой частоте. Объяснение этого явления основывается на том факте, что активный прибор в автогенераторе работает в нелинейной области его характеристик. Внешний сигнал сдвигает фазу напряжения обратной связи, но не меняет его амплитуду. Это изменяет частоту самовозбуждения, в результате чего изменяется фаза выходного напряжения. Процесс продолжается до тех пор, пока частота автогенератора не станет равной частоте управляющего сигнала.

За исключением некоторых потребительских схем, синусоидальные задающие автогенераторы редко используются в современных разработках. Однако внешняя синхронизация является очень удобным и распространенным способом синхронизации астабильного мультивибратора.

На рис. 3.21 показан простой астабильный мультивибратор, который спроектирован на возможность синхронизации по внешней частоте. Мультивибратор реализуется на КМОП-логических элементах ИЛИ-НЕ (серия CD4001). Собственная частота определяется элементами  $C$  и  $R$ , напряжением источника питания  $V_{DD}$  и амплитудой импульсов логики  $V_T$  ( $V_{DD}/2 \pm 40\%$ ). Спротивление  $10R$  развязывает напряжение в точке  $B$  от воздействия импульсов на входе прибора  $I$ .

Формы напряжения в различных точках схемы с учетом того, что напряжение в точке  $B$  изолировано от входных импульсов прибора  $I$ , показаны на рис. 3.21,

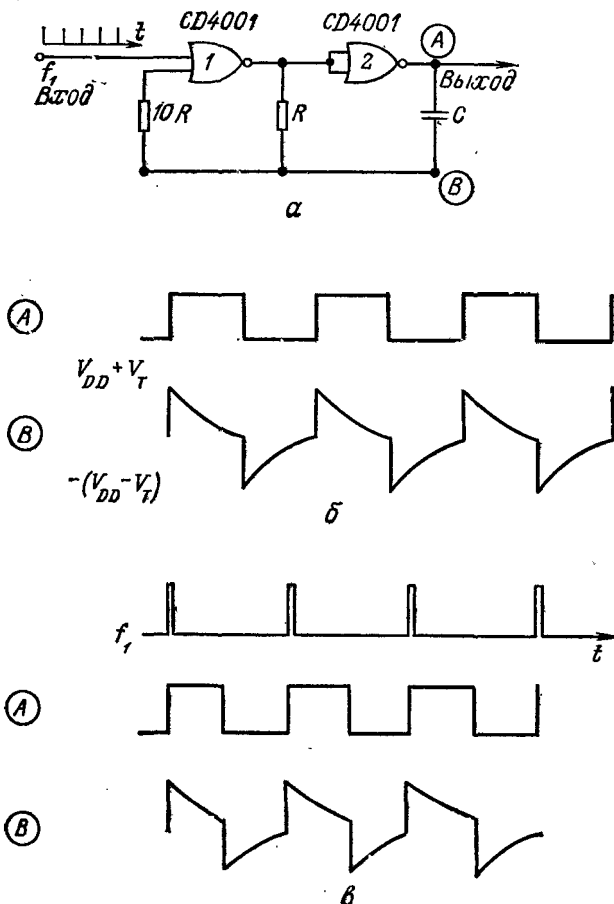


Рис. 3.21. Внешняя синхронизация астабильного мультивибратора. Схема (а); временная диаграмма самовозбуждения (б); временная диаграмма при синхронизации частотой  $f_1$  (в).

Частота колебаний получается равной

$$f_0 = 1/(t_1 + t_2), \quad (3.28)$$

где 
$$t_1 = RC \ln \frac{V_{DD} + V_T}{V_T}, \quad t_2 = RC \ln \frac{2V_{DD} - V_T}{V_{DD} - V_T}.$$

Формы напряжения изменяются, когда мультивибратор синхронизируется по внешнему сигналу частоты  $f_1$ , как показано на рисунке. Для нормальной работы частота внешнего сигнала  $f_1$

должна быть больше частоты колебаний  $f_0$ . Но существует и верхний предел  $f_1$  (около  $2f_0$ ), который не следует превышать для устойчивой работы схемы. Если частота на входе находится в допустимом диапазоне, то она автоматически обеспечивает самосинхронизацию мультивибратора в нужной рабочей точке.

Этот тип мультивибраторов целесообразно использовать в схемах, в которых требуется источник синхронизирующих импульсов (мультивибраторы могли бы синхронизироваться по внешнему сигналу, но были бы способны нормально работать в отсутствие сигналов от источника синхронизации). Примером, где такой источник тактовых импульсов может быть очень полезным, является преобразователь постоянного тока в переменный.

### 3.3. ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ СХЕМ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ

Прежде чем рассматривать некоторые практические схемы фазовой автоподстройки, стоит проанализировать их общие элементы, а именно фазовые детекторы, ГУН и факторы, определяющие выбор специфической составляющей для данного применения. Мы уже обсудили различные типы контурных фильтров и указали, что в большинстве практических разработок обычно выбирают активные фильтры второго порядка из-за их лучших характеристик.

#### 3.3а. Фазовые детекторы

В литературе описаны различные типы фазовых детекторов: фазовые детекторы с устройством выборки и хранения, фазовые детекторы типа дискриминаторов, фазовые детекторы с перемножением и цифровые фазовые детекторы.

Характеристики этих фазовых детекторов сильно изменяются и нет ни одного детектора, который был бы универсальным.

При выборе фазового детектора для практического применения следует учитывать ряд моментов.

- Природа входного сигнала. Косинусоидальный вход требует фазовых детекторов, которые могут не подходить для цифровых сигналов. Также для цифровых сигналов фазовые детекторы, использующие входы с регулярной синхронизацией, часто не подходят, если на вход поступают случайные данные.
- Линейность выходных характеристик фазового детектора от входной фазовой ошибки.
- Диапазон входной фазовой ошибки, в пределах которого линейен выходной сигнал. Чем шире этот диапазон, тем полезнее

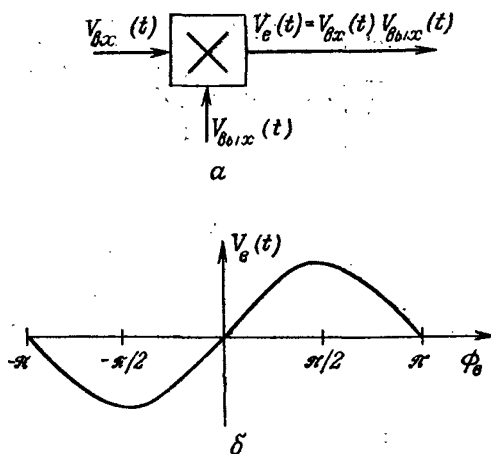


Рис. 3.22. Аналоговый перемножитель в качестве фазового детектора. Конфигурация (а); синусоидальные характеристики (б).

фазовый детектор как элемент управления в контуре и тем сильнее он невосприимчив к шумовым помехам.

Из различных упомянутых выше типов цифровые фазовые детекторы и фазовые детекторы с перемножением почти всегда используются на практике отчасти потому, что они широко доступны в интегральном исполнении. Мы рассмотрим только эти два типа детекторов.

**Фазовые детекторы с перемножением.** Принцип действия фазовых детекторов с перемножением показан на рис. 3.22. Если входные сигналы в фазовом детекторе равны  $V_{вх}(t)$  и  $V_{вых}(t)$ , то выходной сигнал  $V_e(t)$  (напряжение погрешности) будет равен

$$V_e(t) = V_{вх}(t) V_{вых}(t). \quad (3.29)$$

Предположим, что оба входа имеют одинаковую частоту, но разные фазы:

$$V_{вх}(t) = \sin(\omega t + \phi_{вх}),$$

$$V_{вых}(t) = \cos(\omega t + \phi_{вых}).$$

Тогда

$$\begin{aligned} V_e(t) &= \sin(\omega t + \phi_{вх}) \cos(\omega t + \phi_e) = \\ &= \sin \phi_e + \text{высокочастотные составляющие}, \end{aligned} \quad (3.30)$$

где  $\phi_e = \phi_{вх} - \phi_{вых}$ .

Если этот выход теперь пропустить через фильтр нижних частот, то на выходе фильтра будет составляющая постоянного

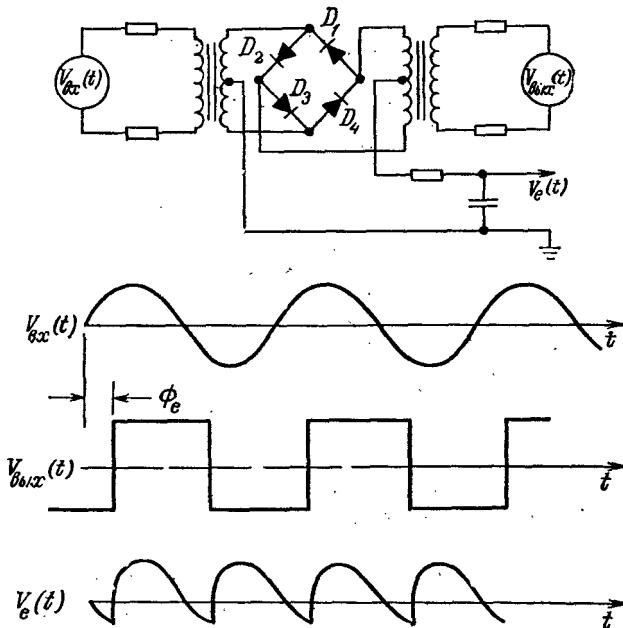


Рис. 3.23. Кольцевой модулятор в качестве фазового детектора с перемножением.

тока  $\sin \phi_e$ . Эта характеристика фазового детектора с перемножением показана на рис. 3.22, б. Выходной сигнал пропорционален синусу входной фазовой ошибки. Зависимость вход/выход линейна только для малых значений  $\phi_e$  (так как  $\sin \phi_e \cong \phi_e$  для малых  $\phi_e$ ), а используемый диапазон должен быть равен  $\pm \pi/2$ .

Монолитная схема аналогового четырехквadrантного перемножителя может использоваться как фазовый детектор. Это, например, прибор AD532 фирмы Analog Devices, прибор 8013 фирмы Intersil, прибор 3091 фирмы RCA и др. Однако они являются линейными приборами и при тех же характеристиках имеют большую стоимость по сравнению с ключевыми перемножителями, описанными ниже.

Ключевой модулятор, который очень часто используется в схемах связи, является кольцевым модулятором (рис. 3.23). В данном случае амплитуда  $V_{\text{вых}}(t)$  больше по сравнению с  $V_{\text{вх}}(t)$ . Включение диодов  $D_1, \dots, D_4$  контролируется сигналом  $V_{\text{вых}}(t)$ . Формы сигналов изображены на рисунке, и можно заметить, что напряжение  $V_{\text{вых}}(t)$  действует как реверсивный переключатель от  $V_{\text{вх}}(t)$ . Выходной сигнал перемножителя, таким образом, составляет  $V_e(t) = V_{\text{вх}}(t) V_0(t)$ , и напряжение  $V_0(t)$ ,

можно выразить в виде ряда Фурье с нулевым значением среднеквадратичной составляющей:

$$V_{\text{вх}}(t) = (4/\pi) [\cos(\omega t + \phi_{\text{вх}}) - 1/3 \cos 3(\omega t + \phi_{\text{вх}}) + \dots]. \quad (3.31)$$

Заметим, что напряжение  $V_0(t)$  может быть по форме прямоугольным или синусоидальным, но при условии, что оно много больше  $V_{\text{вх}}(t)$ , оно переключает диоды, как и в случае прямоугольного напряжения.

Как и выше, выход имеет составляющую постоянного тока  $\sin \phi_e$ , хотя здесь гораздо больше, чем в уравнении (3.30), переменных составляющих, которые необходимо отфильтровать. Этот тип детектора часто используется на высоких частотах (промежуточные каскады, 30—70 МГц) из-за наличия дешевых, согласованных попарно четверок диодов (прибор 3019 фирмы RCA, прибор 3039 фирмы National) и возможности их работы на очень высоких частотах.

Читатель может узнать в схеме, показанной на рис. 3.23, двоянный балансный модулятор. Если  $V_0(t)$  — несущая частота и  $V_{\text{вх}}(t)$  — модулирующий сигнал, то на выходе будет модулированный сигнал с подавлением несущей, подавленной основной полосой с двойными боковыми полосами.

Трансформаторы и диоды на рис. 3.23 можно заменить активными элементами (биполярными или полевыми транзисторами). На рис. 3.24 показан двоянный балансный модулятор, выполненный полностью на транзисторах. В основном принцип действия этой схемы точно такой же, как у кольцевого модулятора, где  $V_0(t)$  изменяет полярность  $V_{\text{вх}}(t)$ . Эта схема имеется в интегральном исполнении, а именно МС 1596 (фирмы Motorola, Signetics). Такая же схема используется в качестве фазовых детекторов во многих монолитных схемах фазовой автоподстройки, имеющихся сегодня (серии XR 200 фирмы Egar, серии 560 фирмы Signetics). Нужно заметить, однако, что диапазон рабочих частот монолитных фазовых детекторов этого типа (около 10 МГц) много меньше получаемого диапазона в схемах диодных детекторов.

**Цифровые фазовые детекторы.** Фазовые детекторы с перемножением используются в тех случаях, когда входные сигналы  $V_{\text{вх}}(t)$  и  $V_0(t)$  косинусоидальные. Их можно использовать и тогда, когда входные сигналы имеют цифровую форму (или двоичную форму), однако цифровые фазовые детекторы предпочтительнее в тех случаях, когда входные сигналы цифровые или могут легко переводиться в цифровую форму.

Простейший цифровой фазовый детектор может быть выполнен на единственном логическом элементе ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ

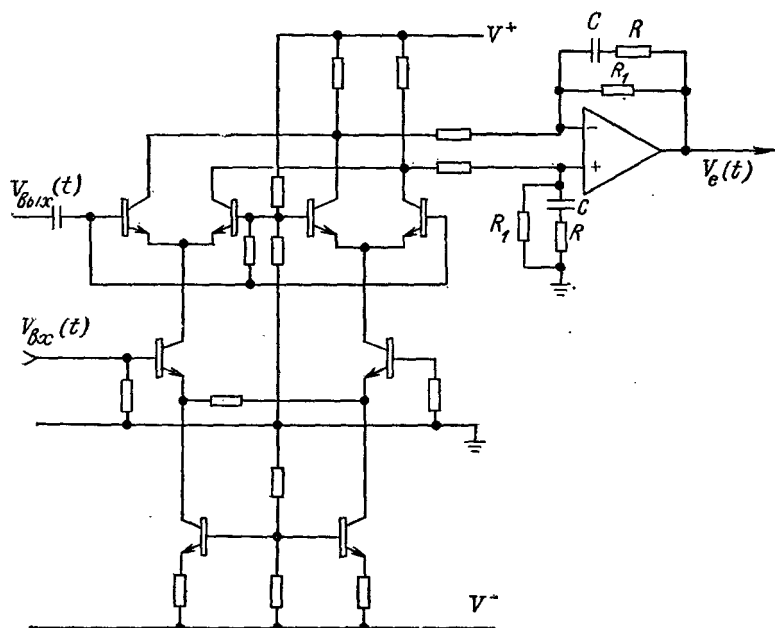


Рис. 3.24. Фазовый детектор с перемножением на активных приборах.

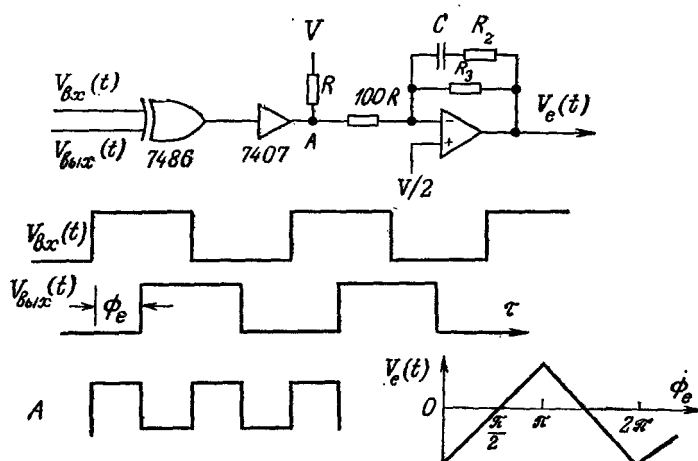


Рис. 3.25. Элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ в качестве цифрового фазового детектора.

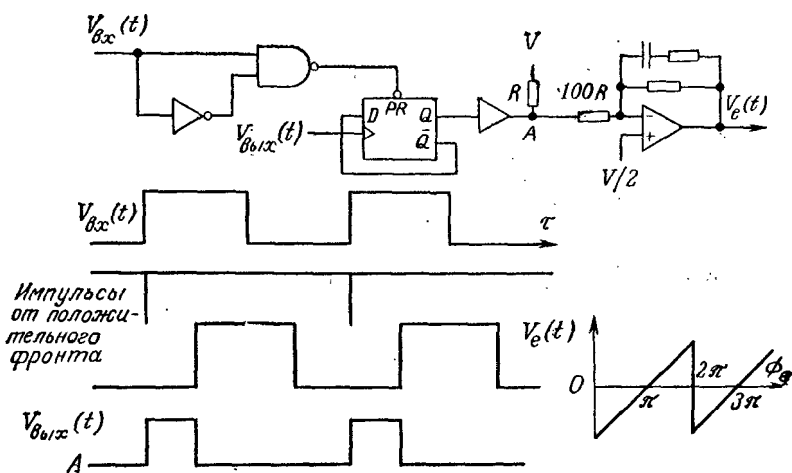


Рис. 3.26. Цифровой фазовый детектор с увеличенным рабочим диапазоном.

ИЛИ (типа 7486), как показано на рис. 3.25. Ниже перечислены основные характеристики этого типа фазового детектора:

- Зависимость вход/выход линейна в диапазоне от 0 до  $\pi$  и треугольна.
- Установившаяся фазовая ошибка должна быть равна  $\pi/2$  для того, чтобы контур работал в центре линейной зависимости.
- Частота на выходе вдвое больше частоты на входе.
- Если вход есть логический 0, то выход находится в центре рабочего диапазона.

Заметим, что характеристики фазового детектора, показанные на рис. 3.25, действительны при частотах, находящихся в пределах полосы пропускания фильтра, выполненного на операционном усилителе. Сопротивление обратной связи  $R_3$  использовано в схеме лишь для иллюстрации. В правильно сконструированной схеме ФАП операционный усилитель используется как интегратор, а не как фильтр. Фазовые детекторы этого типа использовались в некоторых монолитных схемах фазовой автоподстройки, например прибор CD 4046A фирмы RCA.

На рис. 3.26 показан усовершенствованный проект цифрового фазового детектора. Здесь положительные фронты входного напряжения  $V_{вх}(t)$  устанавливают D-триггер, а положительные фронты  $V_0(t)$  сбрасывают этот триггер.

Важными характеристиками этого фазового детектора являются:

- Зависимость вход/выход по форме пилообразная и линейная в диапазоне от 0 до  $2\pi$ .





триггера. Однако схема И-НЕ срабатывает, когда оба триггера имеют высокий уровень, и затем возвращает оба в исходное положение. Выходной сигнал фильтра пропорционален разнице между выходными сигналами двух триггеров, как показано на рисунке.

Анализ временных диаграмм на рис. 3.27 раскрывает следующие замечательные характеристики этого фазового детектора:

1. У него есть установившаяся постоянная составляющая на выходе, когда частота  $f_{\text{вх}}$  сигнала  $V_{\text{вх}}(t)$  отлична от частоты  $f_0$  сигнала  $V_{\text{вых}}(t)$ , а полярность этого выхода зависит от того, больше или меньше  $f_{\text{вх}}$  по сравнению с  $f_0$ . Таким образом, схема действует как цифровой частотный детектор, и выход частотного детектора используется в специальном установлении контура ФАП. Читателю следует сравнить по простоте эту схему частотного детектора со схемой квадроскоррелятора, изображенного на рис. 3.14.

2. При  $f_0 = f_{\text{вх}}$  схема действует как фазовый детектор, и ее зависимость вход/выход линейна в диапазоне от  $-2\pi$  до  $+2\pi$ .

3. Установившаяся фазовая ошибка равна 0 для работы в центре рабочего диапазона.

4. Так как полезным диапазоном является  $\pm 2\pi$ , максимальный джиттер на входе должен быть меньше, чем плюс-минус один период тактового генератора. Однако если джиттер в среднем равен 0 (симметричный), то не будут сказываться гораздо большие шумовые выбросы.

Более подробное описание этого фазочастотного детектора можно найти в работе [14]. Эта схема имеется в интегральном исполнении, а именно МС 4343/4044 фирмы Motorola в варианте ТТЛ (рабочая частота до 15 МГц) и МС 12040 в варианте ЭСЛ (рабочая частота до 80 МГц). Этот тип фазочастотного детектора также включается в множество монолитных схем ФАП, а именно CD 40464 фирмы RCA, SP 8921 фирмы Plessey.

Следует заметить, что на рис. 3.27 показаны основные принципы построения фазочастотного детектора, а фактическое выполнение в интегральных схемах отлично от того, которое описывалось выше. Благодаря своим хорошим характеристикам эти детекторы очень широко используются в практических приложениях ФАП.

**Цифровые фазовые детекторы для случайных входных данных.** Для работы фазовых детекторов, описанных ранее, входное напряжение  $V_{\text{вх}}(t)$  должно быть непрерывным сигналом, косинусоидальным или регулярным источником тактов [ $V_{\text{вых}}(t)$  всегда непрерывно]. Если во входном сигнале пропускается какой-либо переход, то выход фазового детектора будет несовместим с работой слежения контура. Это изображено на рис. 3.28 для фазового детектора на элементе ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ.

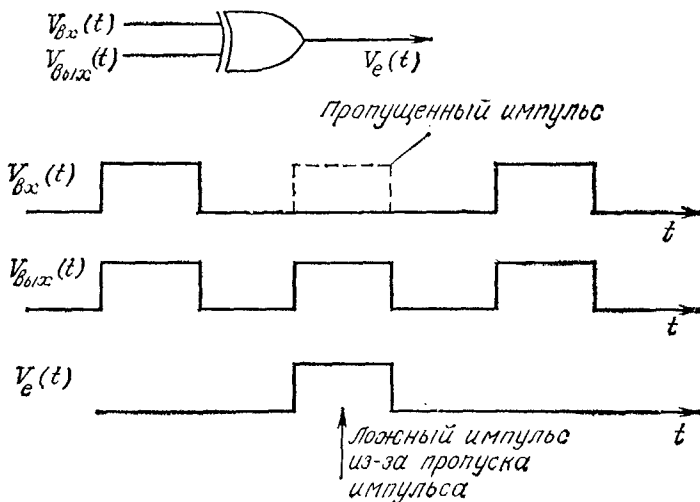


Рис. 3.28. Выходной сигнал фазового детектора на элементе ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ при потере входного импульса.

Однако во многих цифровых системах связи становится необходимым с помощью ФАП выделять синхронизирующие импульсы из входной случайной информации, т. е. из данных, которые нерегулярны относительно тактовых импульсов, но в которых единицы и нули появляются случайно с некоторой определенной вероятностью.

Ниже будет показано, что эти сигналы случайных данных должны быть типа возвращения к нулю (RZ)<sup>1)</sup> для того, чтобы иметь в их спектре составляющую скорости передачи данных, и только этот тип сигналов случайных данных может использоваться в качестве входного сигнала контура ФАП. Если случайные данные не являются сигналами типа RZ, то они должны быть обработаны для получения RZ-импульсов. Мы уже обсуждали два типа схем, которые будут удовлетворительно работать со случайными сигналами: квадкоррелятор (рис. 3.14) и цифровой фазовый синхронизатор (рис. 3.20). Очень простой фазовый детектор, который будет работать со случайной входной последовательностью данных, показан на рис. 3.29. Заметим, что сигнал на выходе фазового детектора будет только тогда, когда на входе появляется единица; но при сигнале на входе, соответствующем нулю, сигнала на выходе никогда не будет.

<sup>1)</sup> RZ (Return to Zero) — возврат к нулю. Короткие положительные импульсы — для битов «1», отрицательные — для битов «0»; возврат к нулевому уровню — после каждого бита. — Прим. ред.

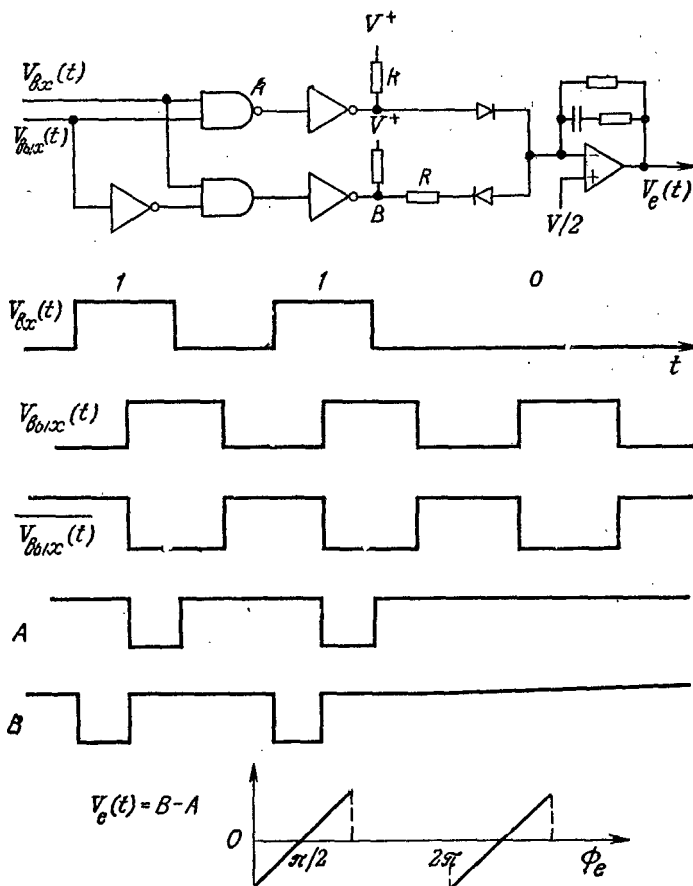


Рис. 3.29. Цифровой фазовый детектор для случайных входных данных (тип RZ, ширина импульса равна  $T/2$ ).

- Зависимость вход/выход треугольна и линейна в диапазоне от 0 до  $\pi$  [если длительность импульсов входных данных равна  $T/2$ , где  $T = 1/(\text{скорость передачи})$ ].
- Установившаяся фазовая ошибка составляет  $\pi/2$ .
- Для правильного управления контура в данных за определенное время должно быть достаточное число единиц, т.е. длительные последовательности нулей следует исключать.

Этот тип фазового детектора включается в одну из упомянутых ранее интегральных схем фазочастотных детекторов (МС 4344/МС 4044 фирмы Motorola).

Как уже отмечалось, схема фазочастотного детектора на рис. 3.27 не будет работать со случайными входными данными.

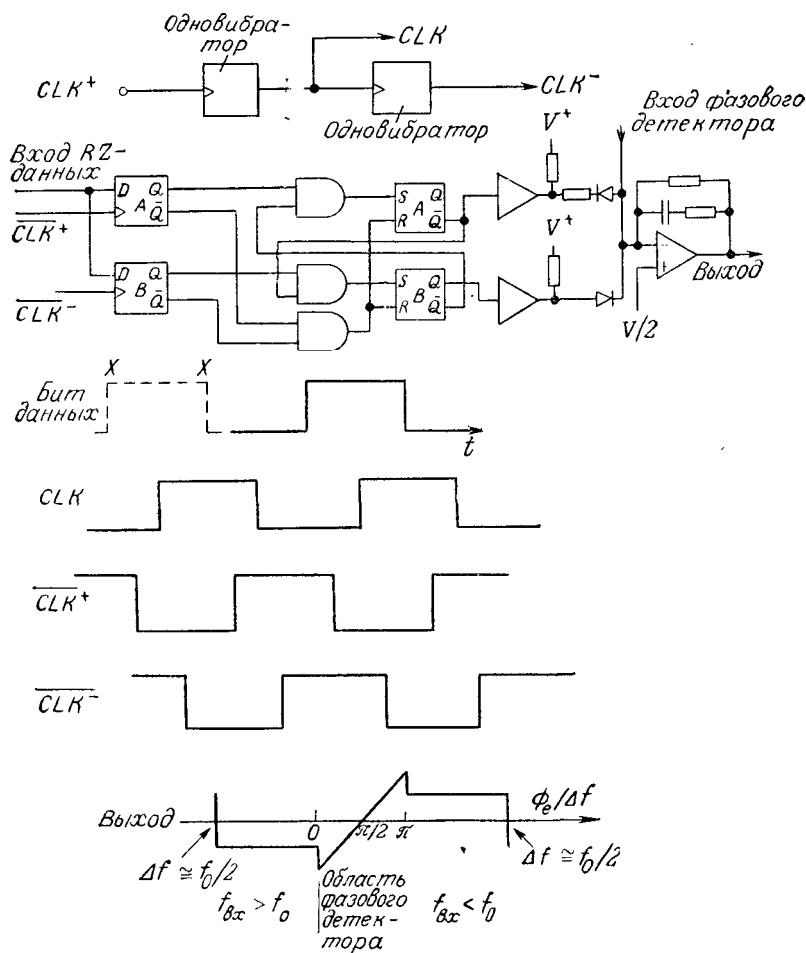


Рис. 3.30. Цифровой частотный детектор для случайных входных данных (тип RZ, ширина импульса равна  $T/2$ ).

Мы только что описали фазовый детектор, подходящий для таких входных сигналов. Встает вопрос: является ли также возможной реализация цифрового частотного детектора, который будет работать со случайной входной информацией? Такие схемы недавно описывались в литературе [11, 12].

На рис. 3.30 показан принцип работы цифрового частотного детектора, подходящего для случайных входных сигналов. Частотный детектор сконструирован таким образом, чтобы работать параллельно с фазовым детектором рис. 3.29. Допустим, что

длительность импульсов RZ-данных есть  $T/2$ , как и ранее. В дополнение к выходному сигналу ГУН (CLK), который управляет фазовым детектором, вырабатываются две другие последовательности тактовых импульсов  $CLK^+$  и  $CLK^-$ , которые соответственно опережают и отстают на  $\Delta T$  ( $\sim T/8$ ) относительно сигнала CLK.

Давайте проследим за эффектом воздействия изолированного бита данных на работу схемы. Если контур находится в режиме захвата, то бит данных будет в диапазоне фазового детектора, а выход частотного детектора будет равен нулю. Теперь рассмотрим случай, когда контур находится вне захвата и входная частота  $f_{вх}$  больше, чем частота автогенератора  $f_0$ . Фаза бита данных будет опережать фазу тактов и «1» будет тактироваться последовательностью тактовых импульсов CLK в триггер В, который установит фиксацию В и защитит фиксацию триггера А. Триггер В останется фиксированным, а у триггера А сбрасывается фиксация, так как фаза сигнала данных опережает фазу тактов и «1» тактируется в триггер В, затем и в триггер В, и в триггер А и наконец только в триггер А. Фиксация будет сбрасываться только тогда, когда бит данных будет входить в следующий диапазон фазового детектора (XX на рисунке). Таким образом, для  $f_{вх} > f_0$  частотный детектор будет в результате иметь на выходе отрицательный сигнал. Для  $f_{вх} < f_0$  на выходе будет положительный сигнал. Эти выходы могут использоваться для того, чтобы помочь контуру войти в режим захвата.

Важно отметить некоторую принципиальную разницу между характеристиками схем фазового (рис. 3.29) и частотного детектора (рис. 3.30) и схемой фазочастотного детектора (рис. 3.27). Фазочастотный детектор будет иметь сигнал постоянного тока на выходе до тех пор, пока частоты сигналов на входе и выходе различны ( $\pm \Delta f = f_{вх} - f_0$ ). Однако для частотного детектора рис. 3.30 рабочий диапазон режима частот ограничен величиной  $\pm \Delta f = f_0/2$ . Читатель может легко проверить это по рис. 3.29, рассматривая два последовательных бита данных, привязанных к основной тактовой частоте CLK( $f_0$ ).

Кроме того, фазовый детектор (рис. 3.29) имеет рабочий диапазон  $\pm \pi/2$  около своей статической точки по сравнению с фазочастотным детектором (рис. 3.27), который имеет рабочую зону  $\pm 2\pi$ ; таким образом, этот тип детектора более чувствителен к шуму или колебаниям фазы на входе. Для работы ФАП с фазовым детектором (рис. 3.29) и частотным детектором (рис. 3.30) шум на входе должен быть меньше  $\pm \pi/2$ . Однако существуют практические системы передачи, где входные данные могут иметь джиттер, который может распространяться на несколько периодов тактовых импульсов. Из нашего предыдущего обсуждения шумового порога следует, что уровень шума на входе, который

может допустить фазовый детектор, будет зависеть как от амплитуды, так и от спектра шума. Когда входные данные имеют большой внеполосный джиттер, применяется метод, позволяющий использовать цифровой фазочастотный детектор, что показано на рис. 3.31. Тактовые импульсы получаются из входных

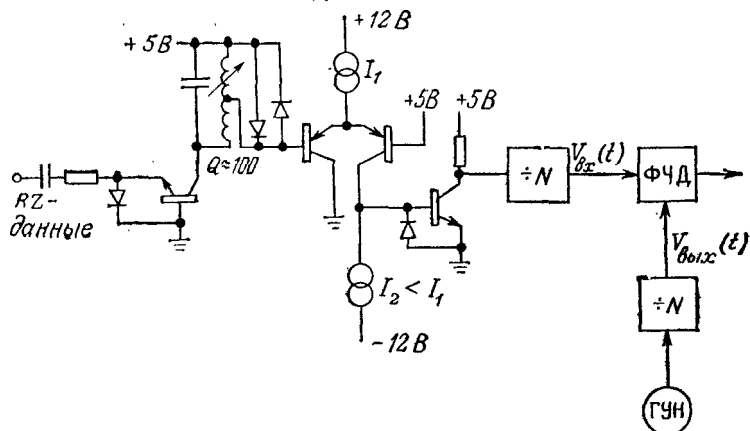


Рис. 3.31. Использование фазочастотного детектора (ФЧД) для данных с большим джиттером.

RZ-данных с помощью LC-контура с добротностью  $Q (\sim 100)$ . Восстановленные синхронизирующие импульсы, которые также имеют джиттер, затем делятся на  $N$  так, чтобы джиттер на выходе делителя был меньше  $\pi/4$ . Эти тактовые импульсы могут затем использоваться как вход фазочастотного детектора. Более подробно мы разберем этот процесс в разд. 3.4.

### 3.36. Генераторы, управляемые напряжением

Наиболее часто встречающиеся генераторы, управляемые напряжением, приведены ниже в порядке уменьшающейся стабильности: кварцевые генераторы (КГУН), LC-генераторы, RC-мульти-вибраторы.

Выбор генератора для нужного применения определяют два основных соображения:

1. *Фазовая стабильность.* Даже если частота ГУН синхронизируется от входного сигнала, фаза выходного сигнала генератора по отношению к фазе входного сигнала зависит от собственной частоты автогенератора. По мере изменения этой частоты вследствие изменения температуры или старения элементов будет изменяться и фаза выходного сигнала, а в случае

очень сильных изменений <sup>7.</sup> может быть потеряна синхронизация. По той же причине чувствительность частоты ГУН к внутреннему шуму в системе будет вызывать джиттер или фазовый шум на выходе ГУН. Таким образом, для хорошей стабильности фазы частота ГУН должна оставаться стабильной при изменении температуры, воздействии шума и старении элементов.

2. *Большой диапазон управления.* Желательно, чтобы ГУН был в состоянии синхронизироваться в большом диапазоне частоты. Чем больше диапазон управления, тем проще для контура установить синхронизацию и удержать ее.

Два этих требования явно противоречивы. Для большого диапазона управления генератор должен иметь большой диапазон изменения частоты для данного изменения управляющего напряжения. К сожалению, это также означает, что генератор будет более восприимчив к изменению температуры, старению элементов и шуму. Кварцевые генераторы — самые стабильные из генераторов, упомянутых выше (диапазон управления приблизительно равен 0,1 %), и они почти всегда используются в таких устройствах с жесткими требованиями, как частотные синтезаторы или задающие тактовые генераторы. С другой стороны, РС-мультивибраторы имеют самый большой диапазон управления (около  $1 : 10^4$ ) и используются в схемах частотной демодуляции и тональных дешифраторах.

**Кварцевые генераторы (КГУН).** Существует много разных схем кварцевых генераторов, которые имеют разную степень сложности, обусловленную уровнями требуемой стабильности. Например, простой кварцевый генератор можно реализовать на ТТЛ или КМОП логических элементах (кратковременная нестабильность порядка  $10^{-3}$ ). С другой стороны, существуют генераторы сложной конструкции с кристаллом в термостате и с регулировкой температуры для поддержания высокой стабильности (нестабильность порядка  $10^{-9}$ ) [6].

Кварцевый генератор, предназначенный для обеспечения хорошей стабильностью, должен обладать следующими свойствами:

- Кристалл должен обладать высокой добротностью  $Q$ , иметь АТ-срез и работать на основной частоте последовательного резонанса в диапазоне 3—20 МГц (в самых стабильных генераторах используются кристаллы на частоте 5 МГц с ненагруженной добротностью  $Q$  около  $2 \cdot 10^6$ , помещаемые в термостат с регулируемой температурой).
- Кристалл должен работать в линейной части характеристики и должен иметь малые сопротивления источника и нагрузки при режиме последовательного резонанса.
- Рассеяние мощности на кристалле должно быть достаточно малым (не выше 1 мВт).



Существуют интегральные схемы, которые могут использоваться как кварцевый генератор (например, MC 4024 фирмы Motorola, XR 215 фирмы Exar). Однако большинство разработок стабильных кварцевых генераторов основывается на использовании дискретных активных приборов.

Очень простая схема кварцевого генератора на 6 МГц, известная как генератор Колпитса, с нестабильностью порядка  $10^{-5}$  показана на рис. 3.32. Этот вид кварцевого генератора

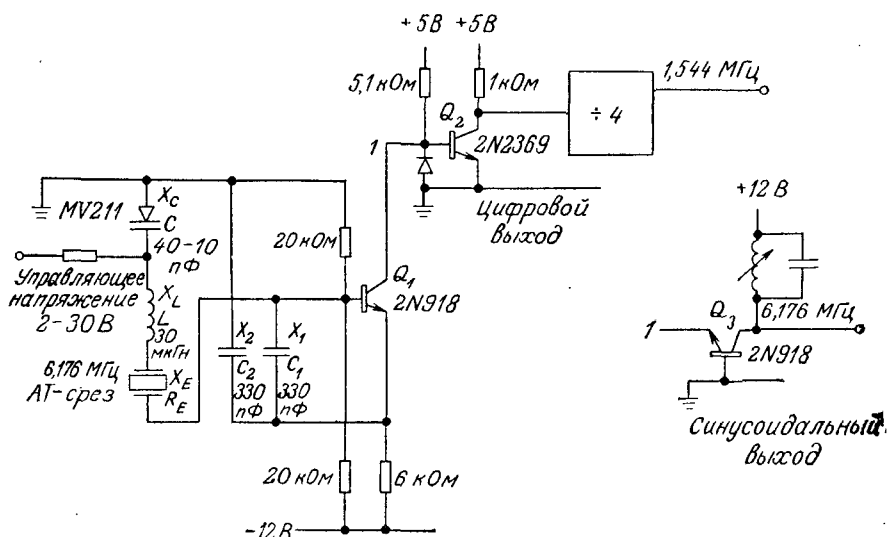


Рис. 3.32. Генератор Колпитса в качестве КГУН.

(КГУН) широко использовался в системах с временным уплотнением (цифровая система передачи данных первого уровня в Северной Америке имеет скорость передачи  $1.544 \text{ МГц}$ ).

Как и в большинстве генераторов, работа схемы на рис. 3.32 нелинейна из-за выключения транзистора  $Q$  на часть цикла. Однако, допуская для простоты работу генератора с малыми сигналами, получим условия самовозбуждения

$$\begin{aligned} |X_1| &\ll R_{\text{вх}}, \\ \left| \frac{X_1 X_2}{R_{\text{вх}}} \cdot \beta \right| &= 1 \end{aligned} \quad (3.32)$$

где  $R_{\text{вх}}$  — входное сопротивление транзистора  $Q_1$  в схеме с общим эмиттером ( $R_{\text{вх}} = r_b + \beta r_e$ );  $r_b$  — омическое сопротивление базы;  $r_e$  — сопротивление эмиттера (зависит от тока эмиттера);  $\beta$  — коэффициент усиления по току в схеме с общим коллекто-

ром;  $R_e$  — эквивалентное последовательное сопротивление кристалла. Также можно написать

$$X_1 + X_2 + X_C + X_L + X_E = 0. \quad (3.33)$$

Если  $C_1 = C_2 = 330$  пФ ( $X_1 = X_2$ ) и  $R_{вх}/\beta = 30$  Ом при токе эмиттера 1 мА, то

$$\left| \frac{X_1 X_2}{R_{вх}} \cdot \beta \right| = 200 \text{ Ом}.$$

Таким образом, с должным запасом расчета максимальное эквивалентное сопротивление кристалла должно быть 100 Ом. Из уравнения (3.33) получается, что общее реактивное сопротивление равно нулю. Индуктивность  $L$  применяется для того, чтобы сделать внешнее общее реактивное сопротивление для кристалла также равным нулю ( $X_L + X_1 + X_2 + X_C = 0$ ). Из этого получается, что  $X=0$ , т. е. что кристалл работает на своей основной частоте последовательного резонанса. Если индуктивность отсутствует, то кристалл должен быть определен таким образом, чтобы имел место резонанс с последовательно включенной емкостью 20 пФ (эквивалентная емкость получается из  $C_1$ ,  $C_2$  и номинала последовательной  $C$ ).

Стоит отметить некоторые свойства схемы генератора. Несмотря на то что работа транзистора  $Q_1$  очень нелинейна, сам кристалл работает в линейной части малого полного сопротивления цепи, определяемой элементами  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C$  и  $L$ . Далее генератор эффективно изолирован от нагрузки и паразитных эффектов. Рассеивание кристалла можно рассчитать следующим образом. Если двойная амплитуда напряжения на переходе база — эмиттер  $Q_1$  равно  $e$  и допустим, что оно синусоидальное (не совсем правильно), то эффективное значение тока через кристалл равно

$$I_k = e / (2\sqrt{2}X_1). \quad (3.34)$$

Тогда мощность рассеивания кристалла равна

$$P_k = [e^2 / (8X_1^2)] R_e. \quad (3.35)$$

Если  $e = 0,5$  В при токе эмиттера 1 мА и  $R_e = 100$  Ом, то

$$P_k = 500 \text{ мВт}.$$

Как рассеивание мощности на кристалле так и усиление схемы генератора [уравнение (3.32)] могут управляться током эмиттера. Генератор на рис. 3.32 может подстраиваться в диапазоне  $\pm 1000$  Гц от номинала, а управляемое напряжение — изменяться от 2 до 30 В.

**ЛС-генераторы.** Как отмечалось выше, когда более важными оказываются стоимость и большой диапазон перестройки, а не

стабильность, тогда используются  $LC$ - и  $RC$ -генераторы. В то время как  $RC$ -мультивибраторы приемлемы для использования на относительно низких частотах (до 30 МГц), то  $LC$ -генераторы могут работать на гораздо более высоких частотах (до 200 МГц). Схемы, используемые для кварцевых генераторов, могут также использоваться для  $LC$ -генератора при замене кристалла комбинацией  $LC$  и при включении в схему элементов соответствующих значений. Однако может оказаться более удобным выполнить  $LC$ -генератор, воспользовавшись интегральной схемой.

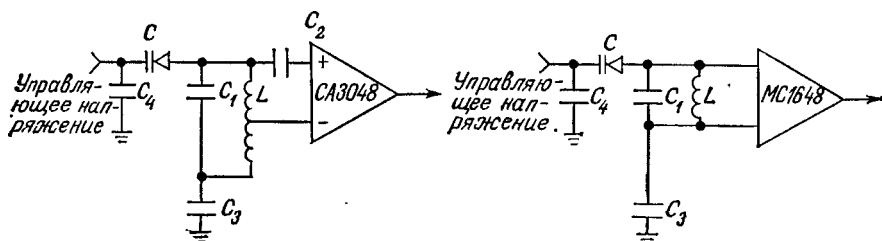


Рис. 3.33.  $LC$ -генераторы на интегральных схемах.  $f_0 = 1/[2\pi \sqrt{L(C_1 + C)}]$ .

На рис. 3.33 показаны два генератора; в одном используется операционный усилитель (3048 фирмы RCA), а в другом — ЭСЛ-интегральная схема (MC 1648 фирмы Motorola). В каждом случае частота автоколебаний получается по формуле

$$f_0 = 1/(2\pi \sqrt{LC_T}), \quad (3.36)$$

где  $C_T = C_1 \nabla C$  (емкость варикапа); конденсаторы  $C_2$ ,  $C_3$  и  $C_4$  предназначены для развязки. Максимальная частота автоколебаний первой схемы — около 1 МГц, а второй — около 200 МГц.

**RC-мультивибраторы.** Имеется широкий выбор интегральных схем, управляемых напряжением  $RC$ -мультивибраторов (566 фирмы Signetics, XR 2209 фирмы Exar, LM 566 фирмы National, 1658 фирмы Motorola). Стабильные мультивибраторы обычно строятся на схемах с эмиттерными связями. На рис. 3.34 показаны упрощенная схема мультивибратора с эмиттерными связями и соответствующие временные диаграммы.

Частота автогенерации определяется времязадающими элементами  $R$  и  $C$  и управляющим напряжением  $V_C$ . Стабилитроны используются для того, чтобы сделать выход независимым от управляющего тока  $I$ . Для того чтобы частота определялась напряжением  $V_C$ , необходимо выполнение условия

$$(V_C/R) R_1 > V_Z.$$

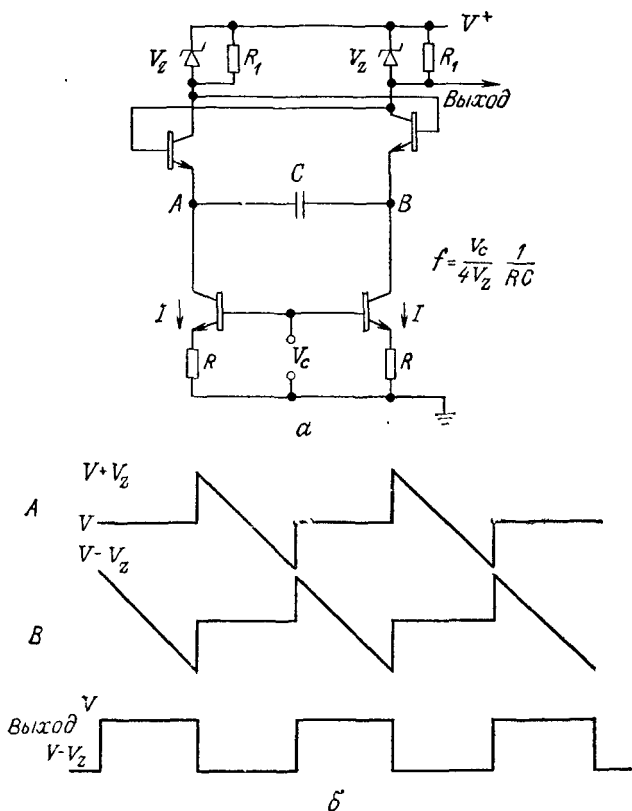


Рис. 3.34. Управляемый напряжением генератор на мультивибраторе с эмиттерной связью. Упрощенная схема (а); временные диаграммы (б).

При этом нормальном положении частота автогенерации равна

$$f_0 = (V_C/V_Z) [1/(4RC)]. \quad (3.37)$$

### 3.3в. Проектирование практических схем фазовой автоподстройки

Выше мы рассмотрели компоненты, используемые при разработке контура фазовой автоподстройки. Сейчас мы обсудим две практические разработки таких схем, в одной из которых используется монолитный прибор (LM 565 фирмы National), а в другом — кварцевый генератор.

Прибор LM 565 принадлежит к очень известной серии 560 интегральных схем ФАП. Хотя описываемая разработка связана

с выделением сигналов с частотной манипуляцией, расчетные формулы могут легко модифицироваться для других применений.

На рис. 3.35 изображена функциональная блок-схема прибора LM 565. Ниже приводятся характеристики этого устройства.

**Фазовый детектор:** полное входное сопротивление  $5 \text{ кОм}$ , полное выходное сопротивление  $3,6 \text{ кОм}$ , чувствительность  $K_D$  равна  $0,68 \text{ В/рад}$ .

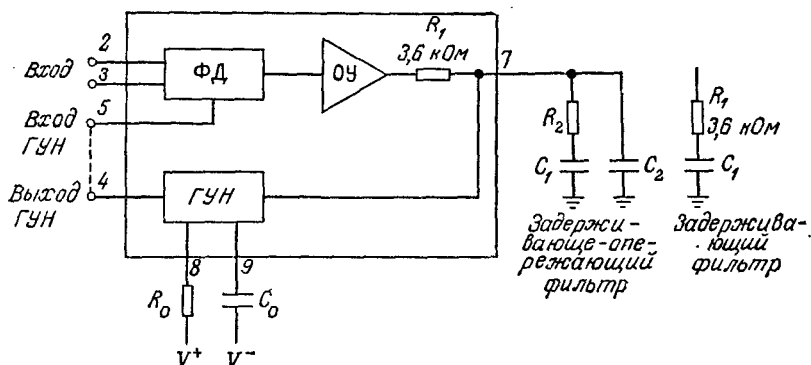


Рис. 3.35. Блок-схема прибора LM 565.

**Генератор, управляемый напряжением:** собственная частота

$$f_0 \cong 1/(3,7R_0C_0). \quad (3.38)$$

**Коэффициент усиления замкнутого контура**

$$K = 33,6f_0/V_T, \quad (3.39)$$

где  $V_T$  — общее напряжение питания в схеме. (Заметим, что усиление зависит как от напряжения питания, так и от частоты автогенератора.)

**Чувствительность демодуляции:** выходное напряжение при  $\pm 10\%$ -ной девиации составляет  $300 \text{ мВ}$ .

**Фильтры контура:** с этим устройством обычно используются два типа фильтров второго порядка (рис. 3.35). Для простого фильтра запаздывания из формулы (3.9) получаем

$$\omega_n = \sqrt{K/(R_1C_1)}, \quad (3.40)$$

$$\xi = 1/2\sqrt{R_1C_1/K}. \quad (3.41)$$

Для задерживающе-опережающего фильтра из формулы (3.10) имеем

$$\omega_n = \sqrt{K/[C_1(R_1 + R_2)]} \quad (3.42)$$

$$\xi \cong (\omega_n/2) R_2C_1, \quad (3.43)$$

$$C_2 \leq 0,1C_1. \quad (3.44)$$

(Конденсатор емкостью 0,001 мкФ включается между выводами 7 и 8 для предотвращения паразитного самовозбуждения.)

**Пример 3.1. Выделение сигналов частотной манипуляции с помощью ФАП.** Телетайпная информация обычно передается по телефонным линиям частотно-манипулированными сигналами (частота рабочейсылки и частота паузы передаются как две разные частоты). Стандартный модем, используемый для этой цели, может передавать частоту «паузы» 2025 Гц и частоту «посылки» 2225 Гц.

Это, конечно, может рассматриваться как сигнал данных прямоугольной формы и как частотная модуляция несущей 2125 Гц на  $\pm 100$  Гц (полная девиация частоты  $\sim 10\%$ ).

Типовая скорость данных равна 110 Бод (бит в секунду), поэтому базовая ширина полосы частот сигнала будет равна 110 Гц. От детектора требуется восстановление частотно-модулированных данных. Управляющее напряжение ГУН контура ФАП отвечает этому требованию, когда ГУН следит за частотной модуляцией входных сигналов.

**Решение.** Мы используем прибор LM565 при обсуждении разработки ФАП для детектирования частотно-модулированного сигнала. Читателю, интересующемуся данным вопросом, рекомендуется работа National Application Note AN 46 «The Phase Lock Loop IC—A Communication Building Block» («Интегральные схемы фазовой автоподстройки — функциональные узлы для устройств связи») для более глубокого изучения.

Схема ФАП должна быть типа слежение за модуляцией и иметь достаточно широкую полосу, чтобы детектировать модулированный сигнал без чрезмерного искажения.

При передаче на несущей ширина полосы сигнала с двумя боковыми полосами равна

$$B \cong 2(\Delta f + f_m), \quad (3.45)$$

где  $\Delta f$  — максимум частотного отклонения от средней частоты,  $f_m$  — наивысшая частота модуляции, поэтому ширина полосы контура должна быть по крайней мере 210 Гц. В разд. 3.4 мы будем говорить, что ширина полосы контура должна быть больше, чем эта, но после детектирования ширину полосы последетекторного фильтра следует ограничить базовой полосой частот. Выбираем ширину полосы контура 300 Гц, а для последетекторного фильтра 100 Гц. Считаем, что  $V_T = 12$  В ( $\pm 6$  В). Используем запаздывающе-опережающий фильтр для получения лучших характеристик. Процедура расчета следующая:

*Временные составляющие ГУН:*

$$f_0 = 2125 \text{ Гц}, \quad R_0 C_0 = \frac{1}{3,7 \cdot 2125} = 1,27186 \cdot 10^{-4}. \quad (3.38)$$

Если

$$C_0 = 0,0047 \text{ мкФ}, \text{ то } R_0 \cong 27 \text{ кОм}.$$

**Фильтр контура:** если мы примем ширину полосы контура  $B = 300$  Гц и положим  $\zeta = 0,7$ , то можем вычислить

$$\omega_n = 2B/[\zeta + 1/(4\zeta)] = 568, \quad (3.15)$$

$$\tau_2 = R_2 C_1 \cong 2\zeta/\omega_n = 2,4648 \cdot 10^{-3}. \quad (3.10)$$

$$R_1 C_1 + R_2 C_1 = K/\omega_n^2 = 1,8443 \cdot 10^{-2} \quad (3.42)$$

где  $K = 5950$  из формулы (3.39). Поэтому  $R_1 C_1 = 1,8443 \cdot 10^{-2} - 2,4648 \cdot 10^{-3} = 1,5978 \cdot 10^{-2}$ , так как  $R_1 = 3,6$  кОм (внутреннее); тогда при

$$C_1 = 4,4 \text{ мкФ}, \quad R_2 = 560 \text{ Ом} \quad (3.10)$$

**ВОЗЬМЕМ**

$$C_2 = 0.33 \text{ MK}\Phi. \quad (3.44)$$

Полная схема показана на рис. 3.36. Полный размах демодулированного выходного колебания на емкости  $C_2$  (для 10 %-ной девиации) составляет 300 мВ. Этот сигнал в дальнейшем фильтруется RC-фильтром и поступает на усилитель TL 081, который восстанавливает прямоугольную форму сигнала данных.

Прибор LM 565 (и большинство других монолитных схем ФАП) использует детектор с перемножением. Следовательно, важно обеспечить, чтобы скачкообразные изменения частоты входного сигнала не были бы причиной изменения выходного сигнала фазового детектора более чем на  $90^\circ$ . Так как  $\Delta\omega = 2\pi \cdot 200$ , то  $\Delta\omega/\omega_n = 2.2$ .

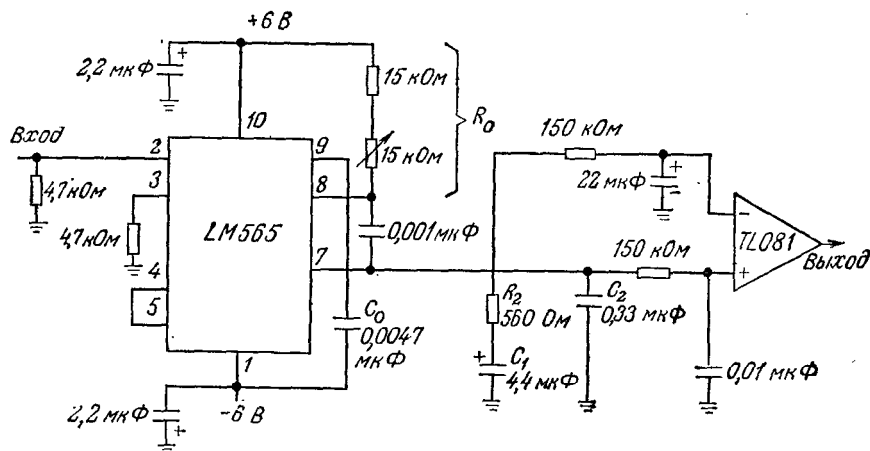


**Рис. 3.36.** Схема фазовой автоподстройки для демодуляции сигнала, использующая прибор LM565.

Из рис. 3.7 для скачкообразного изменения частоты входного сигнала имеем

$$\phi_e(t)_{\max} = (\Delta\omega/\omega_n) \cdot 0,45 = 0,99 \text{ рад} \cong 57^\circ.$$

Это дает возможность получить для фазового детектора достаточно высокие характеристики.

**Пример 3.2. Проектирование схемы фазовой автоподстройки на кварцевом генераторе, управляемом напряжением (КГУН).** В качестве второго примера мы обсудим конструирование контура фазовой автоподстройки, используя КГУН. Эти типы схем широко используются в цифровых сетях для синхронизации ряда точных задающих генераторов, расположенных в узлах разных географических зон, по эталонному генератору. Узловые задающие генераторы должны иметь очень хорошую частотную стабильность; поэтому их частоты будут близки к эталонной частоте, даже если она пропадает. Контур должен быть синхронизирован по несущей частоте, при этом она должна **подавлять** большую джиттер частоты от частоты эталона и, следовательно, **иметь** крайне узкую полосу.

**Решение.** Схема фазовой автоподстройки, используемая для получения частоты синхронизации 1,544 МГц для первого уровня цифровой иерархии в системе цифровой передачи в Северной Америке, показана на рис. 3.37. Квар-

цевый генератор показан на рис. 3.32, а фазочастотный детектор — на рис. 3.27. Фазы обычно сравниваются на частоте 8 кГц. Имеющаяся большая кратность деления частоты позволяет частично подавить очень большое отклонение входной частоты (деление на 64 тоже удовлетворительно).

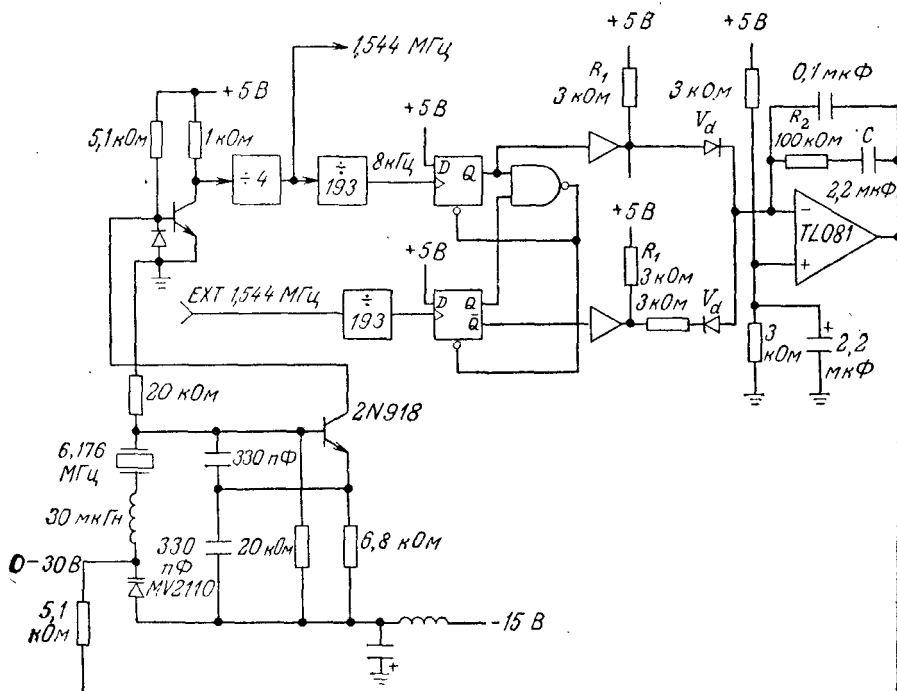


Рис. 3.37. Схема фазовой автоподстройки с синхронизацией несущей с кварцевым генератором, управляемым напряжением.

Оценим следующие показатели схемы:

$$K_D = 3,7/(4\pi) \text{ В/рад.}$$

(Выход изменяется в пределах 5— $2V_d$ , если фаза изменяется в диапазоне  $\pm 2\pi$ .) (Частота ГУН изменяется в пределах  $\pm 1000$  Гц, если управляемое напряжение изменяется в диапазоне около 30 В.)

Коэффициент усиления замкнутого контура  $K = K_D K_2 / N = 0,159$ .

Для составляющих значения приведены ниже:

$$\omega_n = \sqrt{K/(R_1 C)} = 4,91, \quad (3.9)$$

$$f_n = 0,78 \text{ Гц, } \xi = (\omega_n/2) R_2 C = 0,53. \quad (3.10)$$

Сопротивление заглушения довольно-таки большое, поэтому нужно включить конденсатор емкостью 0,1 мкФ для ослабления высокочастотных составляющих внутри контура.

Ширина полосы контура равна поэтому около 2,5 Гц.



Теперь кратко обсудим влияние очень узкой полосы контура и малого затухания на характеристики схемы. Из рис. 3.7 и 3.8 следует, что скачкообразное или пилообразное изменение частоты входного сигнала будет приводить к большой фазовой ошибке в схеме. Однако мы видим, что этот тип детектора остается линейным в диапазоне  $\pm 2\pi$ , и поэтому схема останется в синхронизме даже для больших изменений фазы, благодаря чему указанное изменение не имеет большой важности. Но один нежелательный эффект очень узкой полосы контура схемы таков, что требуется много времени для синхронизации по частоте. Время удержания приближенно вычисляется по формуле

$$T_y = (\Delta\omega)^2 / (2\xi\omega_n^3). \quad (3.46)$$

Если входная частота уходит, скажем, на 200 Гц от частоты свободного колебания автогенератора схемы, то

$$\Delta\omega = (2\pi \cdot 200) / 193 = 6,511.$$

Для данной разработки приемлемой считается задержка момента синхронизации на время 0,34 с.

### 3.4. ПРИМЕНЕНИЯ СХЕМ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ

Контур фазовой автоподстройки — один из наиболее распространенных функциональных узлов в электронных системах. И конечно, его области применения так обширны, что невозможно даже перечислить их все здесь. Поэтому мы лишь попытаемся описать некоторые наиболее важные применения, в которых интегральное исполнение схемы фазовой автоподстройки используется особенно часто.

#### 3.4а. Частотные синтезаторы

В многоканальных системах связи с частотным уплотнением требуется сетка несущих частот для разделения каналов. Например, для 40-канальной системы городского радиовещания требуются несущие частоты в диапазоне от 26,965 до 27,405 МГц с шагом 10 кГц. Другой пример — телевизионная УВЧ-полоса частот (каналы 14—83), которая растянута от 470 до 890 МГц с интервалом 6 МГц.

Простейшая схема частотного синтезатора, использующего ФАП, показана на рис. 3.38. Выходная частота определяется установкой программируемого счетчика по формуле

$$f_{\text{вых}} = N f_{\text{н}}, \quad (3.47)$$

где  $f_n$  — исходная частота,  $N$  — запрограммированная установка счетчика. Хотя этот простой подход часто оказывается пригодным на низких частотах, при применениях он имеет большой недостаток: программируемому счетчику приходится прямо делить выходной сигнал ГУН.

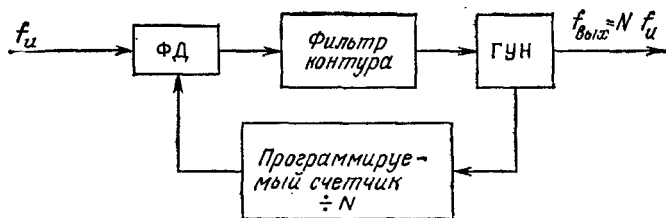


Рис. 3.38. Прямой частотный синтез на основе ФАП.

Из-за задержек в ветви обратной связи диапазон работы программируемых счетчиков более ограничен, чем у обычных счетчиков. Например, верхний предел программируемых счетчиков на ЭСЛ — около 100 МГц, а КМОП-счетчиков — около 5 МГц.

Чтобы работать с высокочастотными ГУН, нужно использовать фиксированное пересчетное устройство (делитель) и делить частоты генераторов ГУН и эталона на  $M$  (рис. 3.39) так, чтобы

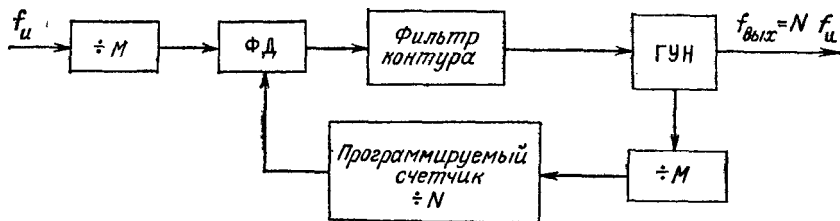


Рис. 3.39. Частотный синтез с делителем опорной и выходной частот.

$f_{\text{вых}}/M$  было в пределах диапазона счета программируемого счетчика. Недостатком этого подхода является то, что большой коэффициент деления в контуре обратной связи уменьшает коэффициент усиления контура ФАП и увеличивает ее время реакции при смене установки счетчика (разд. 3.1).

Существует два решения этой проблемы. Первое иллюстрируется на рис. 3.40, когда частота ГУН смешивается со стабильной частотой переноса  $f_n$  для получения желаемой выходной частоты

$$f_{\text{вых}} = f_n + N f_n. \quad (3.48)$$

В другом решении, которое упоминалось ранее, используются два модуля пересчетного устройства. Принцип, лежащий в основе этой разработки, может быть пояснен на рис. 3.41. Пересчет-

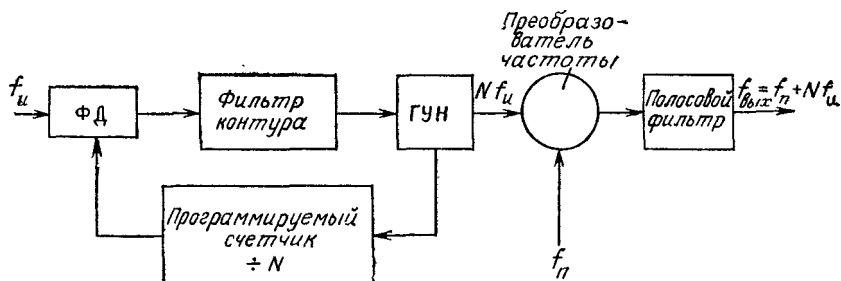


Рис. 3.40. Частотный синтез с контуром фазовой автоподстройки путем переноса частоты.

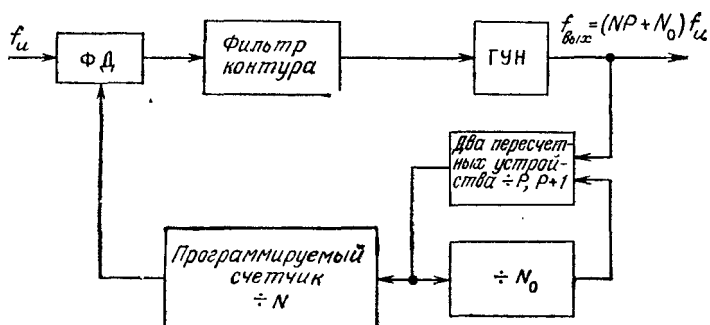


Рис. 3.41. Частотный синтез с контуром фазовой автоподстройки, использующий два модуля пересчета.

ное устройство, которое является высокочастотным счетчиком, делит на  $P$  или  $P + 1$ , что зависит от состояния счетчика  $N_0$ . Здесь  $N$  и  $N_0$  — относительно низкочастотные счетчики, поэтому их максимальная рабочая частота равна  $f_{\text{вых}}/P$ . Сначала счетчики установлены на  $N$  и  $N_0$  соответственно и предварительный делитель делит на  $P + 1$ . После того как  $N_0$  дойдет до нуля и  $N$  дойдет до  $N - N_0$ , предварительный делитель начнет деление на  $P$ . Время, за которое счетчик  $N$  дойдет до нуля (время готовности), определяется как

$$N_T = (N - N_0)P + N_0(P + 1) = NP + N_0 \quad (N > N_0).$$

На практике  $P$  обычно равно 10 (предварительный делитель делит на 10 или на 11), а  $N$  — десятичный каскадный счетчик.

Если  $N = 10N_2 + N_1$ , то  $N_T = 100N_2 + 10N_1 + N_0$ . Поэтому коэффициент деления может быть увеличен на один порядок величины.

Имеются монолитные частотные синтезаторы на основе ФАП со всеми необходимыми составляющими на одном кристалле для передатчиков и приемников с диапазоном частот для индивидуальных станций MM 55104 фирмы National, MC 145112 фирмы Motorola, SP 8921, SP 8923 фирмы Plessey.

Рис. 3.42 иллюстрирует проект частотного синтезатора для получения частот в диапазоне 70—100 МГц с шагом 0,1 МГц,

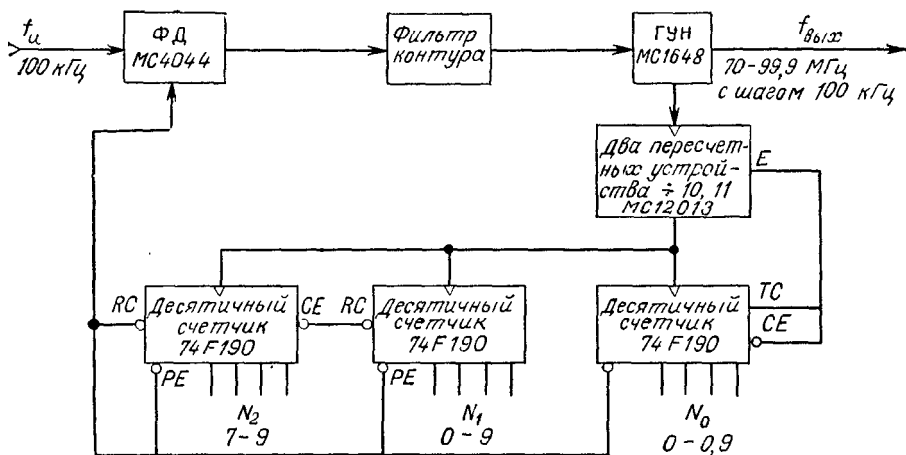


Рис. 3.42. Частотный синтезатор на 70—99,9 МГц с шагом 100 кГц.

использующего предварительный делитель на 10/11, обсужденный ранее. Заметим, что в предварительном делителе использованы схемы с ЭСЛ, а в программируемых счетчиках — быстродействующая серия ТТЛ.

### 3.46. Побитовые синхронизаторы

Мы обсудили использование контуров фазовой автоподстройки в схемах восстановления несущей и тактовых частот в синхронных системах связи. Теперь коротко рассмотрим некоторые проблемы, связанные с битовой синхронизацией, не упоминаемой выше. Рис. 3.43 иллюстрирует необходимость схем восстановления тактовой синхронизации в цифровых передающих системах. На рис. 3.43, а восстановленные тактовые импульсы используются для регенерации полученных данных. На рис. 3.43, б показана цифровая сеть типа ведущий — ведомый, где генераторы син-

хроимпульсов ряда географически разделенных узлов подстраиваются под задающий генератор ведущей станции.

Из рис. 3.37 видно, что очень узкополосная кварцованная схема фазовой автоподстройки может использоваться для выделения тактовых импульсов из входных данных. Считается, что на вход такого контура поступает непрерывный тактовый сигнал. Однако если используется фазовый детектор типа показан-

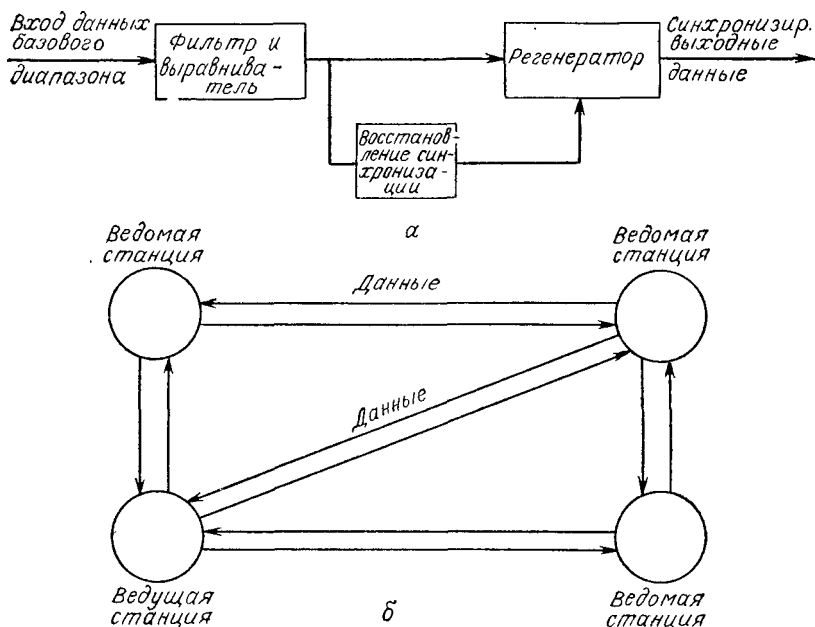


**Рис. 3.43.** Использование синхронизации в цифровой сети. *а* — использование восстановленных тактовых импульсов для регенерации данных; *б* — тактовые импульсы в нескольких ведомых станциях восстанавливаются из данных ведущей станции.

ного на рис. 3.29 и берутся входные данные RZ-типа, то сами данные можно непосредственно использовать в качестве входных сигналов детектора.

Однако наиболее эффективными сигналами данных являются сигналы типа RZ и их спектры не имеют составляющей тактовой частоты. Поэтому становится необходимым применять некоторые нелинейные процессы для преобразования сигналов данных в RZ-сигналы перед их подачей на вход контура. Рис. 3.44 иллюстрирует метод преобразования NRZ-данных в RZ-формат и их спектры. Обратит внимание на дискретную составляющую тактовой частоты в RZ-спектре. Читатель должен

знать, что этот процесс преобразования включает дифференцирование, возведение в квадрат и ограничение.

Как было указано, сигналы данных с возвращением к нулю могут прямо использоваться для синхронизации контура или для возбуждения колебаний схемы ( $LC$ -контуры) для восстановления тактов синхронизации. Получаемая в  $LC$ -схеме стабильная добротность  $Q$  обычно на порядок ниже, чем обеспечивается

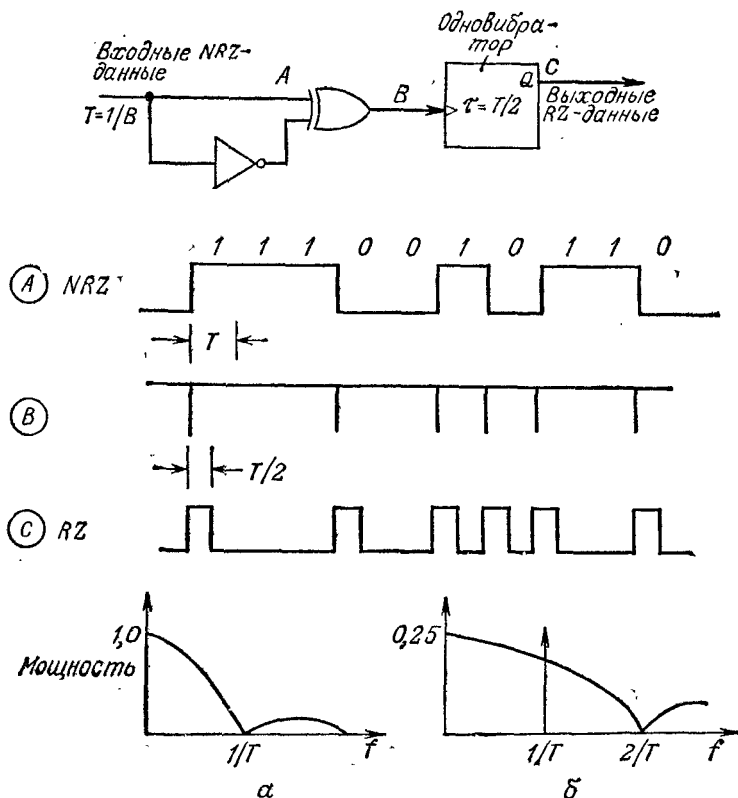


Рис. 3.44. Преобразование RZ-данных от входных NRZ-данных. Спектр NRZ-данных (а); спектр RZ-данных (ширина равна  $T/2$ ) (б).

правильно разработанной схемой ФАП. Поэтому тактовый сигнал, восстановленный с помощью ФАП, обычно много чище, чем выделенный с помощью пассивной схемы, особенно при наличии джиттера.

Действительно, в некоторых применениях тактовые сигналы восстанавливаются относительно низкодобротными резонансны-

ми схемами и затем подаются на вход ФАП для получения высокостабильных синхриимпульсов. Рис. 3.45 показывает возможность использования этого метода для борьбы с джиттером во входных данных. Входные данные записываются в восьмиразрядную адресуемую буферную память с тактовыми импульсами,

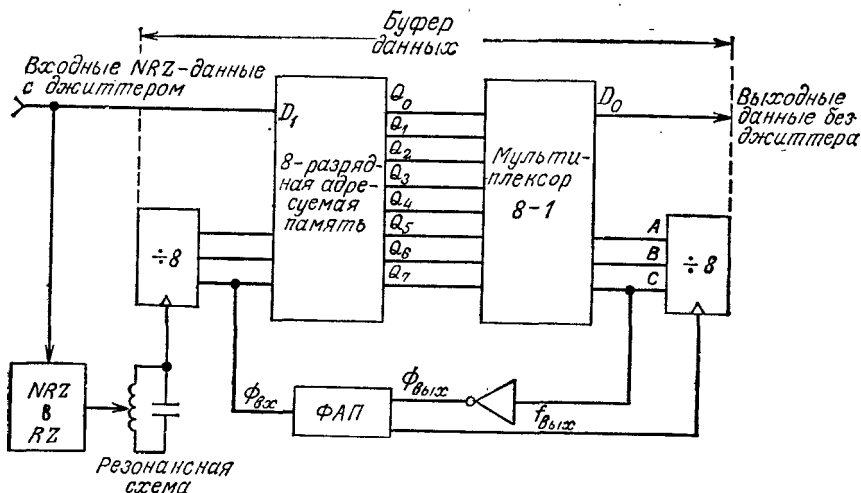


Рис. 3.45. Принцип действия схемы устранения джиттера.

сопровожаемыми входным джиттером (получены низкодобротной схемой). Каждый бит запоминается в памяти на восемь тактовых периодов. Бит данных считывается свободными от джиттера синхриимпульсами обычно через четыре тактовых периода после их записи. Это устройство поэтому способно устранять джиттер, приблизительно равный  $\pm 4$  временным периодам тактовых импульсов. Ясно, что объем буфера будет определяться величиной джиттера, который может быть устранен этим методом.

Очевидно, чтобы резонансная схема или контур ФАП работали нормально, NRZ-данные должны иметь достаточное количество переходов в течение данного времени. К сожалению, в неограниченных последовательностях таких данных не существует контроля над количеством единиц или нулей последовательности, и они могут поставить ряд серьезных проблем для схем восстановления тактов. Поэтому является обычным скремблирование NRZ-данных перед передачей для увеличения вероятности перехода или использования других схем кодирования, облегчающих получение тактовых импульсов в приемнике. Например, схема кодирования по фазе, используемая для систем

низкоскоростной передачи данных (известная как двухфазное кодирование), показана на рис. 3.46. Закодированные данные имеют два перехода ( $1 \rightarrow 0$  или  $0 \rightarrow 1$ ) для каждой 1 и один переход для 0. Высокая частота переходов в таких данных делает восстановление тактов относительно простым. Однако энергия в спектре данных, закодированных по фазе, сдвигается в

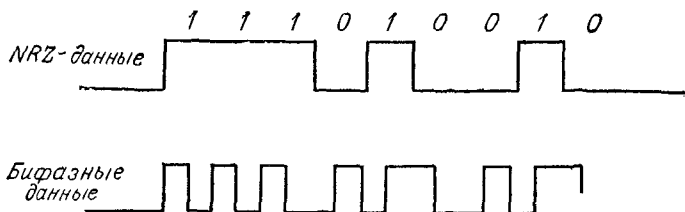


Рис. 3.46. Данные, кодированные по фазе, имеют более высокую скорость переходов, чем NRZ-данные, что способствует восстановлению тактом.

сторону более высоких частот; поэтому этот или подобный тип кодирования используется только тогда, когда нет ограничений на ширину полосы.

### 3.4в. Частотные и фазовые демодуляторы

В разд. 3.3 показано (рис. 3.36), что если на вход контура ФАП поступает частотно-модулированная несущая, то демодулированный сигнал может быть восстановлен на выходе фильтра контура. Здесь обсудим принципы, подчеркивающие использование ФАП для демодуляции несущей с угловой модуляцией.

Заметим, что для работы ФАП в линейном режиме входной сигнал должен иметь значительную составляющую несущей частоты. Для систем с подавлением несущей следует использовать некоторые нелинейные схемы (т. е. контур ФАП Костаса).

Рассмотрим вход ФАП с угловой модуляцией

$$V_{\text{вх}}(t) = \sin(\omega t + \phi_{\text{вх}}(t)), \quad (3.49)$$

где  $\omega$  — угловая частота несущей;  $\phi_{\text{вх}}(t)$  — мгновенная фаза несущей, модулируемой базовой полосой частот сигнала.

Для частотной модуляции мгновенная девиация частоты дается формулой

$$m(t) = \frac{d}{dt} \phi_{\text{вх}}(t). \quad (3.50)$$

В операторном виде

$$m(s) = s\phi_{\text{вх}}(s). \quad (3.51)$$



Для фазовой модуляции мгновенная девиация фазы определяется как

$$m(t) = \phi_{\text{вх}}(t) \text{ или } m(s) = \phi_{\text{вх}}(s). \quad (3.52)$$

Из формул (3.3) и (3.6) на выходе фильтра получаем

$$V_2(s) = K_d F(s) \phi_e(s) = s \phi_{\text{вх}}(s) \cdot \frac{K_d F(s)}{s + K F(s)} = s \phi_{\text{вх}}(s) \cdot \frac{H_s}{K_2}. \quad (3.53)$$

Сравнивая формулы (3.51) и (3.53), увидим, что сигнал на выходе фильтра прямо пропорционален модулированному сигналу, сформированному шириной полосы контура. Если несущая модулирована по фазе, то выходной сигнал фильтра нужно проинтегрировать (действие  $1/s$ ) для восстановления модулирующего сигнала. На рис. 3.47 показан контур ФАП, включенный

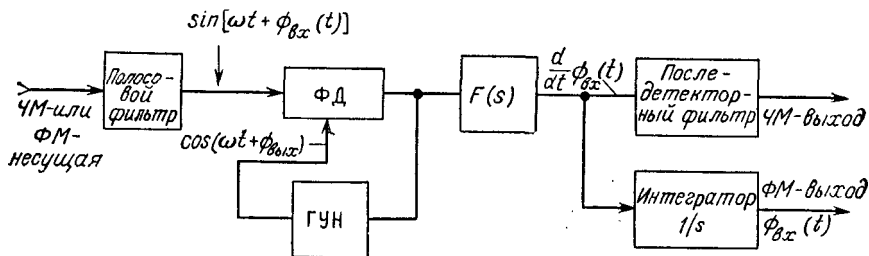


Рис. 3.47. Использование ФАП в качестве дискриминатора для демодуляции ЧМ- и ФМ-несущих.

для демодуляции частотно- или фазомодулированной несущей. Ясно, что контур должен отслеживать частоту модуляции. Ширина полосы контура при частотной модуляции может быть оценена по формуле

$$B \cong 2(\Delta f + f_m), \quad (3.45)$$

где  $\Delta f$  — амплитуда частотной девиации;  $f_m$  — наибольшая модулирующая частота. Для фазомодулируемой несущей

$$B \cong 2f_m. \quad (3.54)$$

Наилучшие характеристики (низкий пороговый уровень) получаются при ширине полосы контура больше, чем указанная выше ширина одной боковой полосы частот, а улучшение отношения сигнал/шум должно быть достигнуто с помощью преддетекторного фильтра (полосового) и последетекторного фильтра (нижних частот), как показано на рис. 3.47. (Ширина полосы фильтра  $\cong B$ , частота среза последетекторного фильтра  $f_m$ , а ширина полосы контура  $\cong B/2$ .)

Частотная манипуляция — особый случай частотной модуляции, в которой переходы (двоичные) информации сдвигают несущую частоту к двум определенным значениям  $f_1$  и  $f_2$ , соответствующим входным единице или нулю. Демодулирующий выход должен также быть двоичным, т. е. типа «есть — нет».

### 3.4г. Когерентные амплитудные модуляторы

Рассмотрим амплитудно-модулируемую несущую, получающуюся из выражения

$$[1 + m(t)] \sin(\omega t + \phi_{\text{вх}}). \quad (3.55)$$

На рис. 3.48 показано, как модулирующий сигнал можно восстановить с помощью ФАП. Демодулированный сигнал присут-

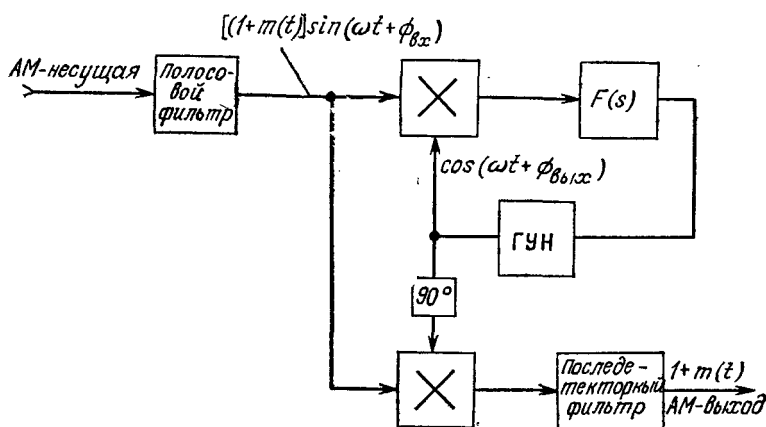


Рис. 3.48. Использование ФАП в качестве синхронного АМ-демодулятора.

ствует на выходе квадратурного фазового детектора (рис. 3.15).

Если допустить, что сигнал на выходе ГУН есть  $\cos(\omega t + \phi_{\text{вых}})$ , а фазовые детекторы — с перемножением, то синфазный сигнал на выходе детектора будет

$$V_e(t)_I = K_d [1 + m(t)] \sin \phi_e, \quad (3.56)$$

исключая высокочастотные члены

$$V_e(t)_I \cong 0 \text{ для } \phi_e \cong 0.$$

Это подчеркивает свойство контура ФАП, что в первом приближении сигнал на выходе фазового детектора не подвергается влиянию амплитудной модуляции несущей. Однако сигнал на

выходе квадратурного фазового детектора получается, исключая высокочастотные составляющие члены, в виде

$$V_e(t)_Q = K_d [1 + m(t)] \cos \phi_e \cong K_d [1 + m(t)], \text{ если } \phi_e \cong 0, \quad (3.57)$$

что представляет собой модулирующий сигнал, наложенный на постоянную составляющую (наличие составляющей постоянного тока показывает, что контур в режиме захвата синхронизирован). Этот тип амплитудной демодуляции является когерентным, так как реализуется путем умножения входного сигнала на восстановленную несущую в фазе с несущей передачи. Его следует отличать от демодуляции путем детектирования огибающей.

Следует отметить, что демодулятор амплитудно-модулируемых сигналов на рис. 3.48 находится вне контура. Поэтому контур должен отслеживать несущую, т. е. иметь такую узкую полосу, чтобы не создавать шум в квадратурной ветви.

### 3.4д. Тональные дешифраторы

На рис. 3.15 было показано, что наличие постоянного напряжения на выходе квадратурного фазового детектора указывает на то, что ГУН синхронизирован с входной частотой. Если ширина полосы контура мала, то индикация синхронизации будет лишь в том случае, если входная частота очень близка к средней частоте ГУН. Работа контура ФАП в качестве тонального дешифратора основана на этом принципе.

Комбинация тонов часто используется для передачи адреса и контрольных сигналов через телефонную сеть. Например, каждая цифра, набранная на микротелефоне с кнопочным набором, соответствует передаче двух частот в коммутатор, как показано ниже.

| Нижняя группа, Гц  | Цифры |      |      |
|--------------------|-------|------|------|
| 697                | 1     | 2    | 3    |
| 770                | 4     | 5    | 6    |
| 852                | 7     | 8    | 9    |
| 941                | *     | 0    | #    |
| Верхняя группа, Гц | 1209  | 1336 | 1477 |

Существует разнообразная аппаратура в телефонном коммутаторе для декодирования цифр от принимаемых тональных комбинаций. Рис. 3.49 показывает реализацию одного из них с использованием контуров ФАП. Требуется семь контуров ФАП, а средняя частота каждого ГУН подбирается такая, чтобы со-

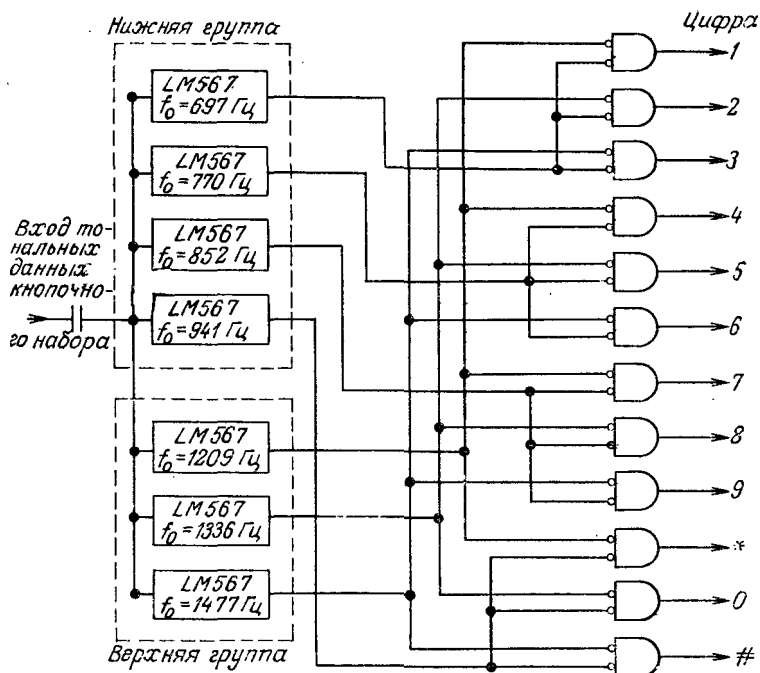


Рис. 3.49. Использование тональных дешифраторов на основе ФАП для декодирования цифр кнопочного набора.

ответствовать одному из семи передаваемых тонов. Заметим, что разделение между частотами в каждой группе составляет  $\sim 10\%$ , поэтому ширина полосы контура должна быть около  $5\%$ . Выбор ширины полосы контура — это компромисс между нужной защитой против ошибочной синхронизации по соседней частоте и уходом средней частоты ГУН с температурой, временем и т. п.

### 3.4е. Выбор схемы ФАП

Читателю сейчас должно быть ясно, что параметры контура ФАП для применений, описанных здесь, или другие возможные применения могут быть весьма различны и должны тщательно анализироваться. Одним общим параметром является стабильность средней частоты ГУН. Если эта частота сдвигается под действием разных факторов очень сильно, то контур неожиданно будет терять синхронизацию. Для того чтобы схема оставалась в режиме захвата, разница между частотой ГУН и входной ча-

стотой должна быть внутри области синхронизации контура.

Другие параметры контура в основном определяются применением, для которого схема предназначена. Например, для демодуляции частотно-модулированных сигналов ширина полосы контура должна быть относительно большой, но выход должен быть линейным. С другой стороны, для демодуляции частотно-манипулированных сигналов ширина полосы схемы должна быть большой, но выход должен быть цифровым.

Тональные дешифраторы и демодуляторы амплитудно-модулированных сигналов должны включать цепь сдвига фазы на  $90^\circ$  для несущей и квадратурный фазовый детектор. Однако выход детектора амплитудно-модулированных сигналов должен быть линейным, в то время как в тональном дешифраторе он должен быть цифровым.

Сейчас имеется много различных интегральных схем ФАП, которые можно приспособить для различных применений. В табл. 3.2 включены наиболее известные интегральные схемы фазовых детекторов и ГУН, а также полных контуров ФАП. В табл. 3.3 классифицированы схемы ФАП в соответствии с их применением.

Таблица 3.2. Интегральные схемы для контуров ФАП

|                                     | Интегральная<br>схема | Изготовитель            | Примечание                              |
|-------------------------------------|-----------------------|-------------------------|-----------------------------------------|
| Фазовые детекторы                   |                       |                         | Максимальная частота,<br>МГц            |
| с перемножением                     | MC 1496               | Motorola и<br>Signetics | 10                                      |
|                                     | MC 1596               |                         | 10                                      |
| цифровые                            | MC 4344               |                         | 15                                      |
|                                     | MC 4044               |                         | 15                                      |
|                                     | MC 12040              |                         | 80                                      |
|                                     | 11C44                 |                         | 15                                      |
| Генераторы, управляемые напряжением |                       |                         | Максимальная частота<br>генератора, МГц |
| LC                                  | MC 1648               | Motorola                | 200                                     |
| RC                                  | 566                   | Signetics               | 1                                       |
|                                     | LM 566                | National                | 1                                       |
|                                     | XR 205                | Exar                    | 4                                       |
|                                     | XR 2206               |                         | 1                                       |
|                                     | XR 2207               |                         | 1                                       |
|                                     | MC 1658               |                         | 80                                      |

Продолжение табл. 3.2

|                                                                                            | Интегральная<br>схема                                            | Изготовитель                                  | Примечание                                                                                |
|--------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------|
| Монолитные схемы фазовой автоподстройки (все используют RC-мультивибраторы в качестве ГУН) | 560, 561 и 562<br>565<br>LM 565<br>XR 215<br>XR 2212<br>CD 4046A | Signetics<br><br>National<br>Exar<br>»<br>RCA | Максимальная частота<br>15 МГц<br>500 кГц<br>500 кГц<br>20 МГц<br>100 кГц<br>1 МГц (КМОП) |

Таблица 3.3. Применение интегральных схем фазовой автоподстройки

| Применение                                                            | Интегральная<br>схема                         | Изготовитель                              | Примечание                                                          |
|-----------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------|-------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------|
| Частотные синтезаторы и демодуляторы частотно-модулированных сигналов | 565<br>LM 565<br>XR 215<br>XR 210<br>CD 4046A | Signetics<br>National<br>Exar<br>»<br>RCA | Общее назначение                                                    |
| Демодуляторы частотно-манипулированных сигналов                       | XR 210<br>XR 2211                             | Exar<br>»                                 | Цифровой выход                                                      |
| Тональные дешифраторы                                                 | XR 567<br>XR 2211<br><br>567<br>LM 567        | Exar<br>»<br><br>Signetics<br>National    | Квадратурный ГУН<br>Квадратурный фазовый детектор<br>Цифровой выход |
| Демодуляторы амплитудно-модулированных сигналов                       | 561                                           | Signetics                                 | Квадратурный ГУН<br>Квадратурный фазовый детектор<br>Линейный выход |

### Заключение

Подводя итог этой главы, можно сказать, что в основном рассматривались линейные модели контуров фазовой автоподстройки, хотя кратко были упомянуты несколько нелинейных моделей схем, а именно контур Костаса и цифровые схемы. Были описаны компоненты схем фазовой автоподстройки и некоторые прак-

тические разработки схем. Наконец, описаны некоторые важные применения схем фазовой автоподстройки.

Область, связанная со схемами фазовой автоподстройки, очень обширна как в теории, так и на практике. Читатель может обратиться к литературе по этой тематике для более глубокого изучения.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Alfonso J. A., Quitero A. J., Arantes D. S., A Phase-Locked Loop with Digital Frequency Comparator for Timing Signal Recovery, National Telecommunication Conference Records, 1979.
2. Bellisio J. A., New Phase Locked Timing Recovery Method for Digital Regenerators, *ICC Conference Record*, June, 1976.
3. Bennet W. R., Davey J. R., Data Transmission, McGraw-Hill, New York.
4. Cahn C. R., Improving Frequency Acquisition of a Costas Loop, *IEEE Transactions on Communications*, December, 1977.
5. Costas J. P., Synchronous Communications, *Proceedings IRE*, December, 1956.
6. Freking M. E., Crystal Oscillator Design and Temperature Compensation, Van Nostrand-Reinholt, New York.
7. Gardner F. M., Phaselock Techniques, 2d ed., Wiley, New York.
8. Ghosh S., Bandwidth of Phase Lock Loops, *Electronic Desing*, March 15, 1978.
9. Ghosh S., Foster C., Phase Frequency Locked Loops Handle Random Input, *EDN*, February, 1980.
10. Gupta S. C., On Optimum Digital Phase Locked Loops, *IEEE Transactions on Communications*, April, 1968.
11. Hogge C. R., Carrier and Clock Recovery for 8 PSK Synchronous Demodulation, *IEEE Transactions on Communications*, May, 1978.
12. Mayo J. S., Experimental 224MB/S PCM Terminal, *Bell System Technical Journal*, November, 1965.
13. Messerschmit D. G., Frequency Detectors for PLL Acquisition in Timing and Carrier Recovery, *IEEE Transactions on Communications*, September, 1979.
14. Phase Locked Loop Data Library. Motorola Semiconductor Products, Inc., 1973.

# СХЕМЫ УСТАНОВКИ ВРЕМЕНИ

*Х. Ильхан Рефиоглу<sup>1)</sup>*

### 4.1. ВВЕДЕНИЕ

Появление таймера 555 дало возможность использовать его для проектирования большинства схем установки времени, причем используется всего лишь несколько внешних элементов и, таким образом, существенно упрощается проектирование. Таймер 555 с такими достоинствами, как простота, универсальность и экономичность, быстро приобрел широкую популярность, сравнимую с популярностью операционных усилителей. Появление прибора 555 привело к новым применениям таймера и новым схемным идеям, основанным на таймере 555, путем использования его в качестве основного функционального узла системы.

Вскоре двоянные варианты этого наиболее популярного таймера на ИС появились на рынке, и за ними последовали другие таймеры ИС с расширенными возможностями. Сегодня на рынке существует широкий выбор таймерных ИС, которые имеют улучшенную точность, большую универсальность, способность программироваться и меньшее потребление мощности. Эти монолитные схемы хронирования образуют область производства таймеров, включающую целое семейство приборов, которые находят широкое применение в линейных и цифровых системах. В большинстве случаев для применения промышленного управления и контроля эти схемы обеспечивают прямую, экономичную и более надежную замену механическим и электромеханическим приборам установки времени. Они также используются для синхронизации и для различных видов импульсной модуляции. Некоторые из применений таймеров и их зоны сбыта иллюстрирует рис. 4.1. Классификация имеющихся в продаже монолитных таймеров и список их изготовителей даются на рис. 4.2. Существует три основных вида таймеров на ИС.

---

<sup>1)</sup> H. Ilhan Refioglu. Exar Integrated Systems Inc. Sunnyvale, Calif.



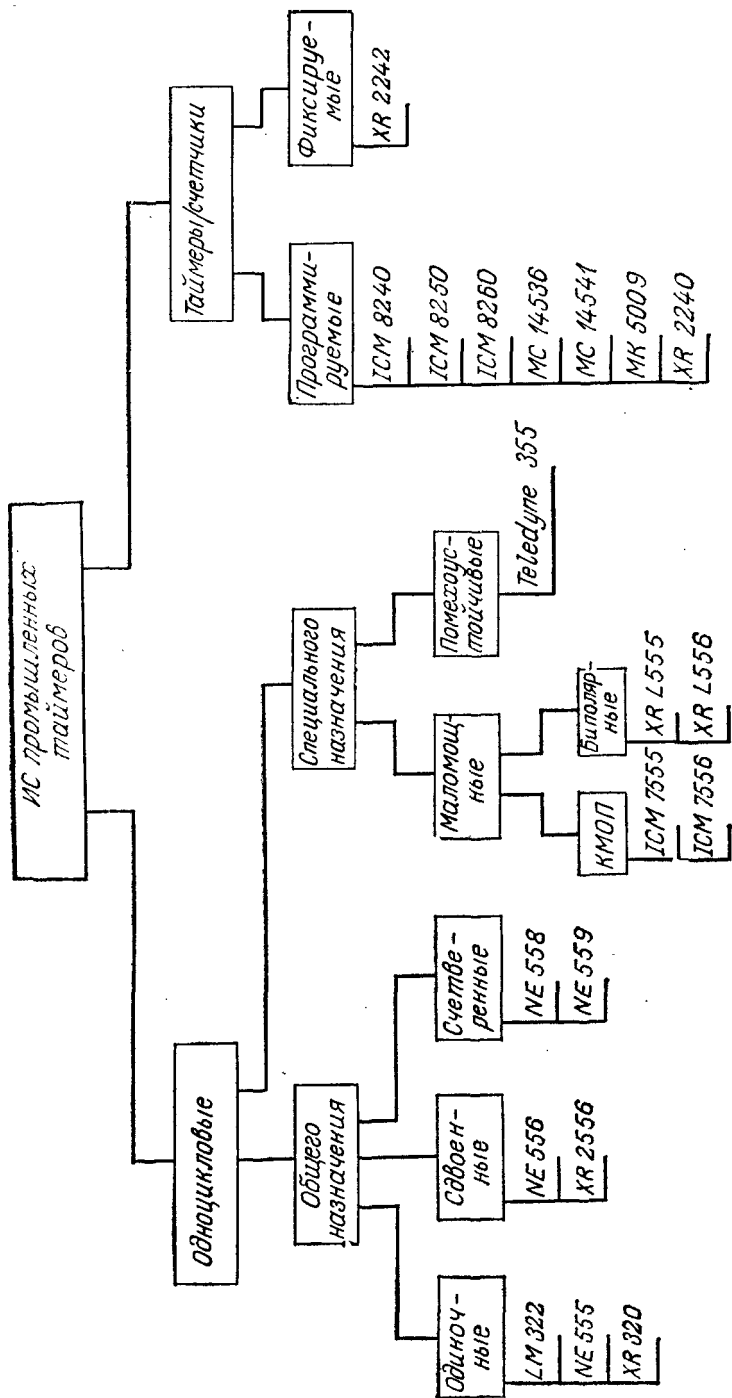
Области применения таймеров

| В быту                      | Связь                             | Автомобили                                   | Медицинские приборы       | Промышленность                                      |
|-----------------------------|-----------------------------------|----------------------------------------------|---------------------------|-----------------------------------------------------|
|                             |                                   |                                              |                           |                                                     |
| Стиральные машины           | Задержки телефонного звонка       | Обогрев заднего стекла                       | Портативные ЭКГ-установки | Ирригационное оборудование                          |
| Сушильные аппараты          | Подвижные телефонные системы      | Управление стеклоочистителем лобового стекла | Анализаторы крови         | Разработка фотоборудования                          |
| Микроволновые духовые шкафы | Оборудование копирования          | Автосигналы                                  |                           | Сигнальные устройства                               |
| Выброматрацы                | Телетайпное печатающее устройство |                                              |                           | Система контроля за окружающей средой               |
| Игрушки                     | Телефонные отвечающие системы     |                                              |                           | Термостаты                                          |
| Игры                        |                                   |                                              |                           | Оборудование управления технологическими процессами |

Типичные применения монолитных таймеров

|                                   |                              |                                    |
|-----------------------------------|------------------------------|------------------------------------|
| Обнаружение пропущенного импульса | Формирование импульсов       | Точная установка времени           |
| Генерирование развертки           | Модуляция позиции импульса   | Генерирование задержек времени     |
| Подсчет импульсов                 | Широтно-импульсная модуляция | Последовательная установка времени |
| Генерирование тактовых импульсов  |                              |                                    |

Рис. 4.1. Рынки сбыта ИС таймеров и типичные применения монолитных таймеров.



а

Рис. 4.2, а. Наличие и классификация таймеров.

| Тип таймера | Корпус                                            | Изготовитель           | Обозначение   |
|-------------|---------------------------------------------------|------------------------|---------------|
| 555         | Миниатюрный пластмассовый на 8 выводов в два ряда | Signetics              | NE555V        |
|             |                                                   | Advanced Micro Devices | NE555V        |
|             |                                                   | Exar                   | XR-555CP      |
|             |                                                   | Fairchild              | $\mu$ A555TC  |
|             |                                                   | Intersil               | NE555V        |
|             |                                                   | Lithic Systems         | LS555         |
|             |                                                   | Motorola               | MC1455P1      |
|             |                                                   | National               | LM555CN       |
|             |                                                   | Raytheon               | RC555DN       |
|             |                                                   | RCA                    | CA555CE       |
|             |                                                   | Silicon General        | SG555M        |
|             |                                                   | Teledyne Semiconductor | 555P          |
|             |                                                   | Texas Instruments      | SN72555P      |
| 556         | Пластмассовый на 14 выводов в два ряда            | Signetics              | NE556A        |
|             |                                                   | Advanced Micro Devices | NE556A        |
|             |                                                   | Exar                   | XR-556CP      |
|             |                                                   | Fairchild              | $\mu$ A556PC  |
|             |                                                   | Intersil               | NE556A        |
|             |                                                   | Lithic Systems         | L556          |
|             |                                                   | Motorola               | MC3556P       |
|             |                                                   | National               | LN556N        |
|             |                                                   | Raytheon               | RC556DB       |
|             |                                                   | Silicon General        | SG556N        |
|             |                                                   | Teledyne Semiconductor | 556J          |
| 322         | То же                                             | National               | LM322N        |
| 3905        | Миниатюрный пластмассовый на 8 выводов в два ряда | National               | LM3905N       |
| 2240        | Пластмассовый на 16 выводов в два ряда            | Exar                   | XR-2240CP     |
|             |                                                   | Fairchild              | $\mu$ A2240PC |
|             |                                                   | Intersil               | ICL8240CPE    |
| 2250        | То же                                             | Exar                   | XR-2250CP     |
|             |                                                   | Intersil               | ICL8250CPE    |
| 8260        | » »                                               | Intersil               | ICL8260CPE    |
| L555        | Пластмассовый на 8 выводов                        | Exar<br>Signetics      | XR-L555       |
| L556        | Пластмассовый на 14 выводов в два ряда            | Exar                   | XR-L556       |

Рис. 4.2, б. Список изготовителей ИС таймеров.

Продолжение

| Тип таймера | Корпус                                 | Изготовитель | Обозначение  |
|-------------|----------------------------------------|--------------|--------------|
| 355         | Пластмассовый на 8 выводов в два ряда  | Teradyne     | Teradyne-355 |
| 7555        | То же                                  | Intersil     | ICM-7555     |
| 7556        | Пластмассовый на 14 выводов в два ряда | Intersil     | ICM-7556     |
| 2242        | Пластмассовый на 8 выводов в два ряда  | Echag        | XR-2242      |

Рис. 4.2, б. (Продолжение.)

1. *Таймеры общего назначения.* В основном это одноцикловые таймеры, действующие при единичном цикле зарядки внешней хранирующей емкости и являющиеся простыми приборами с низкой стоимостью, которые могут использоваться почти во всех применениях, кроме самых сложных. Эти приборы имеют большую точность и очень хорошую стабильность, способны работать как в моностабильном, так и в астабильном режиме в широких диапазонах.

Сдвоенные и счетверенные таймеры представляют собой соответственно две или четыре таймерные схемы на одном кристалле. Такие приборы значительно снижают цену применений системы, могут использоваться независимо или вместе друг с другом, а так как занимают общую кремниевую подложку, они выявляют отличные согласованные характеристики в температурном диапазоне.

2. *Таймеры специального назначения.* Это также одноцикловые таймеры, которые используются в особых случаях. Помехоустойчивые таймеры разрабатывают так, чтобы их работа не зависела от воздействия больших переходных процессов и высоких уровней электрического шума устройств промышленной автоматики.

Маломощные схемы таймеров дают более значительную экономию в потреблении энергии, чем исходный таймер 555, и могут работать при снижении напряжения до нескольких вольт, не ухудшая основных характеристик, таких, как временная точность и частотная стабильность. Они хорошо подходят при ис-

пользовании питания от батарей, подобных тем, которые используются в портативной аппаратуре и измерительных приборах.

3. *Таймеры/счетчики.* Это многоцикловые схемы хронирования, которые способны обеспечить сверхдлинные задержки времени. Они используют комбинацию базового времязадающего генератора (подобного тому, который используется в большинстве одноцикловых таймеров) и счетчика для получения желательной задержки времени. Таймеры/счетчики представляют собой более экономичное и удобное решение для времязадающих применений, требующих длительных задержек времени, превышающих несколько минут.

## 4.2. ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ НА ИС

Монолитные таймеры вырабатывают точные хронизирующие импульсы, или задержки времени, длительность или скорость повторения которых определяются внешним времязадающим резистором  $R$  и времязадающей емкостью  $C$ . Хронизирующий интервал пропорционален этому произведению ( $RC$ ) и может изменяться путем выбора внешних  $R$  и  $C$ .

Основанные на этих принципах действия таймеры на интегральных схемах могут быть классифицированы по двум категориям: типа одновибратора, или одноцикловые таймеры, и многоцикловые, или таймеры/счетчики. Одноцикловые таймеры оперируют зарядом источника времязадающего тока, тогда как таймеры/счетчики совмещают генератор базового времени с каскадом счетчика для получения длительных задержек времени.

### 4.2а. Экспоненциальная хронизирующая схема

Простейшей формой таймера типа одновибратора является экспоненциальная хронизирующая схема. Она может работать либо в моностабильном, либо в астабильном (свободные колебания) режиме.

1. *Моностабильный режим работы.* Блок-схема экспоненциальной хронизирующей схемы, работающей в моностабильном режиме, показана на рис. 4.3. Обычно все показанные на рисунке компоненты, кроме  $R$  и  $C$ , реализуются в виде ИС интегральных схем.

Принцип действия схемы состоит в следующем. В своем исходном состоянии или в состоянии сброса переключатель  $s_1$ , который обычно на кристалле реализуется  $n - p - n$ -транзистором с заземленным эмиттером, замкнут, заземляя емкость. Напряжение на выходе таймера в этом состоянии мало или близко к нулю.

Хронирующий цикл начинается поступлением на вход запускающего импульса. Последний перебрасывает триггер, который в свою очередь размыкает переключатель  $S_1$ , шунтирующий емкость  $C$ , а также переводит выход в высокий уровень. При высоком выходе теперь таймер находится в неустойчивом состоянии. Так как переключатель  $S_1$  разомкнут, емкость  $C$  начнет заряжаться через резистор  $R$ . Напряжение на емкости растет экспоненциально к величине напряжения источника питания  $V_{CC}$  с постоянной времени  $RC$ . Когда это напряжение достигнет порогового напряжения  $V_{пор}$ , то срабатывает компаратор, сбрасывающий триггер, который в свою очередь замыкает переключатель  $S_1$ . Выход возвращается в свое низкое положение, схема возвращается в свое исходное состояние, и хронирующий цикл одновибратора заканчивается. Схема остается в этом устойчивом состоянии, пока снова не запустится.

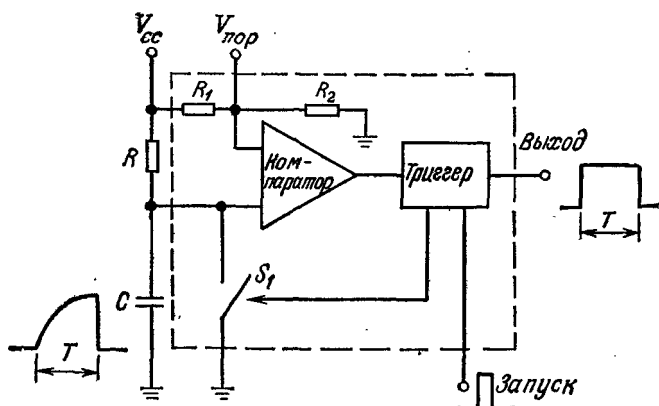


Рис. 4.3. Моностабильный режим работы хронирующей схемы экспоненциального типа.

ненциально к величине напряжения источника питания  $V_{CC}$  с постоянной времени  $RC$ . Когда это напряжение достигнет порогового напряжения  $V_{пор}$ , то срабатывает компаратор, сбрасывающий триггер, который в свою очередь замыкает переключатель  $S_1$ . Выход возвращается в свое низкое положение, схема возвращается в свое исходное состояние, и хронирующий цикл одновибратора заканчивается. Схема остается в этом устойчивом состоянии, пока снова не запустится.

2. *Астабильный режим работы.* Та же самая базовая схема на рис. 4.3 может быть изменена, как показано на рис. 4.4, для получения астабильного режима работы. Заметим, что эта блок-схема имеет сейчас два времязадающих резистора и несколько иное устройство порогового детектора, которое включает два компаратора для установки двух пороговых уровней, подходящих для этого режима работы.

Работа схемы происходит следующим образом. Допустим сначала, что переключатель  $S_1$  разомкнут и на выходе его высокий уровень. Так как резистор  $R_B$  соединен последовательно с  $C$  и  $R_A$ , емкость заряжается до величины  $V_{CC}$  через последовательно соединенные  $R_A$  и  $R_B$  до тех пор, пока не достигнет за-

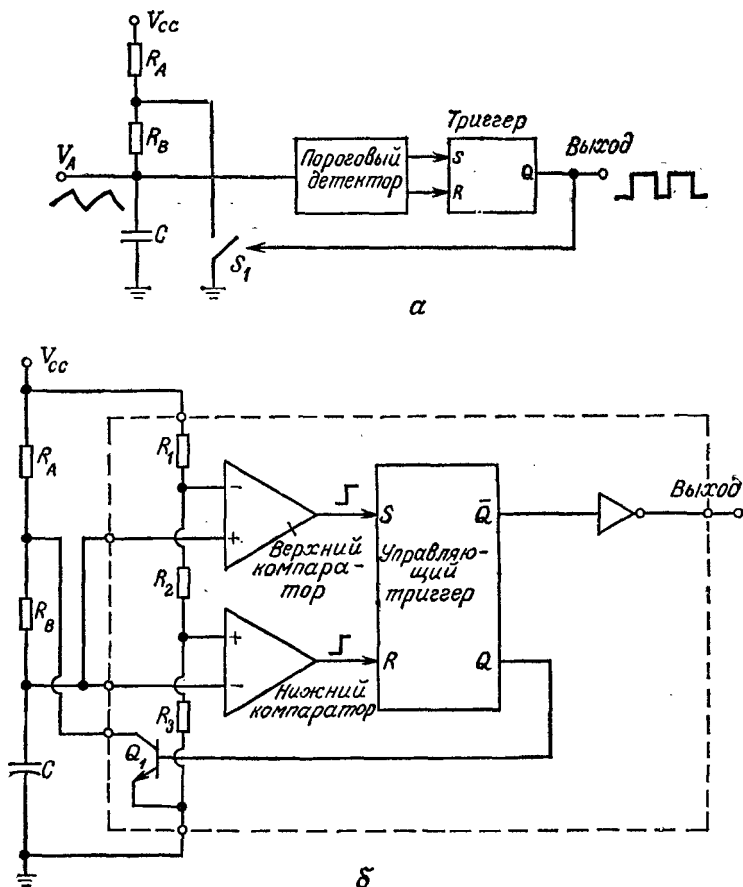


Рис. 4.4. Астабильный режим работы таймера экспоненциального типа. Функциональная блок-схема (а). Принципиальная схема (б).

данного верхнего порога. Во время этого периода зарядки, который определяется как  $(R_A + R_B)C$ , выход находится в своем высоком положении. Когда экспоненциально нарастающее хронизирующее напряжение на емкости достигнет верхнего порогового уровня, триггер перебросится: разряжающий транзистор (переключатель  $S_1$ ) открывается, а выходной уровень снижается и остается низким в течение периода разряда  $R_B C$ . Емкость  $C$  начнет разряжаться через  $R_B$  по экспоненте до потенциала земли до тех пор, пока напряжение на емкости не достигнет заданного нижнего порогового уровня и не включит снова таймер. Схема опять возвращается в свое состояние высокого выхода

с разомкнутым  $S_1$  и емкостью  $C$ , заряжающейся до  $V_{CC}$ . Таймер начинает новый цикл. Схема будет продолжать колебаться между двумя пороговыми уровнями с изменением положения выхода с каждым пересечением порога. Таким образом, цифровая форма сигнала получается на выходе таймера. Форма напряжения на емкости представляет экспоненциальный пилообразный сигнал, показанный на рис. 4.4.

#### 4.2б. Линейная хранирующая схема

Альтернативой простой экспоненциальной хранирующей схеме является схема таймера линейного типа, показанная на рис. 4.5.

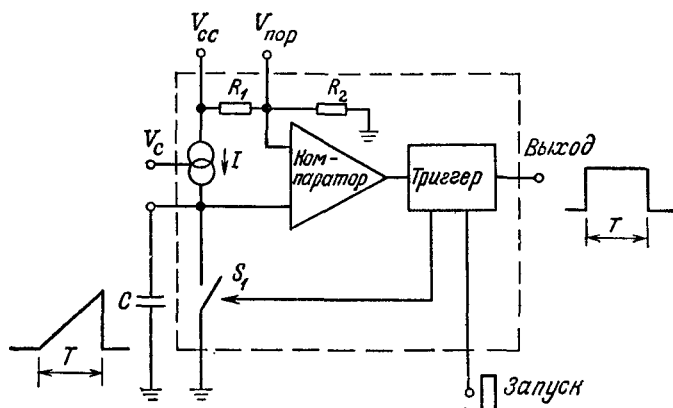


Рис. 4.5. Блок-схема таймера линейного типа.

Эта схема, которая также является хранирующей одноклоковой схемой, действует аналогично. Однако сейчас времязадающая емкость  $C$  заряжается линейно постоянным током  $I$  и вырабатывает линейно-пилообразную форму сигнала с постоянным наклоном  $I/C$ . Эти типы схем также способны работать и в астабильном, и в моностабильном режимах.

#### 4.2в. Характеристики ограничений одноклоковых таймеров

Точные хранирующие интервалы, которые могут быть получены от имеющихся в продаже ИС таймеров типа одновибратора, ограничены в диапазоне от нескольких микросекунд до нескольких минут. Для получения очень коротких хранирующих импульсов (в диапазоне несколько микросекунд или меньше) внутренние задержки времени, связанные со скоростью переключения компараторов (особенно задержки восстановления компаратора



низкого уровня, которые обычно состоят из  $p-n-p$ -транзисторов, триггера и разряжающего транзистора (представленного переключателем  $S_1$ ), способны вносить дополнительные ошибки хронирования и нарушить надежную работу. Для применений, требующих временной задержки порядка 1 мкс или меньше, лучше подходят перезапускаемые ТТЛ-одновибраторы и КМОП-варианты основного одностабильного мультивибратора, так как они обладают меньшим временем отклика. (Эти схемы не будут рассматриваться в данной главе.)

Для выработки длинных временных задержек (в диапазоне нескольких минут), которые требуют больших значений  $R$  и  $C$ , входные токи компараторов и токи утечки времязадающей емкости или внутреннего разрядного транзистора способны ограничивать точность хронирования схемы. Обычно для хронизирующих применений, требующих задержек времени более нескольких минут, многоцикловые схемы или схемы типа «таймер/счетчик времени» обеспечивают более экономичное и практичное решение, чем ИС таймеров типа «одновибраторов».

#### 4.2г. Интегральные схемы таймеров/счетчиков

Таймеры/счетчики, или многоцикловые хронизирующие схемы, это такие таймеры, которые обладают дополнительной способностью обеспечивать сверхдлительные временные задержки. В них используется комбинация генератора базового времени, который в основном схож с простой схемой таймера экспоненциального типа, описанной ранее, и двоичного счетчика для создания нужного времени задержки. На рис. 4.6 показана упрощенная блок-схема ИС таймера/счетчика, который состоит из трех основных узлов: генератора базового времени, двоичного счетчика и управляющего триггера.

Работа таймера/счетчика может быть описана следующим образом. Когда схема находится в состоянии покоя или в исходном состоянии, то генератор базового времени заперт, а счетчик установлен на нуле. Однако, когда схема запущена, генератор базового времени начинает работать и выдает серию хронизирующих импульсов, скорость повторения которых пропорциональна величине внешних времязадающих резистора  $R$  и емкости  $C$ . Эти хронизирующие импульсы затем подсчитываются двоичным счетчиком, и, когда заранее установленная величина достигается, двоичный счетчик сбрасывает управляющий триггер, останавливает генератор базового времени и завершает хронизирующий цикл. Общий хронизирующий интервал  $T_0$  пропорционален произведению величин  $NRC$ , где  $N$  — заранее заданная величина счета.

Объединение стабильного генератора базового времени и программируемого двоичного счетчика на одной ИС обеспечивает ряд уникальных прикладных и эксплуатационных особенностей, общих для всех семейств таймеров/счетчиков. Некоторые из этих особенностей приводятся ниже.

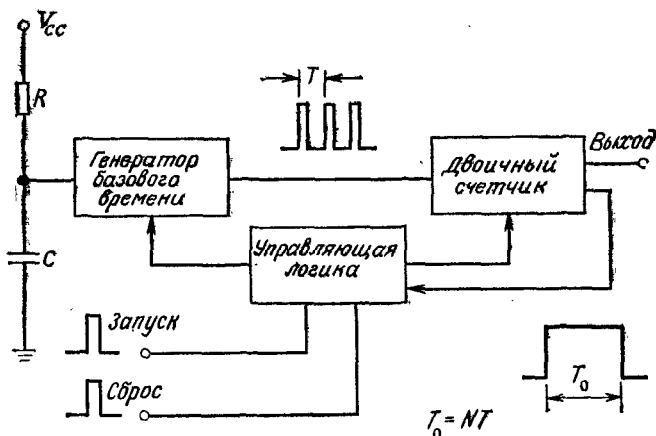


Рис. 4.6. Упрощенная блок-схема ИС таймера/счетчика.

- **Получение длительных задержек с помощью конденсаторов малой емкости.** Для получения заданной временной задержки в таймере/счетчике можно было бы использовать времязадающий конденсатор  $C$ , который в  $N$  раз меньше, чем конденсатор для таймера типа «одновибратора», где  $N$  — значение, запрограммированное в двоичном счетчике. Так как конденсаторы большой емкости с малой утечкой являются достаточно дорогими, данная технология может привести к меньшим затратам для получения длительных временных задержек, превышающих несколько минут.
- **Каскадная реализация сверхдлинных задержек.** Если каскадно соединить два таймера/счетчика, то получается каскад из шкал счетчиков обоих таймеров. Так как второй таймер/счетчик делит выходную последовательность счетчика первого таймера, то величина задержки, достижимая на каскаде, увеличивается в геометрической прогрессии, а не в арифметической. Например, если один таймер/счетчик дает задержку времени  $NRC$ , то два таких таймера/счетчика, соединенные последовательно, будут обеспечивать временную задержку  $N^2RC$ , где  $N$  — значение, установленное на двоичном счетчике. Таким образом, каскад из двух таймеров/счетчиков на ИС с 8-разряд-

ным двоичным счетчиком каждый может обеспечить временные задержки более  $32\,000RC$ .

- *Реализация ряда задержек на основе одного значения  $RC$ .* Используя программируемый двоичный счетчик, шкалу значений которого можно запрограммировать между минимальным значением, равным единице, и максимальным значением, равным  $N$ , можно получить  $N$  различных временных интервалов при использовании одного и того же внешнего параметра  $RC$ .
- *Простота установки или градуировки.* Хотя таймеры/счетчики обычно используются для получения длинных временных задержек или интервалов, их характеристики точности определяются лишь характеристиками генератора базового времени. Узел счетчика не оказывает влияния на общую временную точность. Таким образом, установку времени, или градуировку для длинных временных интервалов, можно получить быстро, не ожидая всего хронизирующего цикла, путем установления точности генератора базового времени.

### 4.3. ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА ТАЙМЕРА 555

Таймер 555, впервые представленный фирмой Signetics в 1972 г., является одноцикловым таймером, подобным по структуре и принципам действия экспоненциальной хронизирующей схеме, показанной на рис. 4.3. Это таймер общего назначения, пригодный к моностабильному и астабильному режимам работы в широком диапазоне.

#### 4.3а. Внутренняя структура и анализ

Функциональная блок-схема таймера 555 дана на рис. 4.7. Действие схемы следующее: резисторная цепочка делителя напряжения, включающая три одинаковых резистора, устанавливает пороговые напряжения верхнего и нижнего компараторов  $\frac{2}{3}V_{CC}$  и  $\frac{1}{3}V_{CC}$  соответственно. Хронизирующий цикл схемы начинается с запускающего входного импульса ниже значения нижнего порога  $\frac{1}{3}V_{CC}$ . Нижний компаратор изменяет состояние, и управляющий триггер переключает выход на его высокий уровень (который на  $2V_{be}$  и  $IR$  ниже  $V_{CC}$ ) и запирает разряжающий транзистор  $Q_1$ . Это позволяет внешней емкости  $C$  заряжаться до  $V_{CC}$  через внешний резистор  $R_A$ . Когда напряжение внешней емкости достигнет верхнего порога напряжения компаратора  $\frac{2}{3}V_{CC}$ , верхний компаратор изменит состояние, что будет причиной для управляющего триггера вновь возвратиться к исходному положению. Выход таймера возвратится на нижний уровень, и транзистор  $Q_1$  отопрется для быстрого разряда внешней емкости.

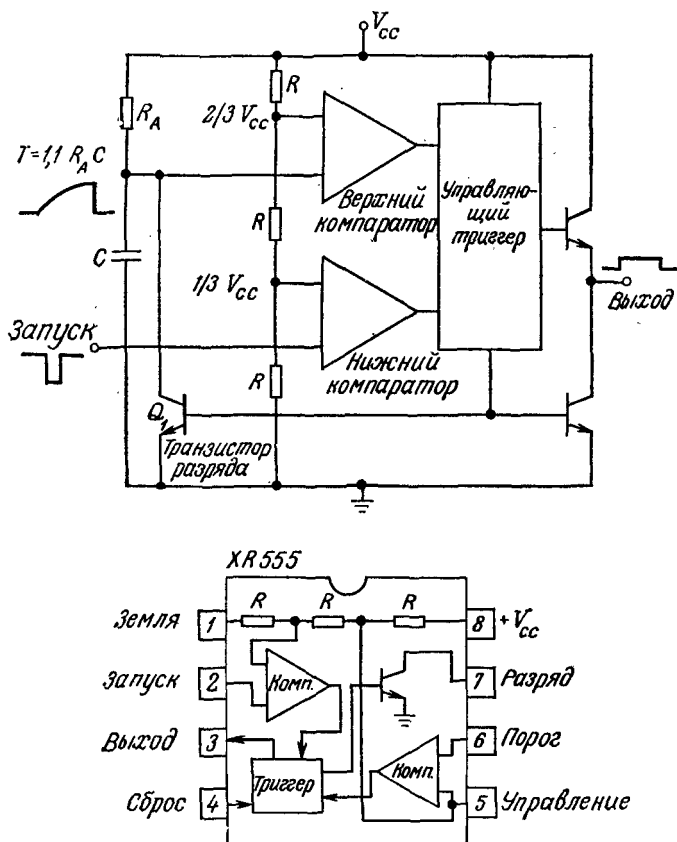


Рис. 4.7. Функциональная блок-схема таймера 555 и назначение выводов.

Выход является высоким только во время цикла заряда емкости, который определяется значениями  $R_A$  и  $C$ . Принципиальная схема таймера 555 дана на рис. 4.8. Резисторная цепочка делителя, которая определяет пороговые напряжения, включает в себя 5-кОм резисторы  $R_7$ ,  $R_8$  и  $R_9$  и транзисторы смещения  $Q_4$  и  $Q_{13}$  верхнего и нижнего компараторов соответственно. Транзисторы  $Q_1$  —  $Q_8$  составляют верхний компаратор. Транзисторы  $Q_5$  —  $Q_8$  используются как активная нагрузка для увеличения коэффициента усиления компаратора. Входные дифференциальные каскады на транзисторах по схеме Дарлингтона, используемые в разработке компаратора, обеспечивают высокое входное полное сопротивление и низкий входной ток, что допускает широкий диапазон значений внешнего времязадающего резистора, используемого для конкретного применения.

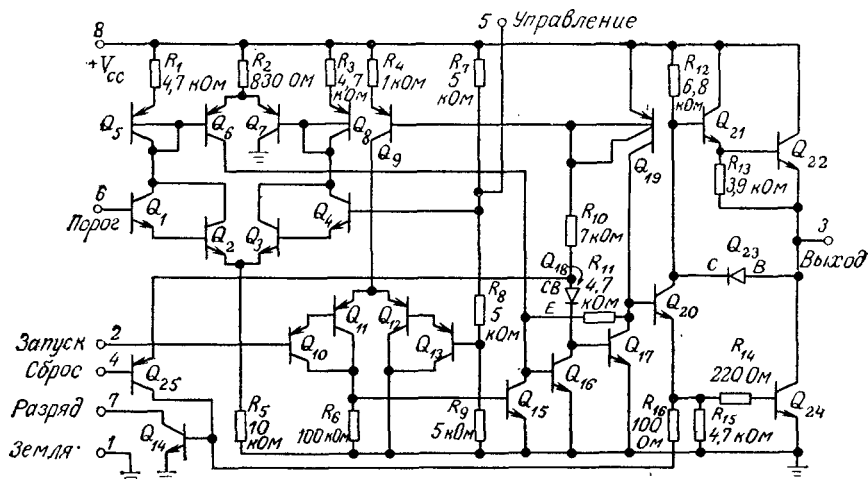


Рис. 4.8. Принципиальная схема таймера 555.

Два выхода компараторов, взятые от коллекторов транзисторов  $Q_6$ ,  $Q_{10}$  и  $Q_{11}$ , питают управляющий триггер, который состоит из  $Q_{16}$  и  $Q_{17}$ . Транзисторы  $Q_9$  и  $Q_{19}$  являются транзисторами смещения для нижнего компаратора и триггера.

Выходной каскад таймера 555 — это универсальная двухтактная схема, состоящая из транзисторов  $Q_{20} — Q_{24}$ . Она может быть источником или приемником тока в 200 мА при напряжении питания 15 В и может управлять входами ТТЛ-кристаллов с питанием 5 В.

Работу схемы можно объяснить следующим образом. Запускающий входной импульс ниже, чем  $1/3 V_{CC}$ , поступивший на базу транзистора  $Q_{10}$  (вывод 2), отпирает транзисторы  $Q_{10}$  и  $Q_{11}$  и вызывает положительный перепад на выходе компаратора на резисторе  $R_6$ . Это является причиной отпирания транзистора  $Q_{15}$ , вызывающего снижение потенциала его коллектора, что устанавливает фиксацию триггера путем запертия  $Q_{16}$  и открывания  $Q_{17}$ , которые затем ведут к понижению потенциала коллектора  $Q_{17}$  и, следовательно, к понижению выхода триггера. Для такого состояния триггера транзистор  $Q_{20}$  и разряжающий транзистор  $Q_{14}$  выключены и выход (вывод 3) высокий. Это установленное состояние фиксации останется до тех пор, пока схема не будет вновь возвращена к исходному положению.

Когда напряжение на выводе 6 достигнет верхнего порогового напряжения  $2/3 V_{CC}$ , потенциал на выходе  $Q_6$  повышается и включается  $Q_{16}$ . Транзистор  $Q_{16}$  снимает питание базы  $Q_{17}$ , выключает его и перебрасывает триггер. Альтернативный способ

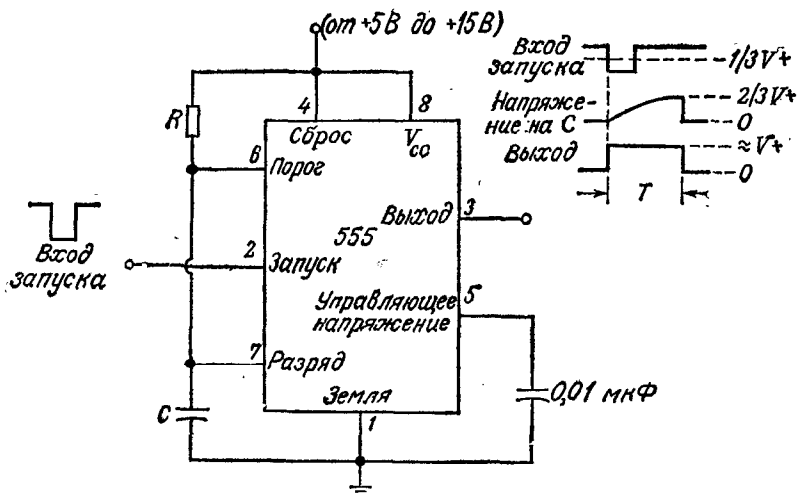


Рис. 4.9. Типовая схема включения таймера 555 для моностабильного режима работы и его временная диаграмма. Длительность выходного импульса равна  $T$ ;  $T = 1,1RC$ ; диапазон  $R$ : от 10 кОм до 14 МОм; диапазон  $C$ : от 100 пФ до 1000 мкФ.

переброса триггера производится подачей низкого уровня на вход сброса (вывод 4), который соединен с базой транзистора сброса  $Q_{25}$ . Это включает транзистор  $Q_{25}$ , который затем выключает транзистор  $Q_{17}$  путем устранения питания его базы и изменяет на обратное смещение диода  $Q_{18}$ . Независимо от используемого метода вновь установленное состояние выключает транзистор  $Q_{17}$  и выключает  $Q_{20}$ . При этом высоком выходе триггера разряжающий транзистор  $Q_{14}$  и выходной токоприемный транзистор  $Q_{24}$  включены, а выход находится в своем низком состоянии, которое определяется величиной напряжения коллектор — эмиттер в режиме насыщения  $V_{CE}$  (нас). транзистора  $Q_{24}$ .

#### 4.36. Моностабильный режим

Основные режимы работы таймера 555 — это моностабильный (одновибраторный) и астабильный (мультивибраторный). Соединение схемы для работы в моностабильном режиме показано на рис. 4.9.

В моностабильном режиме для схемы требуются времязадающий резистор, конденсатор и блокировочный конденсатор, соединенный с выводами управления в качестве внешних компонентов. Когда запускающий импульс поступает на вход запуска (вывод 2) с уровнем меньше  $1/3 V_{CC}$ , таймер запускается и начи-

нает свой цикл хронирования. Выход поднимается на высокий уровень, приблизительно равный  $V_{CC} - 1,6$  В; в то же время  $C$  начинает заряжаться до  $V_{CC}$ . Когда напряжение на конденсаторе пересекает значение  $2/3 V_{CC}$ , хронизирующий период заканчивается возвращением выхода в его положение приблизительно до 0 В. Сейчас таймер готов для другого входного запуска. Хронизирующая диаграмма также показана на этом рисунке.

Выражение хронирования для моностабильного режима работы можно вывести довольно простым путем. Общее выражение напряжения на конденсаторе, экспоненциально нарастающее от приблизительно нулевого потенциала до питающего напряжения, имеет вид

$$v_c = V_{CC} (1 - e^{-t/\tau}), \quad (4.1)$$

где  $\tau = RC$  — постоянная времени. Так как хронизирующий период заканчивается, когда напряжение на конденсаторе достигает значения  $2/3 V_{CC}$ , уравнение для такого условия принимает вид

$$v_c = 2/3 V_{CC} = V_{CC} (1 - e^{-T/(RC)}). \quad (4.2)$$

Решив это уравнение для  $T$ , получим выражение для хронизирующего периода в виде

$$T = RC \ln 3 = 1,0986 RC, \quad (4.3)$$

или, проще

$$T = 1,1 RC. \quad (4.4)$$

Это — основное уравнение для хронизирующего периода таймера 555, работающего в качестве моностабильного таймера.

#### 4.3в. Астабильный режим

Схема включения для астабильного режима работы таймера 555 показана на рис. 4.10. Основное ее отличие от моностабильного соединения — это то, что пороговый 6 и запускающий 2 выводы соединены вместе так, что как верхний, так и нижний компараторы могут чувствовать напряжение на конденсаторе и что также включен другой времязадающий резистор  $R_B$ , который определяет период разряда конденсатора.

Работа схемы состоит в следующем: сначала напряжение на конденсаторе  $C$  будет низким, побуждая таймер запускаться по выводу 2. Это заставляет выход повышаться и выключить разряжающий транзистор, побуждая конденсатор заряжаться до  $V_{CC}$  через последовательно соединенные  $R_A$  и  $R_B$ . Конденсатор заряжается экспоненциально до  $V_{CC}$ , пока напряжение на нем не достигнет значения  $2/3 V_{CC}$ . В это время достигается верхний порог, побуждающий выход снижаться, а разряжающий транзи-

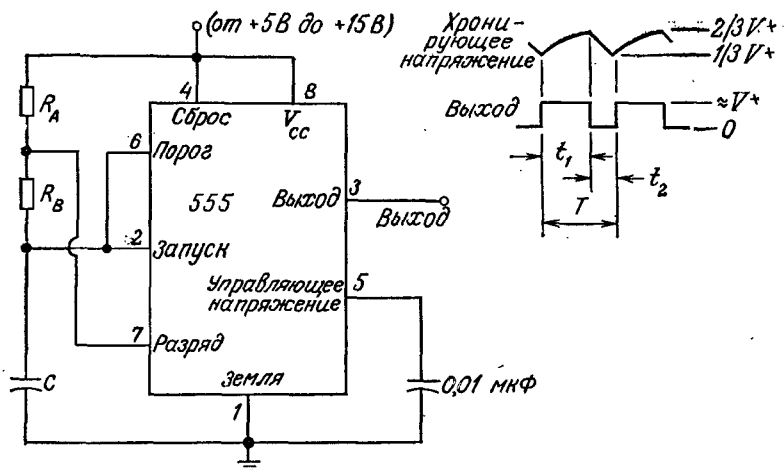


Рис. 4.10. Типовая схема включения таймера 555 для астабильного режима работы и его временная диаграмма.

Хронирующий выход:  $t_1 = 0,693 (R_A + R_B) C$ ,  $t_2 = 0,693 R_B C$ ,  $T = 0,693 (R_A + 2R_B) C$ , где  $t_1$  — период высокого выхода,  $t_2$  — период низкого выхода,  $T$  — общий период ( $t_1 + t_2$ );  $f = 1/T = 1,44 / [(R_A + 2R_B) C]$ . Рабочий цикл  $D_B = (R_A + R_B) / (R_A + 2R_B)$ ,  $D_H = 1 - D_B = R_B / (R_A + 2R_B)$ .

стор включаться. Затем конденсатор начинает разряжаться экспоненциально вниз через  $R_B$  и низкое сопротивление разряжающего транзистора, пока напряжение на нем не достигнет более низкой пороговой точки  $1/3 V_{CC}$ . Это включает таймер еще раз, и начинается новый цикл. Затем таймер продолжает работать, вырабатывая цифровые сигналы на выходе и формируя экспоненциальное (треугольное) хронирующее напряжение на емкости, как показано на рис. 4.10.

Выражение хронирования для астабильного режима работы может быть получено в аналогичном решении. Выражение для напряжения на емкости, возрастающего экспоненциально от  $1/3 V_{CC}$  (более низкий порог) к  $V_{CC}$ , дается в виде

$$v_c = 1/3 V_{CC} + 2/3 V_{CC} (1 - e^{-t/\tau}), \quad (4.5)$$

где  $\tau = (R_A + R_B) C$ . Время зарядки  $t_1$  полного хронирующего периода  $T$  может быть найдено путем замены  $v_c = 2/3 V_{CC}$  в выражении (4.5). Тогда

$$v_c = 2/3 V_{CC} = 1/3 V_{CC} + 2/3 V_{CC} (1 - e^{-t_1 / [(R_A + R_B) C]}), \quad (4.6)$$

из которой время зарядки  $t_1$  может быть получено в виде

$$t_1 = \tau \ln 2 = 0,693 (R_A + R_B) C. \quad (4.7)$$



Также напряжение на емкости, затухающее экспоненциально от  $^{2/3}V_{CC}$  до нуля, определяется по формуле

$$v_c = ^{2/3}V_{CC}e^{-t/\tau}, \quad (4.8)$$

где  $\tau = R_B C$ . Время разрядки  $t_2$  полного хранирующего периода  $T$  может быть найдено подстановкой  $v_c = ^{1/3}V_{CC}$  в формулу (4.8). Тогда

$$v_c = ^{1/3}V_{CC} = ^{2/3}V_{CC}e^{-t_2/\tau}. \quad (4.9)$$

Таким образом, получим

$$t_2 = \tau \ln 2 = 0,693 R_B C. \quad (4.10)$$

Поэтому полный хранирующий период составит

$$T = t_1 + t_2 = 0,693 (R_A + 2R_B) C. \quad (4.11)$$

Отсюда частота автоколебаний таймера в астабильном режиме работы равна

$$f = 1/T = 1,44 / [(R_A + 2R_B) C]. \quad (4.12)$$

## 4.4. ДРУГИЕ ОДНОЦИКЛОВЫЕ ТАЙМЕРЫ

В этом разделе рассмотрим некоторые другие типы одноцикловых таймеров, имеющиеся в продаже и отличные от типа 555. Поскольку довольно подробно обсуждались внутренняя структура, принципы работы и режимы работы таймера 555 и поскольку выявлено много схожих свойств между таймерами этого раздела и таймером 555, обсуждение будет очень коротким, а сравнения и ссылки на таймер 555 будут делаться при первой возможности.

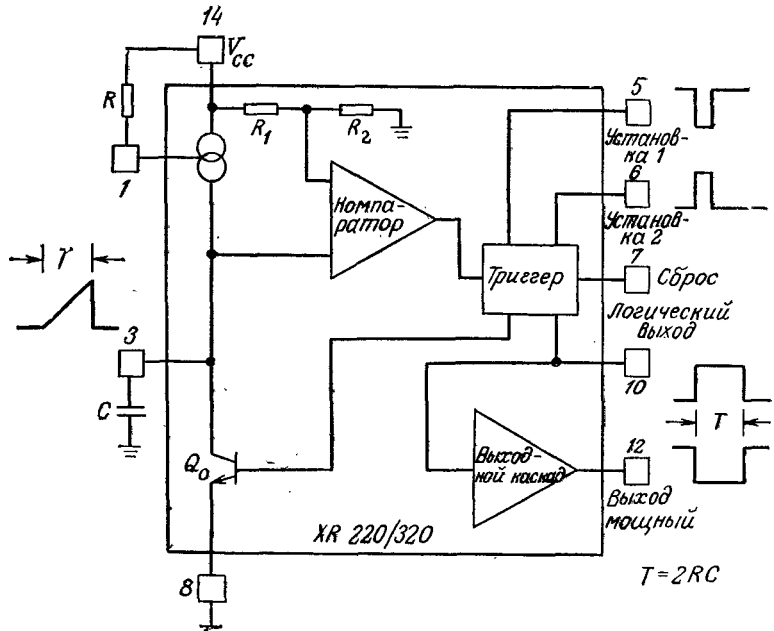
Прибавим к этому, что обзор одноцикловых (типа одновибратора) таймеров, сравнение электрических параметров, характеристики работы, основные свойства, типы корпусов, первоначальные и другие фирмы-изготовители имеющихся в продаже ИС-таймеров представлены в табл. 4.1.

### 4.4а. Линейный таймер 320

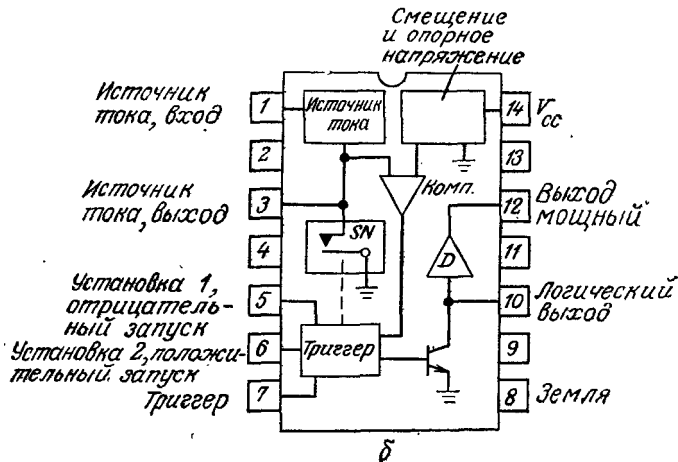
Прибор XR 320 — это монолитная хранирующая схема, которая действует на принципе выработки линейно-пилообразного сигнала. Функциональная блок-схема и разводка корпуса прибора даются на рис. 4.11. Его управляющий триггер обладает большей гибкостью, чем у таймера 555. Он может быть запущен (установлен) прямо или положительно, или отрицательно импульсом на двух отдельных входных линиях (зажимах установки терминалов), триггера. Разряжающий транзистор  $Q_0$  кри-

Таблица 4.1. Сравнение одновибраторных ИС таймеров

|                                                | LM322                                                                             | NE555                                                                             | NE556                                                                    | NE558                   | NE559     | Teledyne<br>355 | XR320  | XR2558 |
|------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------|-------------------------|-----------|-----------------|--------|--------|
| Напряжение питания, В                          | 4,5—40                                                                            | 4,5—16                                                                            | 4,5—16                                                                   | 4,5—16                  | 4,5—16    | 11—16           | 4,5—20 | 4,5—16 |
| Потребляемый ток при 5В, мА                    | 2,5                                                                               | 3                                                                                 | 6                                                                        | При 15В                 | При 12В   | При 16В         | 2      | 6      |
| Точность хронирования, %                       | 1                                                                                 | 1                                                                                 | 1                                                                        | 2                       | 2         | 1               | 1      | 1      |
| Температурная стабильность, 10 <sup>-6</sup> К | 30                                                                                | 50                                                                                | 50                                                                       | 150                     | 150       | 300             | 100    | 50     |
| Стабильность питания, % В                      | Не опре-<br>делена                                                                | 0,05                                                                              | 0,05                                                                     | 0,1                     | 0,1       | 0,4             | 0,1    | 0,1    |
| Выходной ток (источник), мА                    | 50                                                                                | 200                                                                               | 150                                                                      | 100                     | 100       | 100             | 100    | 200    |
| Выходной ток (отвод), мА                       | 50                                                                                | 200                                                                               | 150                                                                      | 100                     | 100       | 100             | 100    | 200    |
| Корпус (число выводов)                         | 14                                                                                | 8                                                                                 | 14                                                                       | 16                      | 16        | 8               | 14     | 14     |
| Положительный запуск                           | Да                                                                                | Нет                                                                               | Нет                                                                      | Нет                     | Нет       | Нет             | Да     | Нет    |
| Отрицательный запуск                           | Нет                                                                               | Да                                                                                | Да                                                                       | Да                      | Да        | Да              | »      | Да     |
| Модуляция                                      | Да                                                                                | »                                                                                 | »                                                                        | »                       | »         | »               | »      | »      |
| Многократный логический вы-<br>ход             | »                                                                                 | Нет                                                                               | Нет                                                                      | Нет                     | Нет       | Нет             | »      | Нет    |
| Астатильная работа                             | Нет                                                                               | Да                                                                                | Да                                                                       | Да                      | Да        | Да              | »      | Да     |
| Монотонная работа                              | Да                                                                                | »                                                                                 | »                                                                        | »                       | »         | »               | »      | »      |
| Линейно-пилообразный выход                     | Нет                                                                               | Нет                                                                               | Нет                                                                      | Нет                     | Нет       | Нет             | »      | Нет    |
| Технология                                     |                                                                                   |                                                                                   |                                                                          |                         |           |                 |        |        |
| Первоначальная фирма-изго-<br>товитель         | National                                                                          | Signetics                                                                         | Signetics                                                                | Биполярная<br>Signetics | Signetics | Teledyne        | Exar   | Exar   |
| Другие источники                               | AMD<br>Exar<br>Fairchild<br>Intersil<br>Motorola<br>National<br>RCA<br>Texas Inst | AMD<br>Exar<br>Fairchild<br>Intersil<br>Motorola<br>National<br>RCA<br>Texas Inst | AMD<br>Exar<br>Fairchild<br>Intersil<br>Motorola<br>National<br>Raytheon |                         |           |                 |        |        |



а



б

Рис. 4.11. Таймер XR-320. Функциональная блок-схема (а); назначение выводов (б).  $NC$  — не подключен.

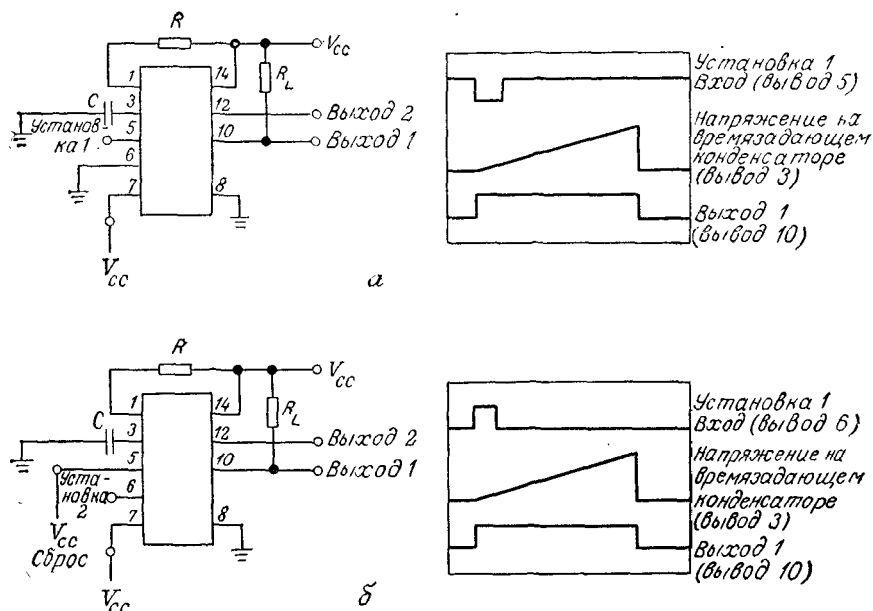


Рис. 4.12. Схема включения таймера XR-320 для моностабильной работы. Отрицательный запуск (а); положительный запуск (б).

сталла обычно находится в открытом (насыщенном) состоянии, и напряжение на времязадающей емкости фиксируется на нуле. Когда прикладывается входной запускающий импульс,  $Q_0$  выключается и емкость  $C$  заряжается линейно, а не экспоненциально от температурно-компенсированного составного  $p-n-p$ -источника постоянного тока. Этот постоянный ток  $I$  устанавливается внешним резистором  $R$ , подсоединенным к  $V_{cc}$  и вырабатывает линейно-пилообразный сигнал на емкости  $C$  с наклоном  $I/C$ . Постоянный ток  $I$  может контролироваться внешним управляющим напряжением  $V_c$ , приложенным к источнику тока.

После продолжительности времени  $T$  с точностью  $2RC$ , определенного источником тока и порогами компаратора, напряжение на емкости  $C$  достигает порогового уровня, по которому компаратор изменяет состояние, триггер восстанавливается, транзистор  $Q_0$  включается, а выход возвращается в свое первоначальное (устойчивое) состояние. Емкость разряжается через транзистор  $Q_0$ , и хронизирующий цикл завершается.

Схема обеспечивает два независимых дополняющих выхода: один из них — типа «открытого коллектора», который является источником выходного тока (до 10 мА), требующим нагрузочного резистора, и другой — двухтактная схема (с большим то-

ком нагрузки порядка 120 мА), как и в таймере 555. Если нет запускающего импульса, то выход на выводе 10 низкий (около нулевого потенциала), а выход на выводе 12 высокий (около  $V_{CC}$ ). При запуске выходы изменяют положение, и вывод 10 становится высоким, а вывод 12 — низким. Выходы остаются в этом переключенном (неустойчивом) состоянии в течение хронящего цикла и переходят к первоначальному (устойчивому) состоянию после окончания хронящего цикла. Когда схема запущена, она становится невосприимчивой к последующему запуску до тех пор, пока целый хронящий цикл не завершится. Хронящий цикл может быть сброшен легко в любое время путем заземления вывода 7.

Типовые схемы включения таймера XR 320 в моностабильном режиме работы как для положительных, так и для отрицательных условий запуска и соответствующие входные и выходные сигналы показаны на рис. 4.12.

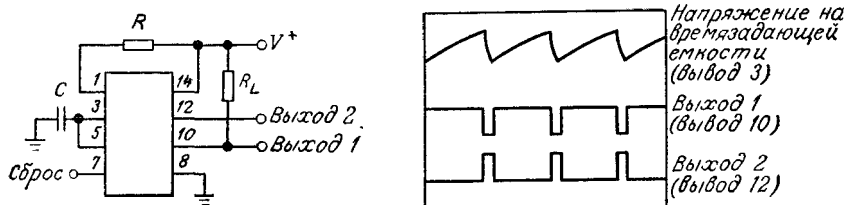


Рис. 4.13. Типовая схема включения таймера XR-320 для астабильного режима работы и соответствующие формы сигнала.

При закорачивании выводов 3 и 5 таймер XR 320 будет действовать в мультивибраторном или астабильном (самозапуск) режиме. При этом схема функционирует как генератор стабильных тактовых импульсов со скоростью повторения приблизительно  $1/2RC$ . Типовые схемы включения для мультивибраторной работы и соответствующие формы сигналов для режима самозапуска показаны на рис. 4.13. Как видно из рисунка, один цикл не равен точно  $2RC$  из-за дополнительного периода обратного хода, продолжительность которого очень небольшая, но конечная величина, равная времени разряда конденсатора через низкое сопротивление транзистора разрядки  $Q_0$ , перед тем как таймер будет готов для следующего линейного интервала зарядки.

#### 4.46. Универсальные точные моностабильные таймеры 322/3905.

Эти схемы таймеров, изготавливаемые фирмой National Semiconductor, обладают значительными усовершенствованиями по сравнению с таймером 555. Функциональная блок-схема таймера

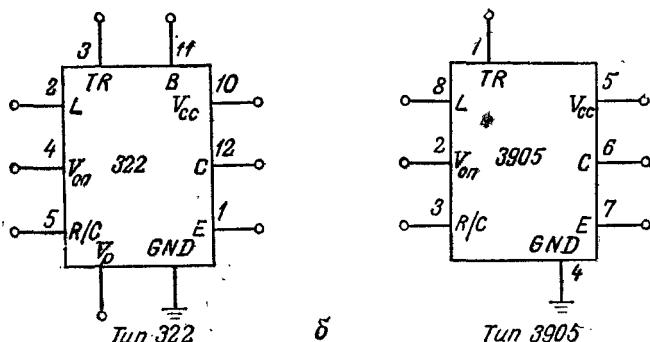
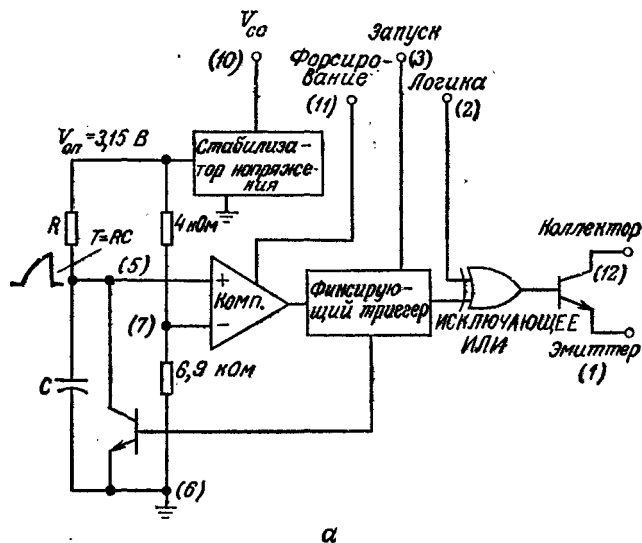


Рис. 4.14. Таймер LM322. Функциональная блок-схема (а); назначение выводов (б).

$R/C$  — хронизирующий  $R/C$ -узел;  $TR$  — триггер;  $V_p = V_{\text{рег}}^*$ ;  $V_{\text{оп}}$  — опорное напряжение;  $L$  — логика;  $B$  — форсирование\*;  $C$  — коллекторный выход;  $E$  — эмиттерный выход;  $V_{CC}$  — напряжение питания;  $GND$  — земля (общий); \* не приемлемо для таймера 3905; корпус типа 322 на 14 выводов; корпус типа 3905 на 8 выводов.

LM 322 показана на рис. 4.14. Как показано на рисунке, внутренний стабилизатор напряжения обеспечивает постоянное напряжение питания 3,15 В для внешнего времязадающего резистора и порога компаратора. Поскольку пороги компаратора пропорциональны напряжению источника питания в тайме-

рах 555 и XR 320, неустановившиеся режимы и вариации источника питания во время и особенно около конца хронизирующего интервала могут вызвать ошибки хронирования. Проект таймера 322 исключает колебания питания как источник ошибки благодаря внутреннему стабилизатору напряжения, который реализует буфер от изменений в подаче питания.

Другим достоинством внутреннего стабилизатора напряжения является более низкая мощность рассеяния схемы при высоких напряжениях источника питания. Таймеры 555 и 320 в значительной мере резистивные, и таким образом их потребление мощности возрастает с увеличением напряжения источника. Однако внутренняя компоновка электрической схемы LM 322 пропускает постоянный питающий ток менее 4,5 мА при 3,15 В, и ее стабилизатор поддерживает приблизительно постоянную нагрузку по току для любого напряжения питания от 4,5 до 40 В.

Пороговое напряжение в таймерах 322/3905 равно 2 В, и оно формируется от внутреннего стабилизатора напряжения двумя резисторами делителя напряжения 4 и 6,9 кОм. В таймере 322 эту точку (вывод 7) вывели для возможности внешней подстройки хронизирующего периода, если это необходимо. Для 8-выводного таймера 3905 этой возможности нет.

Выражение для напряжения на емкости в таймере LM 322 имеет вид

$$v_c = V_{оп} (1 - e^{-t/\tau}), \quad (4.13)$$

где  $V_{оп} = 3,15$  В — опорное напряжение выхода стабилизатора напряжения,  $\tau = RC$  — постоянная времени. Поскольку хронизирующий период заканчивается, когда напряжение на емкости достигает порогового напряжения компаратора ( $V_{пор} = 0,632V_{оп} = 2,0$  В), выражение хронирования может быть найдено путем решения уравнения

$$v_c = 0,632V_{оп} = 2,0 = 3,15(1 - e^{-T/\tau}). \quad (4.14)$$

Таким образом, для таймеров LM 322/LM 3905 период хронирования равен

$$T = RC. \quad (4.15)$$

Используя таймер LM 322, можно увеличивать диапазон временных задержек, если увеличить обычно низкие уровни тока компаратора. Это достигается путем соединения вывода форсирования (вывод 11) с  $V_{cc}$ , что существенно увеличивает уровни тока компаратора. Этот выбор допускает точное микросекундное хронирование, но он не приемлем для таймера LM 3905.

Работа схемы очень близка к работе таймера 555. Запуск в таймерах 322 и 3905 достигается с помощью положительного импульса. Этот импульс устанавливает фиксацию, выключает разряжающий транзистор и начинает хронизирующий цикл. Ем-

кость начинает заряжаться через времязадающий резистор  $R$  до опорного напряжения. Когда экспоненциально нарастающее напряжение на емкости достигает порогового напряжения компаратора, то компаратор изменяет состояние, сбрасывает фиксацию и заканчивает хронизирующий цикл.

Однако сигнал от фиксатора не обеспечивает высокого выхода так просто, как в случае с таймером 555, из-за того что между фиксатором и выходом используется схема ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. Один из двух входов этого вентиля внутри присоединен к выходу фиксатора, в то время как другой вход соединен как логический входной вывод. Функция этого вентиля заключается в том, чтобы управлять состоянием выхода таймера своим логическим входным выводом. Когда логический вывод высокий (1), выход «выключен» во время хронизирующего цикла и «включен» в противном случае. Когда логический вывод низкий (0), выходной транзистор «включен» во время хронизирующего цикла, а в противном случае «выключен».

Это семейство таймеров фирмы National Semiconductor также обладает большой гибкостью по выходу. В выходном каскаде используются возбуждение по току, незаземленные выводы,  $n-p-n$ -мощный транзистор с встроенным токовым ограничением. Выводы коллектора и эмиттера выведены наружу для внешнего соединения. Таким образом, выход может функционировать как в качестве каскада с открытым коллектором, так и в качестве эмиттерного повторителя для подачи в нагрузку 40 В и 50 мА относительно земли или источника питания. Учитывая универсальность этой выходной электрической схемы, можно удовлетворять широкое разнообразие требований по возбуждению нагрузки. На рис. 4.15 показано типовое включение кристалла для моностабильного режима работы, использующее на выбор как выход открытого коллектора, так и выход эмиттерного повторителя. На рисунке также показаны и соответствующие формы сигнала.

Самыми большими недостатками универсальных таймеров LM 322 и LM 3905 является то, что они работают только в моностабильном режиме и не предусматривают работу в астабильном режиме.

#### 4.4в. Сдвоенный таймер 556

Таймер NE 556, впервые представленный компанией Signetics, содержит две независимые хронизирующие схемы типа 555 на одиночном монокристалле. Размещенные в двухрядном с 14 выводами корпусе с общими выводами заземления и питания, эти два таймерных устройства могут работать как независимо друг от друга, так и в сочетании друг с другом. Характеристики



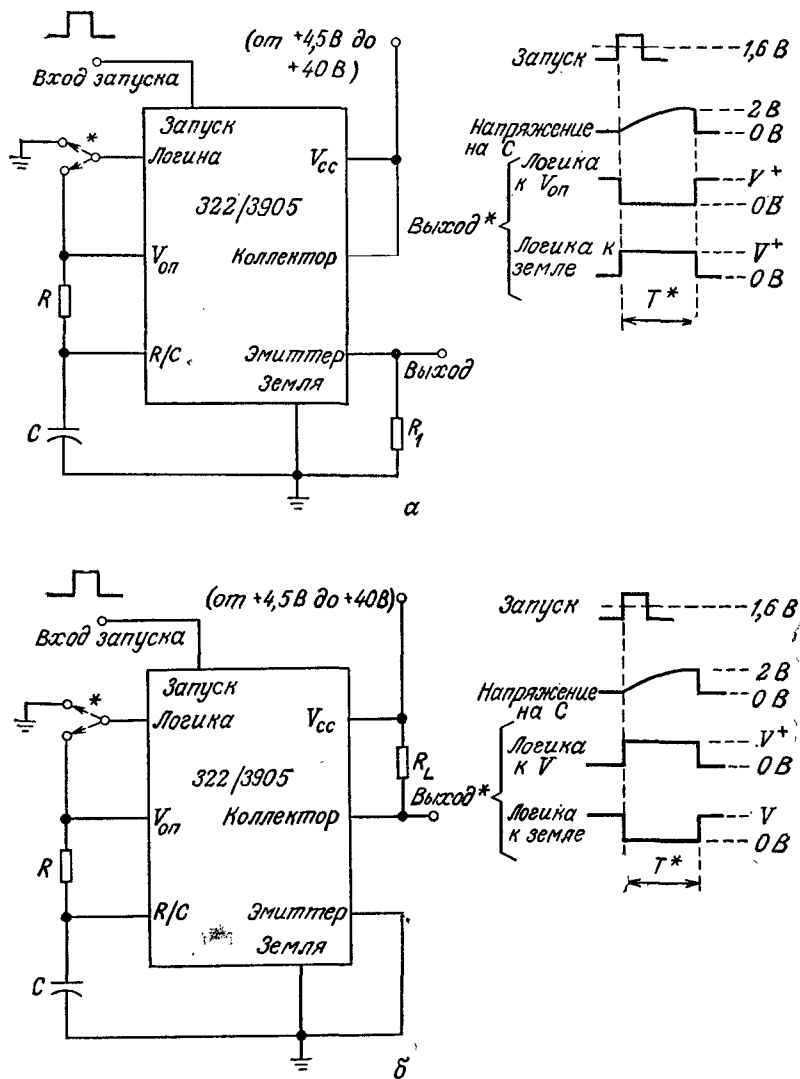


**Рис. 4.15.** Моностабильный режим работы таймеров 322/3905. Выход с эмиттера (а); выход с коллектора (б).

Диапазоны величин  $R$  и  $C$ : для  $R$  от 10 кОм до 100 МОм, для  $C$  от 100 пФ до 100 мкФ;  $T=RC$ . Для схемы а: \* с высокой логикой, выход во время  $T$  низкий; с низкой логикой, выход во время  $T$  высокий. Для схемы б: \* с высокой логикой, выход во время  $T$  высокий; с низкой логикой, выход во время  $T$  низкий.

согласования и температурные характеристики слежения между каждой из таймерных частей кристалла превосходят аналогичные характеристики двух таймеров в отдельных корпусах.

Каждая таймерная часть имеет независимую установку, сброс и управление модуляции, а каждый независимый выход может отдавать или получать ток 200 мА. Рабочие характеристики каждой половины таймера 556 совпадают с характеристиками таймера 555, и функции выводов каждой половины такие же, как у дубликата таймера 555. Каждая половина схемы обладает способностью также работать в мультивибраторном (астабильном) режиме путем включения схемы для режима самозапуска, как в случае с таймером 555.

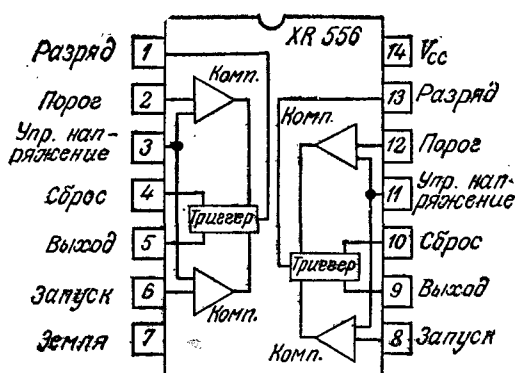
Обозначение выводов кристалла и его типовая схема включения для моностабильного и астабильного режимов работы показаны на рис. 4.16.

#### 4.4г. Счетверенные хранирующие схемы (NE 558/NE 559)

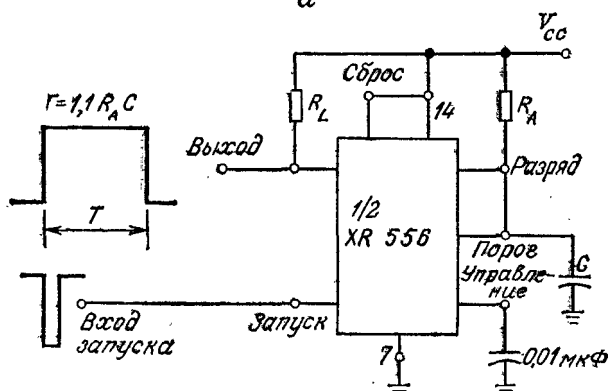
Счетверенная хранирующая схема содержит четыре независимые таймерные секции на одиночном монокристалле. Каждая из таймерных секций на кристалле полностью независима и может производить задержку времени от микросекунд до минут, как установлено внешней RC-цепью. Эти секции обеспечивают эффективную по стоимости альтернативу одиночному таймеру на ИС в приложениях, требующих размножения хронирования или последовательных функций.

Каждый таймер имеет свои отдельные выводы хронирования, запуска и выхода, но все четыре таймера в корпусе ИС имеют общие выводы для питающего напряжения, земли, сброса, а также и для управления модуляцией. Все четыре хранирующие секции могут использоваться одновременно, либо каждая секция-таймер может каскадироваться или соединяться последовательно с другими секциями-таймерами для последовательных временных назначений, не требуя конденсаторов связи, так как четверка таймерных схем — это приборы с запуском по фронту.

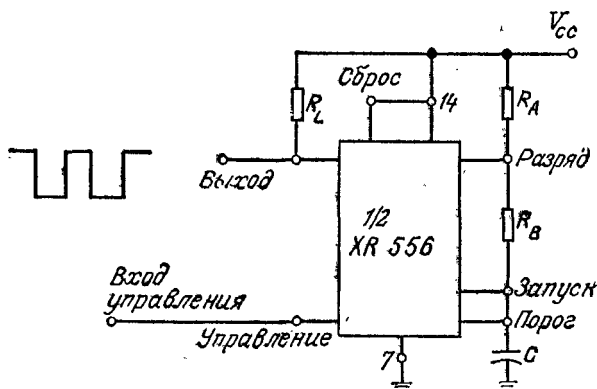
Эквивалентные схемы для таймеров 558/559 с обозначением выводов корпуса показаны на рис. 4.17. Как видно на рисунке, основная разница между двумя цепями заключена в их выходном каскаде: таймер 558 имеет выходные каскады с открытым коллектором, в то время как таймер 559 имеет выходы эмиттерных повторителей по схеме Дарлингтона. Таким образом, в нормальном режиме работы счетверенные таймеры типа 558 требуют нагрузочного резистора к шине  $V_{cc}$ , в то время как таймеры типа 559 требуют нагрузочного резистора из каждого выхода к земле. Хотя каждый выход может отдавать в нагрузку до 100 мА индивидуально с более чем одним активным выходом,



а



б



в

Рис. 4.16. Таймер 556. Назначение выводов (а); схема включения для моностабильной работы (б); схема включения для астабильной работы (в).  $f \approx 1,46 / (R_A + 2R_B) \cdot C$ ; рабочий цикл равен  $R_B / (R_A + 2R_B)$ .

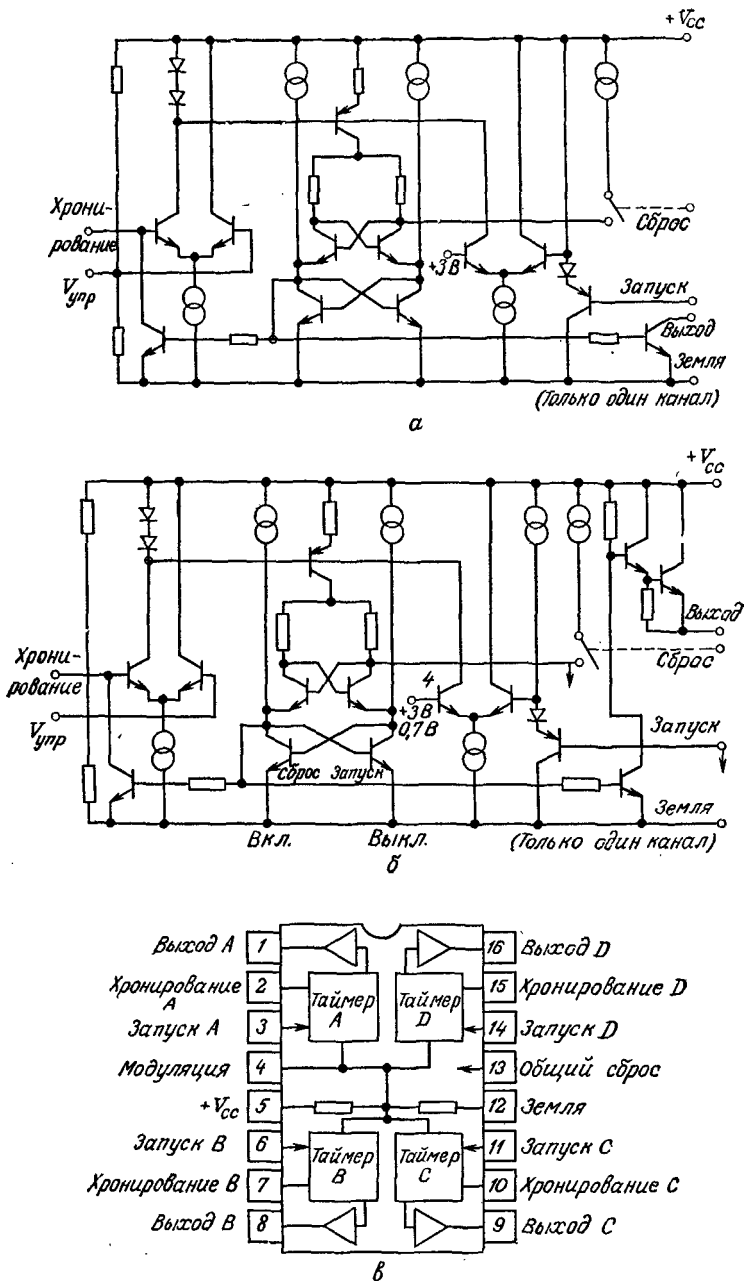


Рис. 4.17. Таймеры 558/559. Эквивалентная схема таймера 558 (а); эквивалентная схема таймера 559 (б); назначение выводов таймеров 558/559 (в).

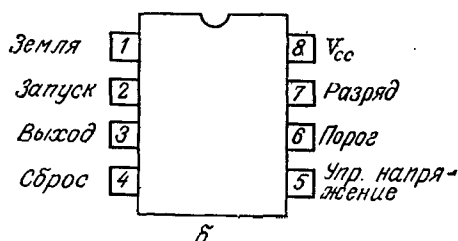
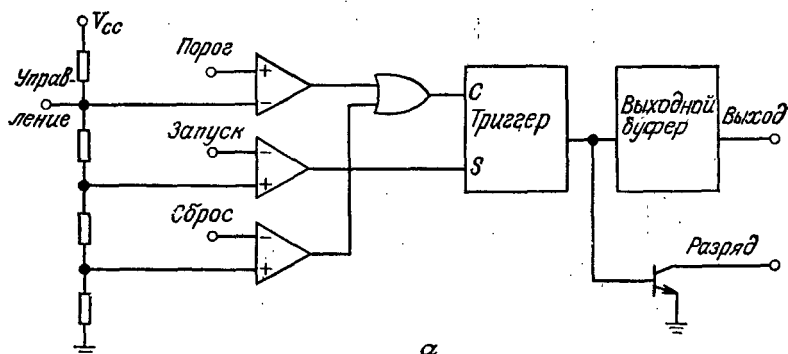


Рис. 4 18. Промышленный таймер 355. Функциональная блок-схема (а). Назначение выводов (б).

общая нагрузочная способность ограничена мощностью рассеивания корпуса ИС. Выходы обычно находятся в низком состоянии и переходят в высокое состояние во время хранирующих интервалов.

В моностабильном или в одновибраторном режиме работы необходимо обеспечить внешние времязадающие резистор и конденсатор для каждой секции таймера ИС. Хранирующие выводы неиспользованных секций таймера могут быть оставлены открытыми.

Каждая секция счетверенного таймера на ИС имеет собственный вход запуска. Уровень запуска обычно устанавливается около 1,5 В (3 В —  $2V_{be}$ ), а сам запуск осуществляется падающим фронтом входного импульса запуска. Другими словами, для правильного управления сигнал запуска должен идти сначала вверх, а затем вниз.

Вывод управления сброса (вывод 13) является общим для всех четырех секций таймера и сбрасывает все секции таймера одновременно. Напряжение сброса должно быть доведено ниже чем до 0,8 В для обеспечения состояния сброса. Когда сброс

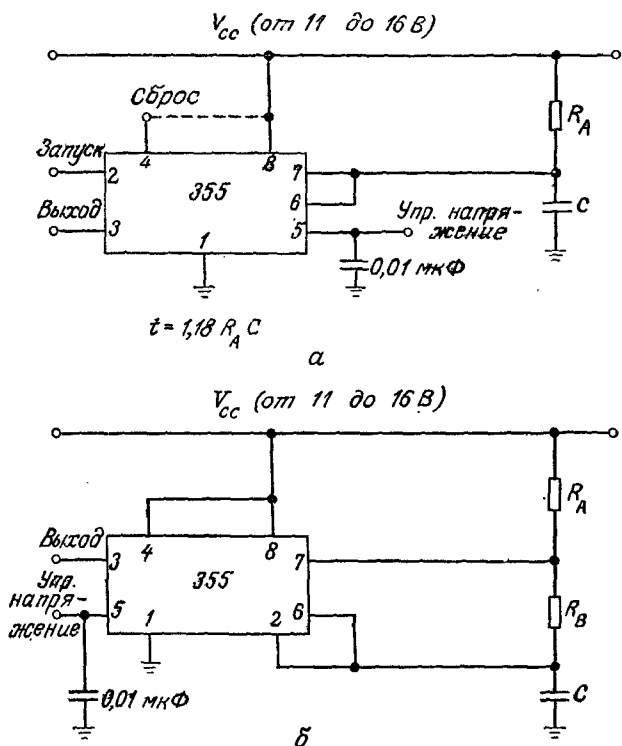


Рис. 4.19. Типовая схема включения таймера 355. Моностабильная работа (а). Астабильная работа (б).

Для схемы б: время заряда (высокий выход)  $t_1 = 0,5 (R_A + R_B) C$ ; время разряда (низкий выход)  $t_2 = 0,4 R_B C$ ; общий период: для частоты ниже 5 кГц  $T = t_1 + t_2 = 0,5 (R_A + 1,8 R_B) C$ , для частоты выше 5 кГц  $T = t_1 + t_2 = 0,5 (R_A + 1,8 R_B) C_2 + 1$  мкс; частота автогенерации  $f = 1/T = 2 / [(R_A + 1,8 R_B) C]$ ; рабочий цикл  $D = R_B / (R_A + 1,8 R_B)$ .

активирован, все выходы переходят в низкое состояние. Во время сброса входы запуска запрещаются, а после того, как сброс заканчивается, пусковое напряжение должно быть повышено и затем понижено для выполнения запуска.

#### 4.4д. Промышленный таймер 355

Таймер 355 фирмы Teledyne Semiconductor сконструирован для использования в качестве прибора для точных временных задержек или в качестве автогенератора в аппаратуре управления технологическими процессами. Он запускается отрицательным фронтом запускающего импульса. По назначению выводов он совместим с таймером 555. Функциональная схема и обозначение выводов корпуса показаны на рис. 4.18,

Работа схемы таймера 355 очень похожа на работу таймера 555. Логический уровень выхода обычно находится в низком состоянии и переходит в высокое во время хронящего цикла. Он обеспечивает отвод тока или источник тока в 100 мА. Хронящий цикл начинается с понижения уровня постоянного тока на пусковом зажиме ниже  $0,45V_{CC}$ . После запуска схема становится невосприимчивой к дополнительному запуску до завершения хронящего цикла, который осуществляется, когда уровень напряжения на входе порога достигает значения  $\frac{2}{3}V_{CC}$ . В этой точке пороговый компаратор меняет состояние, сбрасывает внутренний триггер и начинает цикл разряда. Хронящий цикл или частота автогенерации может управляться или модулироваться, используя вывод управляющего напряжения. Этот вывод внутренне смещен на уровень  $\frac{2}{3}V_{CC}$ , и сигнал управления для частотной модуляции или для широтно-импульсной модуляции подается на этот вывод.

Вывод разряда соответствует коллектору транзистора разрядки. Во время зарядного цикла транзистор разрядки выключен, и этот вывод работает как разомкнутая цепь; во время разрядки транзистор включен, и он становится низкоомным сопротивлением на землю, через которое разряжается конденсатор.

Хронящий цикл может быть прерван заземлением вывода сброса. Когда подается сигнал сброса, выход становится низким и остается в этом состоянии, пока приложено напряжение сброса.

Типовые схемы включения для моностабильного и астабильного режимов работы приводятся на рис. 4.19 вместе с соответствующими формулами.

#### 4.5. МИКРОМОЩНЫЕ ТАЙМЕРНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Это маломощные таймерные схемы, которые могут представлять собой хронящие функции общего назначения с минимальным рассеиванием мощности, так как они уменьшают более чем на порядок величины потребление тока. Экономия потребления энергии в этих видах микромощных таймеров по сравнению с их обычными дубликатами (таймера 555) показана на рис. 4.20. Как показано на рисунке, маломощные таймеры также предлагают широкий диапазон рабочего напряжения источника питания. Они могут работать при напряжении в несколько вольт, в то время как минимальное рабочее напряжение обычного таймера 555 составляет 4,5 В. Это свойство дает возможность мик-

ромощным таймерам действовать безопасно и надежно с двумя никель-кадмиевыми аккумуляторами на 1,5 В.

Микромощные таймерные ИС обеспечивают прямую замену для их стандартных дубликатов. Так как они работают при более низких уровнях тока, то обеспечивают низкие пороговый запускаяющий и сбросовый токи. Они не вызывают переходных процессов выбросов в шине питания во время выходных переходов, которые наблюдаются в обычных таймерах типа 555 из-за

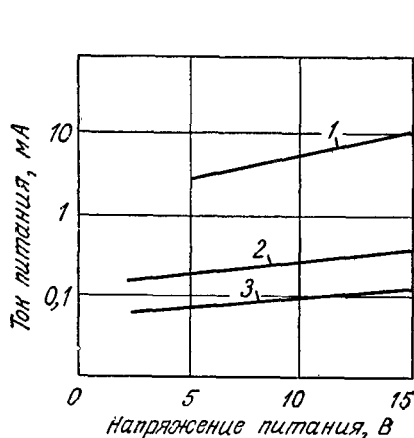


**Рис. 4.20.** Приблизительные характеристики питания обычных таймеров типа 555 и маломощных таймеров. Обычный таймер типа 555 (1); биполярный маломощный таймер (2); КМОП-маломощный таймер (3).

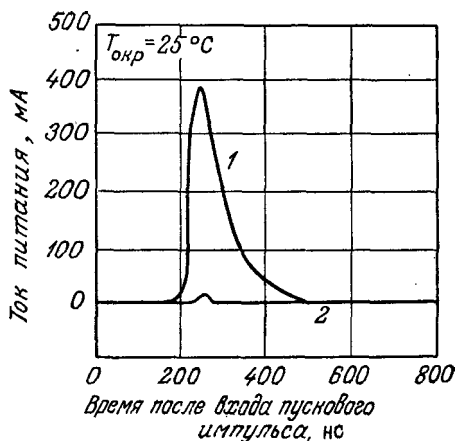


**Рис. 4.21.** Сравнение переходного процесса тока питания обычного таймера типа 555 с микромощными таймерами. Обычный двоянный таймер NE555 (1); двоянный таймер XR-L556 (2).

больших перепадов токов, получаемых в выходных формирователях во время переключения выходов. Усовершенствование на переходных процессах питания показано на рис. 4.21 путем сравнения переходных характеристик в шине питания для обычных таймеров 555 с маломощным таймером во время перехода выхода. Как показано на рисунке, обычный таймер 555 может давать выбросы от 300 до 400 мА в шине питания во время переключений, в то время как маломощные таймеры почти не вызывают переходных процессов.

В табл. 4.2 представлены имеющиеся в продаже маломощные одноцикловые таймерные ИС. В таблице приведены основные электрические параметры, рабочие характеристики, свойства и фирмы-изготовители некоторых имеющихся микромощных таймеров.



Таблица 4.2. Сравнение малоомощных одновибраторных ИС-таймеров

|                                                 | ICM 7555     | ICM 7556     | XR-L555    | XR-L556    |
|-------------------------------------------------|--------------|--------------|------------|------------|
| Напряжение питания, В                           | 2—18         | 2—18         | 2,7—15     | 2,7—15     |
| Потребляемый ток при 5 В, мкА                   | 80           | 160          | 190        | 380        |
| Точность хронирования, %                        | 2            | 2            | 1          | 1          |
| Температурная стабильность, $10^{-6}$ К $^{-1}$ | 50           | 50           | 50         | 50         |
| Стабильность питания, %/В                       | 1,0          | 1,0          | 0,5        | 0,5        |
| Выходной ток (источник), мА                     | Не определен | Не определен | 50         | 50         |
| Выходной ток (отвод), мА                        | То же        | То же        | 2          | 2          |
| Корпус, число выводов                           | 8            | 14           | 8          | 14         |
| Положительный запуск                            | Нет          | Нет          | Нет        | Нет        |
| Отрицательный запуск                            | Да           | Да           | Да         | Да         |
| Модуляция                                       | »            | »            | »          | »          |
| Многokrатный логический выход                   | Нет          | Нет          | Нет        | Нет        |
| Астабильная работа                              | Да           | Да           | Да         | Да         |
| Моностабильная работа                           | »            | »            | »          | »          |
| Линейно-пилообразный выход                      | Нет          | Нет          | Нет        | Нет        |
| Технология                                      | КМОП         | КМОП         | Биполярная | Биполярная |
| Первоначальная фирма-изготовитель               | Intersil     | Intersil     | Exar       | Exar       |
| Другие источники                                |              |              | Signetics  | Signetics  |

#### 4.5а. КМОП-таймеры 7555/7556

Микросхемы ICM 7555/6 являются КМОП-RC-таймерами, способными производить точную временную задержку или частоту. Прибор ICM7556 является вдвоенным вариантом микросхем ICM7555 с двумя действующими раздельно таймерными секциями с общими  $V_{CC}$  и землей. Приборы 7555 и 7556 имеют такое же назначение выводов, как и приборы 555 и 556 соответственно. В большинстве применений они прямо заменяют их стандартные прототипы. Эти приборы работают в астабильном и моностабильном режимах так же, как таймеры 555 и 556, но они могут быть использованы с большими значениями полных сопротивлений времязадающих элементов для более длинных RC-постоянных времени благодаря высоким входным сопротив-

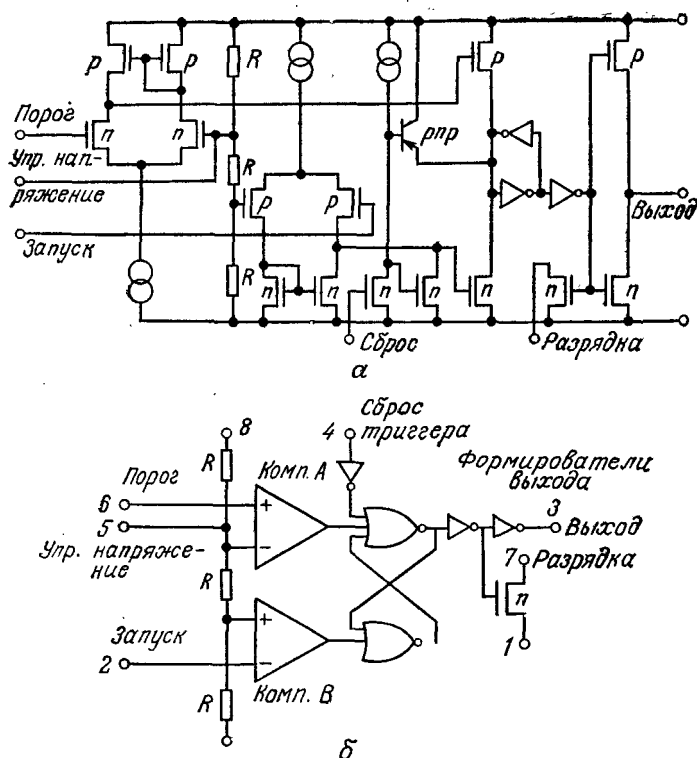


Рис. 4.22. КМОП-таймер ICM 7555/7556. Эквивалентная схема (а); блок-схема (б).

лениям схемы, достигнутым МОП-технологией. (Токи запуска, порога и сброса составляют обычно 20 пА.) Таймеры 7555/7556 работают в широком диапазоне питающих напряжений — от 2 до 18 В — с очень низким током потребления: обычно порядка 80 мкА для прибора 7555 и 160 мкА для прибора 7556.

Блок-схема и эквивалентная схема кристаллов даны на рис. 4.22.

#### 4.56. Маломощные таймеры L555/L556

Прибор XR-L555 является микромощным вариантом широко известного таймера типа 555, специально сконструированным для случаев, требующих очень низкого рассеивания мощности. Он прямо совместим с базовым таймером 555. Однако он имеет  $1/15$  мощности рассеивания и может работать при напряжении до 2,7 В с типовым потреблением тока 150 мкА не в ущерб таким

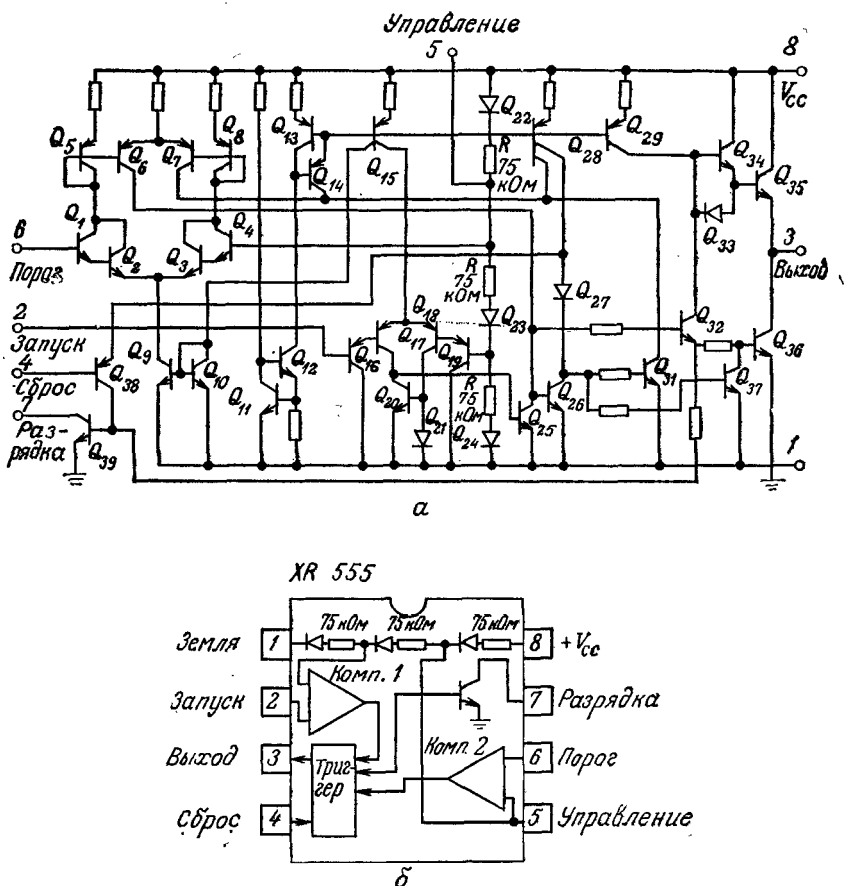


Рис. 4.23. Таймер XR-L555. Эквивалентная схема (а); назначение выводов (б),

ключевым свойствам, как точность и частотная стабильность.

Эквивалентная схема и функциональная блок-схема таймера L555 даны на рис. 4.23.

Для обеспечения работы при малой мощности потребления был использован определенный метод проектирования. Цепь делителя напряжения, которая определяет пороговое напряжение, использует резисторы с очень большим значением, так же как и диоды, для экономии площади кристалла. Отражатели тока (токовые зеркала) и источники тока используются вместо резисторов, когда это возможно, для уменьшения тока без ущерба для характеристик и для возможности работы при низком питающем напряжении. Включение транзистора  $Q_{37}$  между выходом триг-

гера и выходным транзистором  $Q_{36}$  исключает выбросы тока питания во время переключения. Выходная схема может служить источником тока до 50 мА и может принимать ток 2 мА или запускать ТТЛ-схемы.

Таймер XR-L5556 является удвоением таймера L555 и также является микромощным вариантом сдвоенного таймера 556. Он прямо совместим с базовым сдвоенным таймером типа 556. Он специально сконструирован для применений, требующих многократных хронизирующих функций при очень низком рассеивании мощности.

#### 4.6. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ СЧЕТЧИКОВ/ТАЙМЕРОВ

Таймерные схемы, обсуждаемые в предыдущих разделах, были одноцикловыми и вырабатывали задержки времени, определяемые одиночным зарядом внешнего времязадающего конденсатора. В условиях применения, требующих задержек, превышающих несколько минут, эти схемы требуют очень больших и практически неприемлемых значений времязадающих емкостей и резисторов.

Например, используя максимальные значения  $R = 10 \text{ МОм}$  и  $C = 100 \text{ мкФ}$  для времязадающих компонентов, максимальный период, который может быть достигнут на выходе таймера 555, равен

$$T = 1,1 \cdot 10^7 \cdot 10^{-4} = 1100 \text{ с} \cong 18 \text{ мин.}$$

Однако при этих максимальных пределах трудно или дорого обеспечить точность компонентов. В конденсаторах, имеющих емкость свыше 1 мкФ, трудно обеспечить 5 %-ную точность, и даже танталовые конденсаторы имеют значительный ток утечки, что неблагоприятно сказывается на точности хронизирующего цикла.

Вдобавок к проблемам, связанным с внешними компонентами, токи утечки внутреннего транзистора разрядки и входные токи компараторов становятся сравнимыми с токами заряда и разряда конденсатора при таких очень высоких значениях хронизирующих компонентов. Эти проблемы могут стать еще более серьезными, когда прибор работает при низком питающем напряжении и при экстремальной температуре.

Лучшей альтернативой для преодоления проблемы достижения длительных временных задержек является использование приборов типа «таймера/счетчика», которые обеспечивают более экономичное, практичное и точное решение, чем одновибраторные ИС-таймеры. Таймеры/счетчики содержат точный генератор базового времени, который управляет встроенной ячейкой счет-

чика. Существуют две основные категории интегральных схем таймеров/счетчиков — программируемые и фиксированные таймеры/счетчики.

Интегральные схемы программируемых таймеров/счетчиков состоят из хронизирующей секции, автогенератора типа 55 и последующей секции счетчика. Хронизирующий период счетчика программируется пользователем с внешней стороны. В принципе таймерная часть кристалла вырабатывает базовый хронизирующий импульс периода  $T$ . Последний затем умножается (или подсчитывается) счетчиком для значительного увеличения хронизирующего периода в соответствии с заданным коэффициентом перемножения, который регулируется или изменяется с внешней стороны. Таким образом, хронизирующий интервал может быть запрограммирован по желанию.

Интегральные схемы фиксированных таймеров/счетчиков работают на таком же принципе и имеют очень похожую структуру схемы (кристалла). Основное различие кроется в секции счетчика кристалла, который не способен к программированию.

В табл. 4.3 дано сравнение имеющихся ИС таймеров/счетчиков с учетом их важных характеристик и свойств.

#### 4.6а. Двоичный программируемый ИС таймер/счетчик 2240

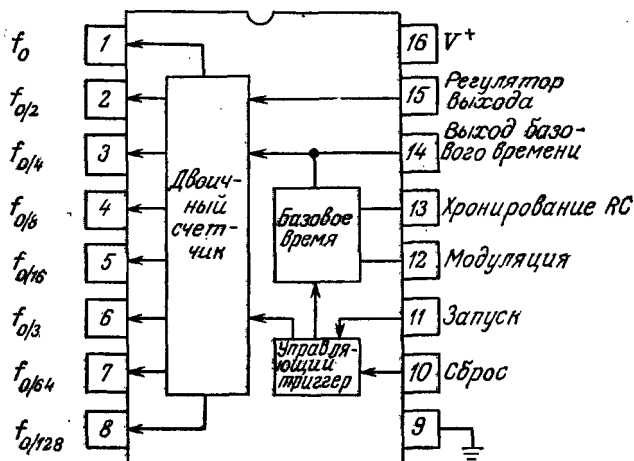
Программируемый таймер/счетчик XR-2240 является монолитным контроллером, способным производить временные задержки без потери точности для задержек времени от микросекунд до пяти дней. Две такие хронизирующие схемы могут объединяться каскадно для получения временных задержек до трех лет.

Задержка времени устанавливается внешней  $RC$ -цепью и может программироваться до любого значения от  $1RC$  до  $255RC$ . В астабильном режиме схема может вырабатывать 256 отдельных частот или последовательностей импульсов от одиночной  $RC$ -установки и может быть синхронизирована внешними тактовыми сигналами. Как входы управления (выводы 10 и 11), так и выходы (выводы от 1 до 8) совместимы с ТТЛ- и ДТЛ-логическими уровнями. Обозначение выводов корпуса и упрощенная схема кристалла показаны на рис. 4.24.

Схема состоит из трех основных секций: 1) генератора базового времени, который вырабатывает последовательность хронизирующих импульсов, идущих через точно определенные интервалы; 2) программируемого 8-разрядного двоичного счетчика; 3) управляющей логики. Секция генератора базового времени состоит из тактового генератора типа 555. Буферный выход базового времени обеспечивается на выводе 14, а также подсоединен внутри к секции двоичного счетчика.

Таблица 4.3. Сравнение таймеров/счетчиков

|                                                      | ICL8240       | ICL8250            | ICL8260       | MC14536                   | MC14541                                                                 | МК5009        | XR-2240       | XR-2242                 |
|------------------------------------------------------|---------------|--------------------|---------------|---------------------------|-------------------------------------------------------------------------|---------------|---------------|-------------------------|
| Напряжение питания, В                                | 4—18          | 4,5—18             | 4,5—18        | 3,0—18                    | 3,0—18                                                                  | 4,5—5,5       | 4—15          | 4—15                    |
| Потребляемый ток, мА                                 | 4             | 4                  | 4             | Зависит от условий работы | Зависит от условий работы                                               | 6             | 4             | 4                       |
| Точность хронирования, %                             | 0,5           | 0,5                | 0,5           | 2                         | 2                                                                       | Не определено | 0,5           | 0,5                     |
| Температурная стабильность, $10^{-6} \text{ K}^{-1}$ | 200           | 200                | 200           | Не определено             | Не определено                                                           | 2000          | 200           | 200                     |
| Стабильность питания, %/В                            | 0,08          | 0,08               | 0,08          | 2                         | То же                                                                   | 0,3           | 0,08          | 0,08                    |
| Корпус (число выводов)                               | 16            | 16                 | 16            | 16                        | 14                                                                      | 16            | 16            | 8                       |
| Программируемость                                    | 1—255         | 1—99               | 1—60          | 1—255                     | (2 <sup>8</sup> , 2 <sup>10</sup> , 2 <sup>12</sup> , 2 <sup>16</sup> ) | 1—15          | 1—255         | Непрограммируемый (128) |
| Счетный код                                          | Двоичный      | Двоично-десятичный | Двоичный      | Двоичный                  | Двоичный                                                                | Двоичный      | Двоичный      | Двоичный                |
| Полярность запуска                                   | Положительная | Положительная      | Положительная | Положительная             | Положительная                                                           | Положительная | Положительная | Положительная           |
| Модуляция                                            | Да            | Да                 | Да            | Да                        | Да                                                                      | Да            | Да            | Да                      |
| Технология                                           | Биполярная    | Биполярная         | Биполярная    | КМОП                      | КМОП                                                                    | p-MOP         | Биполярная    | Биполярная              |
| Изготовитель                                         | Intersil      | Intersil           | Intersil      | Motorola                  | Motorola                                                                | MOSTEK        | Exar          | Exar                    |



а

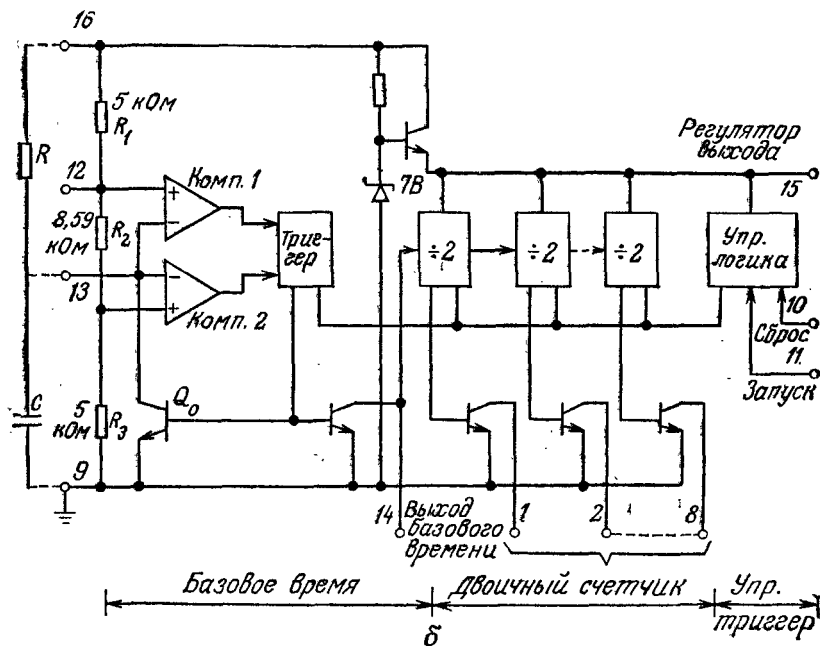


Рис. 4.24. Программируемый таймер/счетчик XR-2240. Блок-схема и назначения выводов (а); упрощенная схема (б).

Счетчик состоит из восьми двоичных каскадов с буферным выходом для каждого. Каждый выход находится на низком уровне для изображенной кратности базового периода. Выходы секций двоичного счетчика развязаны каскадами с открытым коллектором, которые могут быть соединены вместе и подсоединены через резистор к источнику питания в конфигурации, облегчающей внешнее программирование. Если некоторое число выходов счетчика соединено снаружи, то такой объединенный выход будет высоким только тогда, когда все объединяемые выходы будут высокими. Таким способом каждая временная задержка между  $1RC$  и  $255RC$  может быть запрограммирована нужной связью двоичных выходов счетчика.

Третья секция — это управляющая логика (в основном триггер), которая является «мозгом» таймера. Она состоит из фиксатора-зашелки, который устанавливается и сбрасывается через выходы  $11$  (запуск) и  $10$  (сброс) соответственно. Эта схема управляет таймером/счетчиком и генератором базового времени. При получении положительного импульса запуска на выводе  $11$  он возбуждает генератор базового времени и дает разрешение на секцию счетчика, устанавливая все выходы счетчика в низкое состояние. Когда положительный импульс сброса прикладывается к выводу  $10$  триггера управления, он запирает генератор базового времени, сбрасывает все каскады счетчика и завершает хронящий цикл.

Работа схемы протекает следующим образом. Когда таймер находится в исходном положении или установлен на нуль, генератор базового времени (который работает подобно астабильному таймеру 555) запрещается или выключается, а все выходы счетчика находятся в высоком положении. Когда разрешается работа схемы подачей на вывод  $11$  положительного импульса, секция базового времени активируется, все выходы счетчика установлены в низкое состояние и хронящий цикл начинается. Временязадающий конденсатор заряжается экспоненциально через внешний резистор  $R$ . Когда верхний пороговый уровень  $V_A$  достигнут, конденсатор быстро разряжается к более низкому порогу  $V_B$  через транзистор разрядки  $Q_0$ . Когда достигается более низкий порог, триггер меняет состояние, выключая транзистор разрядки, и генератор базового времени будет продолжать работать по циклу, вырабатывая последовательность хронящих импульсов. Таким образом, схема базового времени вырабатывает серию тактовых импульсов с периодом  $T_0$ , установленным внешними  $R$  и  $C$ . Внутренние резисторы смещения  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ , которые определяют пороговые уровни, выбирают таким образом, чтобы период выходной серии импульсов базового времени был равен произведению  $RC$  независимо от изменений напряжения источника питания.



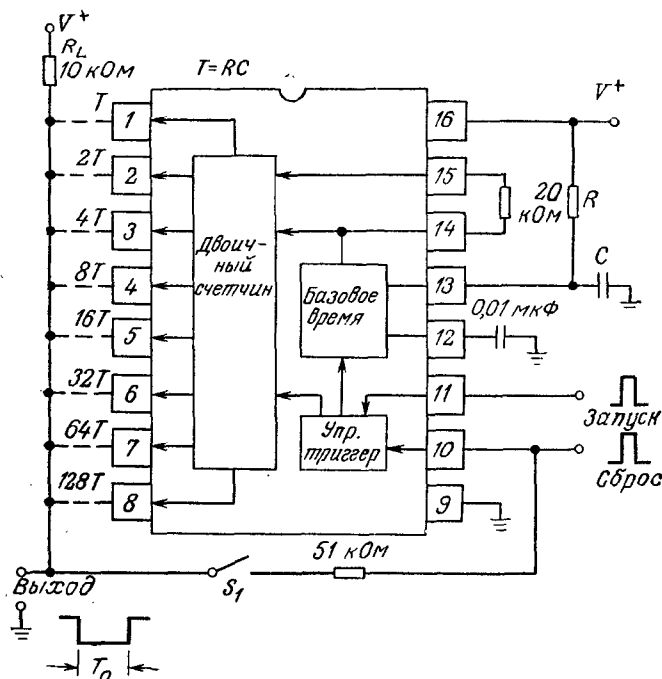


Рис. 4.25. Обобщенная схема включения таймера XR-2240. (Переключатель  $S_1$  замкнут для моностабильной работы и разомкнут для астабильного режима работы.)  $1T < T_0 < 255T$ , где  $T = RC$ .

В большинстве применений хронирования один или более из выходов счетчика соединены обратно на зажим сброса, как на рис. 4.25 при замкнутом ключе  $S_1$ . Таким образом хронизирующие импульсы базового времени подсчитываются двоичным счетчиком до тех пор, пока не достигается заданный счет. В этот момент управляющая логика или управляющий триггер автоматически сбрасывается счетчиком, который в свою очередь запрещает базовое время и завершает хронизирующий цикл, возвращая схему в ее исходное состояние.

Если ни один из выходов счетчика не был подсоединен обратно к выводу сброса (переключатель  $S_1$  разомкнут), то схема работала бы в своем астабильном или мультивибраторном режиме в соответствии с входным запуском.

Следует заметить, что схема невосприимчива к дополнительным входным запускам до завершения хронизирующего цикла. Она может быть сброшена в исходное состояние подачей положительного импульса сброса к выводу 10. Пороги как запуска, так и сброса совместимы с логическими уровнями ТТЛ.

Схема может программироваться путем замыкания выходных открытых коллекторов (выводы 1—8) двоичного счетчика к общему нагрузочному резистору для образования логического соединения ИЛИ. Объединенный выход будет низким, пока любой из выходов будет низким. Таким образом, задержки времени, связанные с каждым выходом счетчика, могут складываться лишь путем их совместного замыкания с общей выходной шиной вывода, как показано на рис. 4.25. Например, если только вывод 6 соединен с выходом, сброс оставлен открытым, то общая продолжительность хранирующего цикла  $T_0$  была бы  $32T$ . Так же, если бы выводы 1, 5 и 6 были подсоединены к шине выхода, общая временная задержка была бы равна

$$T_0 = (1 + 16 + 32)T = 49T.$$

Таким образом, при правильном выборе выводов счетчика, соединенных с шиной выхода, можно запрограммировать временной цикл в пределах  $1T \leq T_0 \leq 255T$ , где  $T = RC$ .

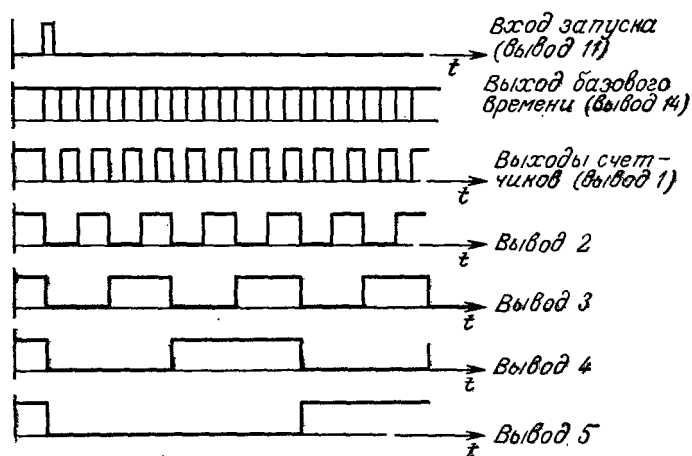


Рис. 4.26. Временная диаграмма сигналов на выходах таймера XR-2240.

На рис. 4.26 показаны сигналы на некоторых выходах схемы после подачи входного запускающего импульса. Продолжительность периода хронирования определяется выбором выхода двоичного счетчика, связанного с терминалом сброса. Например, для получения задержки времени величиной  $8T$  вывод 4 был бы подсоединен к терминалу сброса (вывод 10); таким образом, в конце счета  $2^3$ , или 8, счетчик на выводе 4 вернулся бы обратно в высокое состояние и завершил хранирующий цикл.

#### 4.66. Другие интегральные схемы программируемых таймеров/счетчиков

Приборы ICL 8240/8250/8260 представляют собой семейство монолитных программируемых таймеров, которое произошло от счетчика/таймера XR-2240. В то время как прибор 8240 является прямым вторым источником таймера XR-2240, приборы 8250 и 8260 отличаются диапазоном программирования или выбором счета на выходе.

Так же как и в таймере/счетчике 2240, каждый прибор состоит из точного автогенератора с малым дрейфом, секции счетчика на триггерах и необходимой схемы логики управления — все на одном монолитном кристалле. Функциональных различий между основными режимами и принципами работы таймеров 8250, 8260 и 2240 (8240), за исключением счета, не существует. Эти приборы также целесообразно использовать для получения сверхдлинных временных задержек с относительно недорогими компонентами RC.

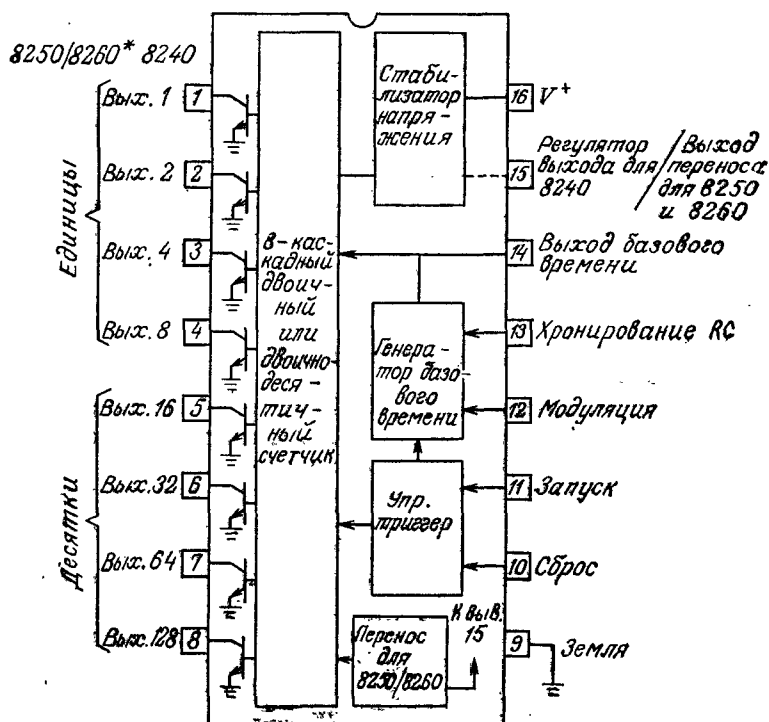


Рис. 4.27. Программируемый таймер/счетчик ICL 8240/8250/8260. \*Вывод 9 не используется в 8260.

Таймер 8250 специально спроектирован для десятичного счета и задержек. Секция счетчика кристалла представляет 8-разрядную конструкцию, предназначенную для десятичного счета в пределах двух декад и позволяющую выбирать временные задержки от  $1RC$  до  $99RC$ . Импульс переноса позволяет раздвинуть рамки до  $9999RC$  путем каскадного включения двух или более таймеров 8250.

На рис. 4.27 приведена блок-схема этого семейства таймеров. Как проиллюстрировано на рисунке, существует еще 8 каскадов в секции счетчика с конфигурацией выхода, идентичной таймеру 2240. Однако в таймере 8250 счетчики подобраны в группы из 4 разрядов. Первые четыре разряда (1, 2, 4 и 8) ведут счет в двоично-десятичной форме от 0 до 9. Эта «декада единиц» запускает «декаду десятков» (вторую 4-разрядную установку — 10, 20, 40 и 80), которая считает от 0 до 90.

Зажим переноса (вывод 15) используется в тех случаях, когда два или более таймеров 2250 должны быть объединены каскадно. Этот вывод становится низким при счете 100 и используется для управления входа счетчика последующего таймера 2250, который затем будет считать до тысяч.

Таймер 8260 оптимизирован до точных временных задержек в секундах, минутах и часах. Этот прибор программируем также и в двоично-десятичном коде, но его максимальный счет 59. Три таймера 8260 могут быть соединены каскадно путем использования вывода переноса для счета секунд, минут и часов. Основное отличие этой цепи состоит в том, что в декаде десятков (второй 4-счетчик) 80-выход (вывод 8) вычеркнут (не используется), так как только 10, 20 и 40 необходимы для счета 59. Это также показано на рис. 4.27.

#### 4.6в. Фиксированный таймер/счетчик 2242

Таймер большого диапазона XR-2242 построен на кристалле таймера XR-2240 и является 8-штырьковой модификацией таймера 2240. Промежуточные выводы выходов счетчика опущены, тем самым сокращены возможности программирования ради уменьшения размера и стоимости. Упрощенная схема и функциональная блок-схема прибора даны на рис. 4.28.

Цепь способна производить сверхдлинные временные задержки — от микросекунд до суток. Для данной внешней  $RC$ -цепи, подсоединенной к хранирующему зажиму, схема вырабатывает хранирующий выходной импульс в  $128RC$ . Если две схемы объединены каскадно, то достигается временная задержка  $32768RC$ , которая может использоваться для получения временных задержек до одного года.

Обобщенная схема включения таймера XR-2242 и соответ-

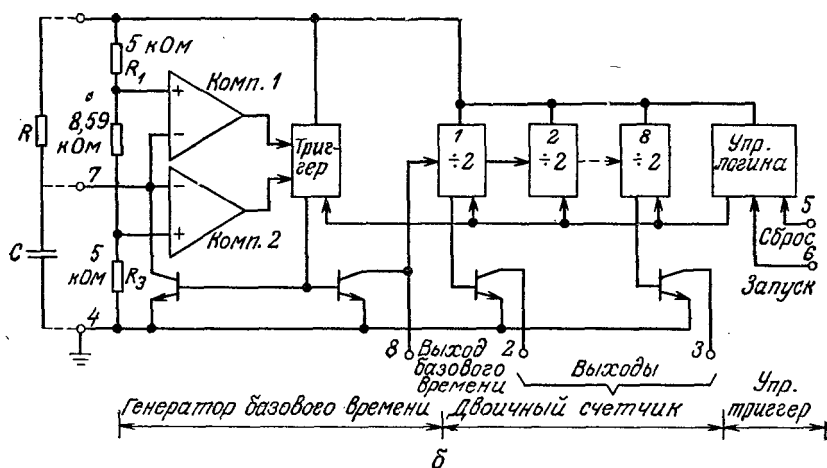
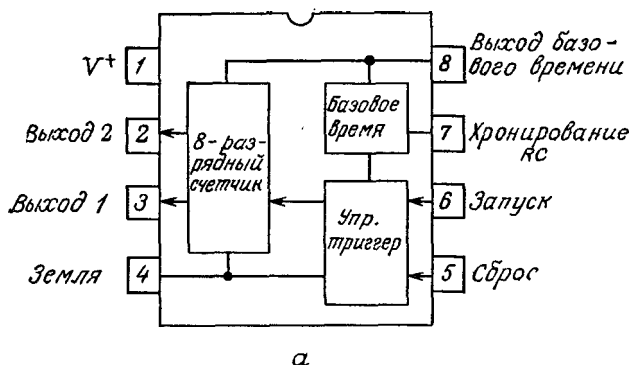


**Рис. 4.28.** Фиксированный таймер/счетчик XR-2242. Назначение выводов (а); блок-схема (б).

ствующая временная диаграмма для выходных сигналов приведены на рис. 4.29. В моностабильных применениях таймера выходной зажим (вывод 3) соединен обратно с зажимом сброса (вывод 5). При этом после 128 тактовых импульсов этот выход становится высоким, сбрасывает схему и завершает хранирующий цикл. Таким образом, после запуска выход на выводе 3 будет производить полный хранирующий импульс  $128RC$ , прежде чем схема сбросит себя для завершения храниющего цикла. Во время храниющего интервала выход первого каскада или вспомогательный выход на выводе 2 вырабатывает прямоугольные колебания с периодом  $2RC$ , как показано на рис. 4.29.

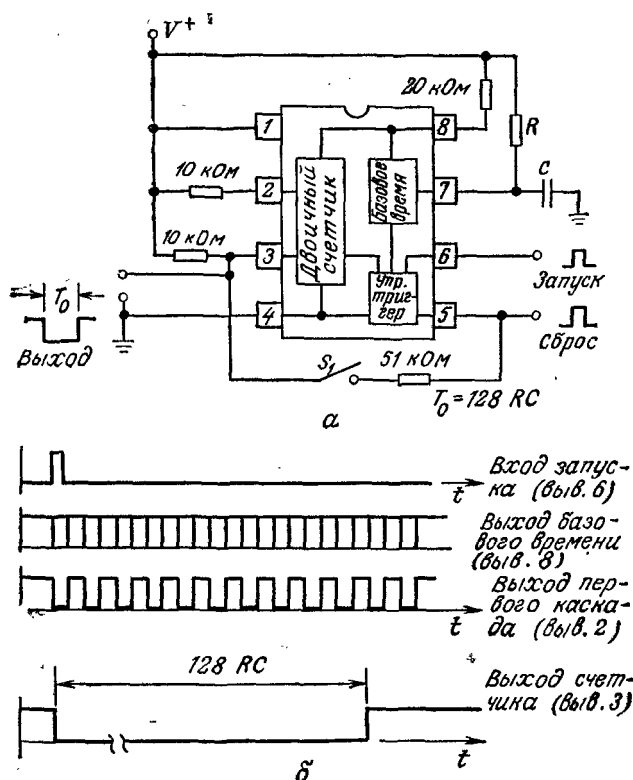


Рис. 4.29. Моностабильная работа таймера XR-2242. Обобщенная схема включения (а); временная диаграмма (б).

Если выход на выводе 3 не соединен обратно с зажимом сброса, схема продолжает работать в астабильном режиме после входного запуска, как в случае с таймером 2240.

## 4.7. ПРИМЕНЕНИЯ ТАЙМЕРА

Итак, мы обсудили различные классы и категории имеющихся ИС таймеров, их внутреннюю структуру, принципы работы, основные свойства и характеристики. В этом разделе мы обсудим применение монолитных таймерных схем, делая особый акцент на критерий отбора в выборе правильного таймерного кристалла для работы. В этом разделе также приводятся несколько примеров разработок для различных применений,

Благодаря своей универсальности монолитные таймеры очень разнообразны и имеют широкий диапазон применений в проектировании схем или систем. Если рабочие характеристики и ограничения ИС таймера, выбранного для определенного применения, не анализируются тщательнейшим образом, общие характеристики системы могут ухудшиться. Если также хранирующая функция перенасыщена требованиями по точности и жесткости характеристик (особенно это касается требований стабильности и точности), то стоимость системы излишне увеличится.

Основной критерий в выборе нужного для работы таймера состоит в нахождении такой монолитной ИС, которая обеспечит самую низкую стоимость системы для данных требований. Однако при широком разнообразии имеющихся в продаже ИС таймеров этот процесс отбора совсем непросто. Слепо выбирая самую дешевую ИС, разработчик системы может просмотреть такие факторы стоимости, как стоимость внешних компонентов (прецизионные резисторы и конденсаторы), необходимых для хранирующей функции. Этот факт находит подтверждение в случае с длительным временным интервалом, когда требуется конденсатор большой емкости с малой утечкой.

Таймер на ИС — это очень универсальный функциональный блок, который может использоваться в сотнях различных типов или классов применений. Для удобства основные применения таймерных ИС классифицируются на следующие группы: 1) хронирование интервала или события; 2) генерирование и формирование импульсов; 3) автогенерация или генерирование тактовых импульсов; 4) генерирование сигналов и развертки.

Сводка основных применений таймера и рекомендуемые таймерные ИС даны в табл. 4.4, которая предоставляет основную информацию разработчикам и пользователям в выборе таймерной ИС. Основные категории применений обсуждаются более подробно в следующих разделах.

#### 4.7а. Хронирование интервала или события

В таком применении ИС таймер используется как управление временным интервалом между событиями, или длительностью события. Типичным примером такого применения было бы управление открытием и закрытием электромеханического реле или последовательностью вспышек.

Большинство требований хронирования попадает в диапазон от нескольких микросекунд до нескольких минут. Для таких применений лучшим выбором является таймер типа 555, характеризующийся низкой стоимостью, универсальностью и доступностью ИС. Схема включения, которая изображена на рис. 4.30, может





использоваться для такого универсального применения хронирования интервала.

В проектах, включающих оборудование, работающее на батареях или аккумуляторах, требуется таймер, который мог бы выполнять хроняющие функции при минимизации расхода энергии. Для таких применений рекомендуется использовать такие микромощные варианты таймеров на основе 555, как XR-L555 фирмы Eхag или ICM-7555 фирмы Intersil, так как у них более чем на порядок величины уменьшено потребление

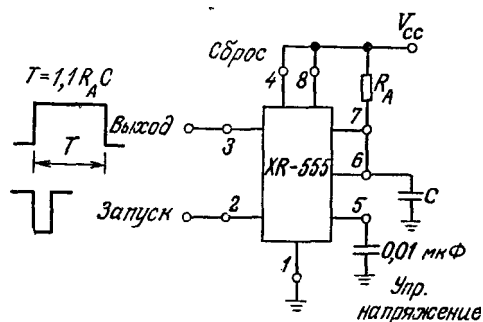


Рис. 4.30. Схема хронирования интервалов или событий с использованием ИС типа таймера 555.

тока в исходном положении. Для применений при низкой мощности, требующих абсолютного минимума питающего напряжения и рассеивания мощности, целесообразнее использовать таймер ICM-7555. Однако таймер XR-L555 (второй поставщик фирма Signetics) обеспечивает большую точность, стабильность и нагрузочную способность по току, чем КМОП ICM-7553, реализуя оптимальный выбор для применений, требующих высокой точности и нагрузочной способности. Поскольку обе схемы являются установочным эквивалентом таймера 555, схема, изображенная на рис. 4.30, была бы также пригодна для указанных применений.

В некоторых устройствах управления технологическими процессами (особенно в тех, которые включают электромеханические реле или вращающиеся устройства) от таймерной ИС можно бы потребовать большей степени невосприимчивости к электрическим шумовым сигналам или к переходным процессам. Для таких применений рекомендуется использовать таймер типа 355, изготавливаемый фирмой Teledyne. Это в основном модифицированный вариант базового экспоненциального таймера типа 555, который характеризуется увеличенными уровнями запуска и

сброса, совместимыми со стандартными помехоустойчивыми логическими схемами.

**Пример 4.1. Расчет моностабильного таймера.** Разработать схему таймера, которая работает от источника питания 15 В и включает светодиод на время около 10 мс каждый раз, как она получает отрицательный импульс запуска.

**Решение.** а) Наиболее подходящей таймерной ИС для такого применения оказывается таймер 555. Воспользуемся схемой, изображенной на рис. 4.30. С помощью хронизирующего отношения для таймера 555 [уравнение (4.4)] найдем значение времязадающих компонентов:

$$R_A C = T/1,1 = 10 \text{ мс}/1,1 = 9,1 \cdot 10^{-3} \text{ мс.}$$

Затем, выбрав стандартное значение емкости 0,22 мкФ, определим времязадающее сопротивление  $R_A$ :

$$R_A = 9,1 \cdot 10^{-3} / (0,22 \cdot 10^{-6}) = 41,4 \text{ кОм.}$$

Таким образом, для схемы выбрано ближайшее стандартное значение сопротивления 39 кОм.

б) При запуске выход таймера 555 высокий и приблизительно на 1,6 В ( $2V_{BE} + V_{CE \text{ насыщ}}$ ) ниже  $V_{CC}$ . Учитывая, что для большинства светодиодов требуется около 20 мА рабочего тока и прямое падение напряжения  $V_f = 1,4$  В, последовательный резистор, который ограничивает ток светодиода, может быть найден следующим образом:

$$R_S = \frac{V_{\text{вых}} - V_f}{I_{CD}} = \frac{(15 - 1,6) - 1,4}{20} = 600 \text{ Ом.}$$

Таким образом, в схеме используется стандартное значение сопротивления 620 Ом.

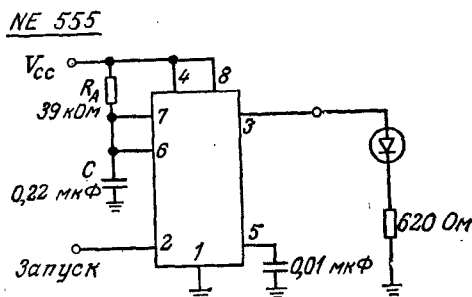


Рис. 4.31. Хронизирующая схема для примера 4.1.

Окончательная схема изображена на рис. 4.31. Для улучшения помехоустойчивости прибора между выводом 5 и землей подсоединяется емкость 0,01 мкФ. Если выбор сброса не требуется, тогда этот вывод (вывод 4) должен быть соединен с шиной питания.

**Пример 4.2. Помехоустойчивый, моностабильный таймер.** Как изменить схему в примере 6.1 для работы в условиях помех?

**Решение.** а) Вместо таймера 555 рекомендуется использовать промышленный таймер 355.

б) Так как хронизирующее отношение для таймера 355 несколько отличается от такового для таймера 555, времязадающие элементы необходимо немного изменить. В этом случае

$$R_A C = T/1,18 = 10 \text{ мс}/1,18 = 8,48 \cdot 10^{-3} \text{ мс.}$$

Опять, выбирая то же значение емкости 0,22 мкФ, найдем времязадающее сопротивление  $R_A$ :

$$R_A = 8,48 \cdot 10^{-3} / 0,22 \cdot 10^{-6} = 38,5 \text{ кОм.}$$

Таким образом, опять используется стандартное значение 39 кОм.

в) Уровень напряжения на выходе таймера 355 равен уровню напряжения в таймере 555 в состоянии запуска (т. е. во время хронизирующего цикла), и, таким образом, схема выхода не требует изменений.

Результирующая схема показана на рис. 4.32.

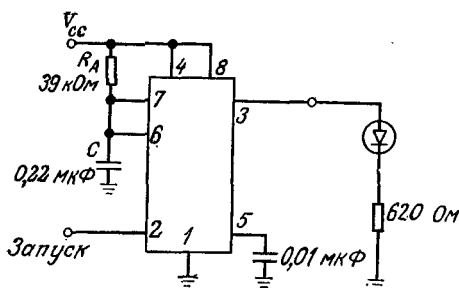


Рис. 4.32. Хронизирующая схема для примера 4.2.

**Пример 4.3. Малоомный моностабильный таймер.** Разработать малоомную таймерную схему, используя таймер XR-L555, которая работает от источника питания 5 В и включает твердотельное реле на 100 мс при запуске. Минимальное напряжение, требуемое для включения реле, равно 3 В, а диапазон управляющего тока реле — от 5 до 13 мА. Сопротивление катушки 400 Ом.

**Решение.** а) Так как таймер L555 является установочным эквивалентом таймера 555, используется схема, изображенная на рис. 4.30. Времязадающие элементы могут быть определены так:

$$R_A C = (100 \text{ мс})/1,1 = 9,1 \cdot 10^{-2} \text{ мс.}$$

Выбрав значение емкости 4,7 мкФ, определим времязадающий резистор:

$$R_A = 9,1 \cdot 10^{-2} / (4,7 \cdot 10^{-6}) = 19,4 \text{ кОм.}$$

Таким образом, выбирается стандартное значение 20 кОм.

б) При работе от 5-В источника питания напряжение на выходе таймера L555 во время хронизирующего цикла составляет 3,4 В. Отсюда имеем, что управляющий ток для включения реле равен

$$I = (3,4 \text{ В}) / (400 \text{ Ом}) = 8,5 \text{ мА,}$$

что находится в заданном диапазоне.

Результирующая схема показана на рис. 4.33.

Для удовлетворения требованиям хронирования интервалов или событий в диапазоне минут, часов, суток самым экономным является использование интегральных схем таймеров/счетчиков, так как они могут производить длинные временные задержки с помощью маленького конденсатора и тем самым обеспечивают разработчику системы значительную экономию. Для таких использований дешевый таймер XR-2242 с длительными задержками, который работает на принципе таймера/счетчика, и представляет собой самую экономную схему.

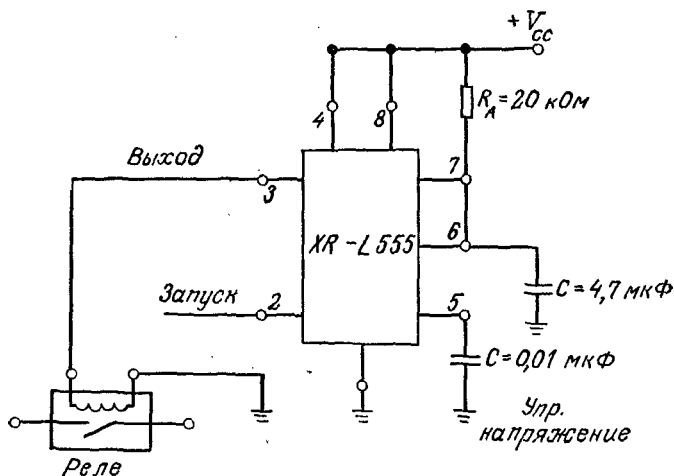


Рис. 4.33. Хронирующая схема для примера 4.3.

Сверхдлительные задержки времени могут вырабатываться путем каскадирования двух таймеров XR-2242, как показано на рис. 4.34. В этой конфигурации секция счетчика прибора № 2 каскадно соединяется с выходом счетчика прибора № 1 для обеспечения общего счета 32 768 тактовых циклов, перед тем как выход (вывод 3) прибора № 2 изменит состояние. В схеме выход (вывод 3) прибора № 1 прямо соединен с выходом базового времени (вывод 8) прибора № 2 через общее нагрузочное сопротивление. Таким образом, секция счетчика прибора № 2 включается всякий раз, когда выход прибора № 1 переходит на высокий уровень. Секция базового времени прибора № 2 запрещается путем соединения вывода 7 прибора № 2 с землей через сопротивление 1 кОм. Выводы сброса и запуска обоих приборов соединяются вместе для общего управления.

**Пример 4.4. Таймер длительной задержки.** Используя каскадное включение таймеров/счетчиков XR-2242 на ИС, определить значения времязадающих элементов, которые обеспечат временную задержку около 1 ч.

**Решение.** Хронирующее отношение для двух каскадов равно

$$T = 128 \cdot 256RC = 32\,768RC.$$

Для задержки времени в  $1 \text{ ч} = 3600 \text{ с}$  значения времязадающих элементов определяются так;

$$RC = 3600/32\,768 = 0,110.$$

Выбрав значение емкости 10 мкФ, получим

$$R = 0,110/10 \cdot 10^{-6} = 11 \text{ кОм.}$$

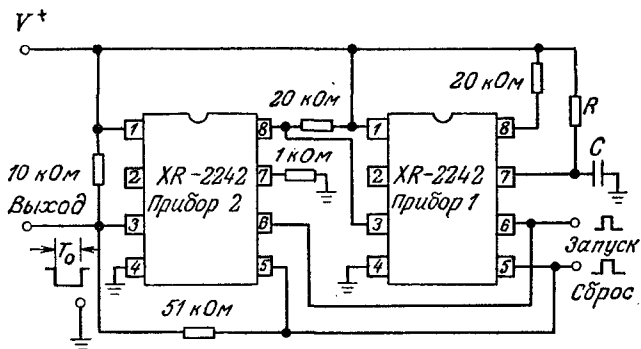


**Рис. 4.34. Каскадная работа двух таймерных (XR-2242) схем.**

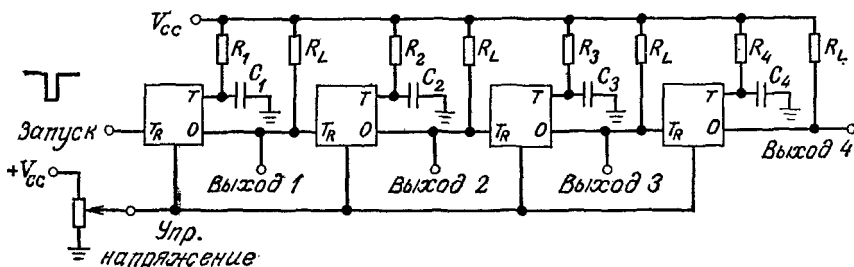
В ряде применений хронирования интервалов и событий требуются последовательности хронящих функций, т. е. один таймер, завершая свою работу, включает другой таймер и т. д. Из-за того что в этих применениях используется несколько таймерных схем, лучше всего использовать здесь sdвоенные таймерные ИС, такие как NE556 или счетверенные приборы, такие как NE558 или NE559.

На рис. 4.35 показано типовое воплощение счетверенного таймера в применении последовательного хронирования. Для иллюстрации в этом примере использован таймер 558. Заметим, что после запуска схема вырабатывает четыре последовательные временные задержки, где продолжительность каждого выхода независимо управляется своей собственной постоянной времени  $RC$ . Также все четыре выхода могут модулироваться в диапазоне не более  $50 \div 1$  и оставаться пропорциональными во всем этом диапазоне. Поскольку каждая секция таймера включается по фронту, то секции могут каскадно соединяться путем прямого соединения соответствующих выходов и входов запуска.

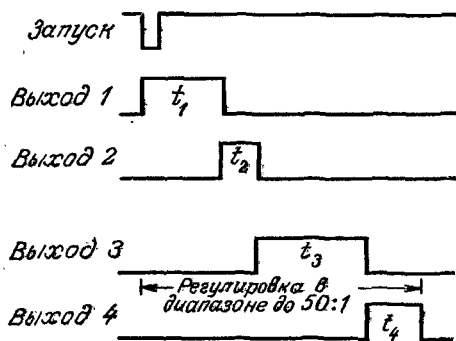
Определенные применения хронирования требуют, чтобы начало хронизирующего импульса было задержано на заданное время после появления запуска. Это опять выполняется путем использования сдвоенного таймера, где одна секция может ис-

пользоваться для установки начальной «задержки», происходящей после появления запуска, а другая секция может использоваться для получения действительного хронизирующего импульса.

На рис. 4.36 показано такое последовательное хронирование (генератор задержанного импульса) на основе таймера 556. В этом применении выход одной таймерной секции (таймер 1)



а



б

Рис. 4.35. Использование таймера 556 в качестве четырехкаскадного последовательного таймера с управлением по напряжению. а — схема соединений  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$  остаются пропорциональными во всем диапазоне перестройки.

емкостью связан с зажимом запуска второго, как показано на рисунке. Когда таймер запускается по выводу 6, его выход на выводе 5 становится высоким в течение времени  $T_1 = 1,1R_1C_1$ . В конце этого хронизирующего цикла вывод 5 становится низким и запускает таймер 2 через емкостную связь  $C_1$  между выводами 5 и 8. Затем выход на выводе 9 становится высоким в течение времени  $T_2 = 1,1R_2C_2$ . Таким образом, прибор ведет себя как «задержанный одновибратор», где выход таймера 2 задержан от начального запуска по выводу 6 на время  $T_1$ .

**Пример 4.5. Расчет последовательного таймера.** Используя конфигурацию схемы, изображенной на рис. 4.36, определить значения времязадающих элементов для двух таймерных секций для получения импульса длительностью 100 мс, задержанного относительно сигнала запуска на 10 мс.

**Решение.** а) Временная задержка  $T_1 = 10$  мс. Таким образом, времязадающие элементы для таймера 1 могут быть найдены из выражения

$$R_1 C_1 = (10 \text{ мс}) / 1,1 = 9,1 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Выбираем значение емкости 0,01 мкФ. Тогда

$$R_1 = 9,1 \cdot 10^{-3} / (0,01 \cdot 10^{-6}) = 9,1 \cdot 10^5 \text{ Ом} = 910 \text{ кОм.}$$

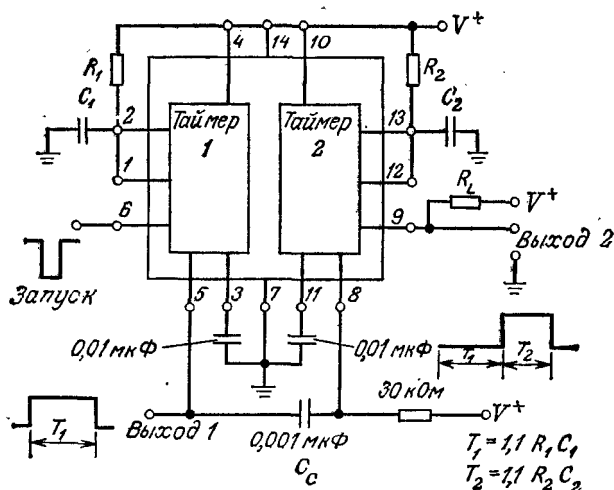


Рис. 4.36. Использование таймера 556 в качестве задержанного одновибраторного или двухкаскадного последовательного таймера.

б) Длительность импульса равна 100 мкс. Тогда

$$T_2 = 100 \text{ мкс.}$$

Времязадающие элементы для таймера 2 определяются из выражения

$$R_2 C_2 = (100 \text{ мкс}) / 1,1 = 9,1 \cdot 10^{-5} \text{ с.}$$

Снова выбираем значение емкости 0,01 мкФ. Тогда получим

$$R_2 = 9,1 \cdot 10^{-5} / 0,01 \cdot 10^{-6} = 9,1 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 9,1 \text{ кОм.}$$

Некоторые применения хронирования требуют, чтобы хронизирующий интервал программировался дискретно без переключения дополнительных прецизионных резисторов и (или) емкостей внутри схемы. Такая функция может быть легко достигнута при использовании программируемой схемы такого таймера/счетчика, как 2240, где продолжительность выхода может программироваться от  $1,0RC$  до  $255RC$  (с приращением  $1RC$ ), где  $R$  и  $C$  — внешние времязадающие элементы.





исключая то, что каждый выходной импульс будет теперь иметь одну и ту же продолжительность, или длину, как установлено RC-постоянной времени таймера. Любой из одновибраторных таймеров общего назначения может функционировать в этом применении в зависимости от требуемого входного уровня запуска и полярности. В большинстве применений базовый таймер типа 555 часто бывает самым экономичным решением благодаря своей низкой стоимости и доступности.

Разновидностью данного проекта устройства расширения импульса является генератор задержанного импульса, рассматриваемый в разд. 4.7а (пример 4.5). Этот генератор преобразовывает серию входных импульсов в другую последовательность импульсов, которая имеет такую же скорость повторения, но отличается по фазе и длительности импульса. Для такого применения лучше всего подходит двоянная таймерная схема или счетверенный таймер. Первый таймер, который запускается входным сигналом, устанавливает сдвиг фазы или задержку между входной и выходной последовательностями импульсов, а второй таймер, который запускается с окончанием работы первого, устанавливает ширину импульса. Для применений, в которых требуется низкая мощность, самым подходящим выбором оказались бы таймеры ICM7556 и XR-L555.

Схемы гашения импульсов выборочно прерывают или гасят серии импульсов. Такое применение может осуществляться при использовании такой двоянной таймерной ИС, как NE5556, где одна секция таймера может действовать как расширитель импульса, запускаемого входными импульсами, а вторая секция таймера может запускаться отдельным хронизирующим сигналом и служить управлением разрешения/запрета для первого таймера, тем самым прерывая или гася его выходной сигнал во время его хронизирующего интервала.

В качестве расширения применения гашения импульса ИС таймеры могут также использоваться для деления частоты. На рис. 4.38 изображена типичная схема включения такой двоянной таймерной ИС, как NE5556, для ее работы в качестве делителя частоты и формирователя импульсов. В этом случае одна из таймерных секций (таймер 1) используется как секция делителя частоты и ее выход (вывод 5) используется для запуска второй таймерной секции, которая служит как устройство для расширения импульсов и определяет рабочий цикл выхода. Деление частоты производится путем установления хронизирующего периода  $T_1$  первого таймера длиннее, чем период входного импульса  $T_p$ . После запуска таймер становится невосприимчивым к дополнительным входным запускам до завершения хронизирующего цикла. Таким образом, например, если период таймера установлен на 4,5 мс, а период серии входных импульсов — на

1,0 мс, тогда лишь каждый пятый входной импульс будет включать таймер 1 (рис. 4.38) и вырабатывать сигнал на его выходе, частота которого в результате будет равна  $1/5$  частоты входного сигнала.

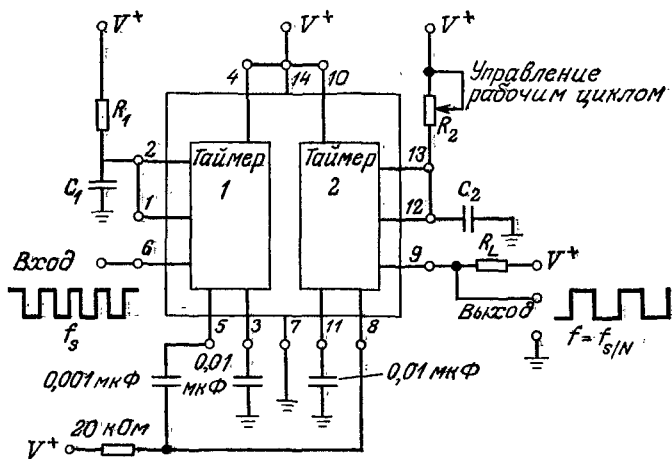


Рис. 4.38. Делитель частоты и формирователь импульсов на сдвоенном таймере.

**Пример 4.7. Таймерный делитель частоты.** Сдвоенная таймерная схема, изображенная на рис. 4.38, должна быть использована для преобразования прямоугольных колебаний с частотой 5 кГц в серию импульсов длительностью 100 мкс и частотой 1 кГц. Определить значения элементов схемы и изобразить результирующий сигнал.

**Решение.** а) Период приходящего сигнала 0,2 мс, или 200 мкс. Так как деление частоты получается от невосприимчивости таймера 1 к повторным запускам во время хронящего цикла, то для достижения деления на 5 хронящий период таймера 1 должен быть меньше чем в 5 раз и больше чем в 4 раза периода входного сигнала. (т. е. хронящий период таймера должен быть между 0,8 и 1 мс).

Выбрав период 0,9 мс, получим

$$R_1 C_1 = (0,9 \text{ мс})/1,1 = 0,82 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

При значении емкости 0,01 мкФ  $R_1$  может оказаться равной 82 кОм.

б) Ширина импульса поделенной последовательности определяется хронящим периодом таймера 2. Для достижения 100 мкс имеем

$$R_2 C_2 = (0,1 \text{ мс})/1,1 = 91 \text{ мкс} = 9,1 \cdot 10^{-5} \text{ с.}$$

Выбрав емкость 1000 пФ, для  $R_2$  получим 91 Ом. Результирующий сигнал показан на рис. 4.39.

Используя потенциометр для  $R_2$ , рабочий цикл выхода можно изменять регулировкой ширины импульса на выходе.

Следует заметить, что если формирование импульса не нужно, то две секции сдвоенного таймера могут использоваться как

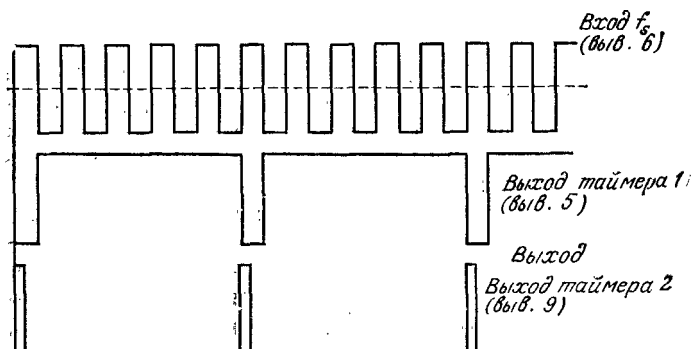
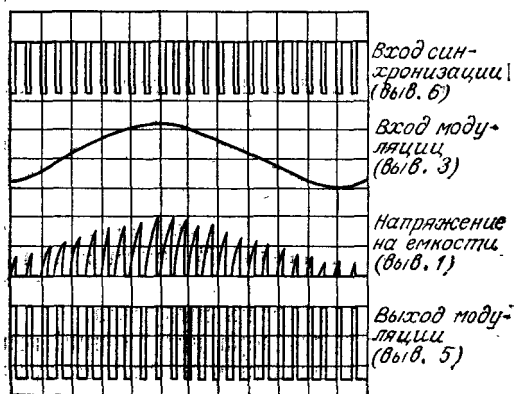
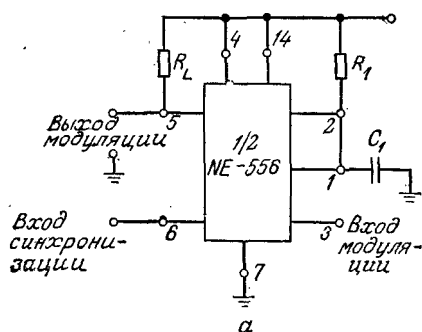


Рис. 4.39. Временная диаграмма для примера 4.7.



б

Рис. 4.40. Схема модуляции ширины импульса (а) и ее временная диаграмма (б).

делители частоты, так как они электрически независимы. Таким образом, если зажимы запуска двух секций таймера подсоединены к общему входному сигналу, то можно получить два независимых выхода при частотах  $f_1 = f_s/N_1$  и  $f_2 = f_s/N_2$ , где  $N_1$  и  $N_2$  являются коэффициентами деления секций таймера, которые устанавливаются внешними времязадающими резисторами и емкостями каждой секции.

Некоторые применения генерирования и формирования импульсов требуют модулирования ширины импульса на выходе без изменения скорости его повторения. Такое требование может

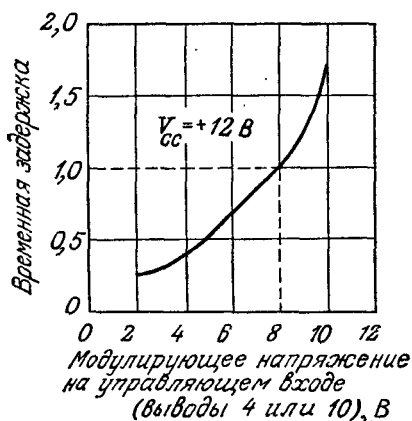


**Рис. 4.41.** Характеристики управления таймера 555 — нормализованная временная задержка от управляющего напряжения.

выполняться одновибраторным таймером типа 555, работающим в моностабильном режиме и запускаемым серией входных импульсов фиксированной частоты. Выходные импульсы генерируются с такой же скоростью, как и серия входных импульсов, исключая ширину импульса, которая определяется времязадающими элементами  $R_1$  и  $C_1$ . Ширину выходных импульсов таймерной ИС можно изменять, не влияя на скорость их повторения, путем применения

управляющего напряжения на зажиме модуляции схемы таймера, как показано на рис. 4.40. Действительные формы сигналов, вырабатываемые

таким образом, также показаны на рисунке. Характеристики управления по зажимам модуляции изображены на рис. 4.41. При использовании сдвоенного таймера для модуляции ширины импульса внешний тактовый сигнал не нужен, так как одна секция может работать в астабильном режиме и служить как генератор тактов. На рис. 4.42 показано рекомендуемое соединение для такого применения. В таком случае таймер 2 используется как генератор тактов, а таймер 1 используется в качестве секции модулятора ширины импульса.

В качестве последнего примера применений генерирования и формирования импульса рассматривается модуляция позиций импульса. Она включает генерирование последовательности импульсов, ширина которых постоянна (обычно очень узкая), но скорость их повторения модулируется. Сдвоенная или счетверенная таймерная ИС легко выполняет такую функцию, где второй

таймер вырабатывает узкие выходные импульсы при запуске с выхода первого таймера. Первая таймерная секция работает в мультивибраторном (т. е. астабильном) режиме, а ее частота затем внешне модулируется управляющим напряжением.

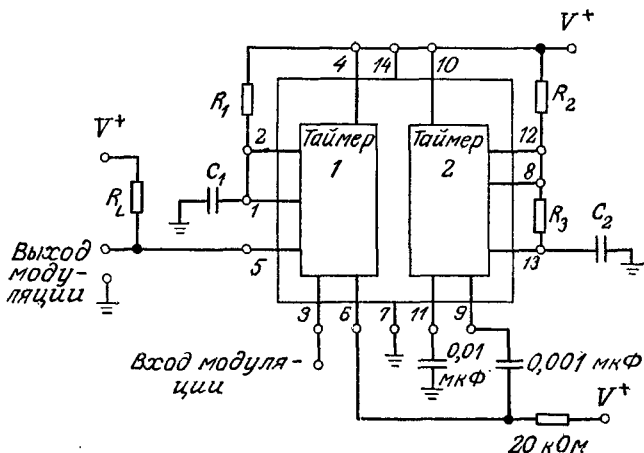


Рис. 4.42. Модуляция ширины импульса с внутренней синхронизацией при использовании сдвоенного таймера.

#### 4.7в. Автогенерация или генерирование тактовых импульсов

Таймеры могут работать в мультивибраторном, или «самозапускающемся», режиме для получения периодических хронизирующих импульсов. Так как ширина выходного импульса или частота могут управляться выбором внешних резисторов или емкостей, эти схемы делают отличные тактовые автогенераторы низкой стоимости для ряда цифровых систем.

В проектах тактовых автогенераторов ИС вырабатывает сигнал фиксированной частоты с рабочим циклом примерно 50 %. Таймер NE555, чей выходной рабочий цикл может управляться выбором двух внешних резисторов, идеально подходит для применения на тактовых частотах до 100 кГц.

Таймер типа 555, который может обеспечить управляющий ток до 200 мА, также хорошо подходит для применений автогенераторов большого тока, когда требуется, чтобы выход схемы мог возбуждать и отводить токи большой нагрузки (не менее 100 мА), для того чтобы управлять электромеханическими реле или емкостными нагрузками.

Схемы генераторов, управляемых напряжением (ГУН), находят разнообразные применения в системах фазовой автоподстройки. Таймер типа 555 может использоваться как ГУН, принимая

нужное управляющее напряжение на свой зажим модуляции (вывод 5) и в своем режиме самозапуска.

В приборах, работающих от батарей или с дистанционным управлением, часто требуется тактовый автогенератор низкой мощности. Для КМОП логических цепей с низким порогом обычно требуются стабильные тактовые автогенераторы, которые могут работать с очень небольшим потреблением энергии и от источника питания низкого напряжения (3 В). Микрометрические таймеры XR-L555 и ICM7555, которые работают лишь с маленькой долей потребления тока обычного таймера типа 555 и могут работать с такими низкими источниками напряжения, как 2—2,5 В, очень хорошо подходят для этих типов применений.

**Пример 4.8. Автогенератор на таймере типа 555.** Спроектировать цифровой автогенератор общего назначения на частоту 1 кГц с рабочим циклом 80 % (т. е. 80 % времени выход находится на высоком уровне).

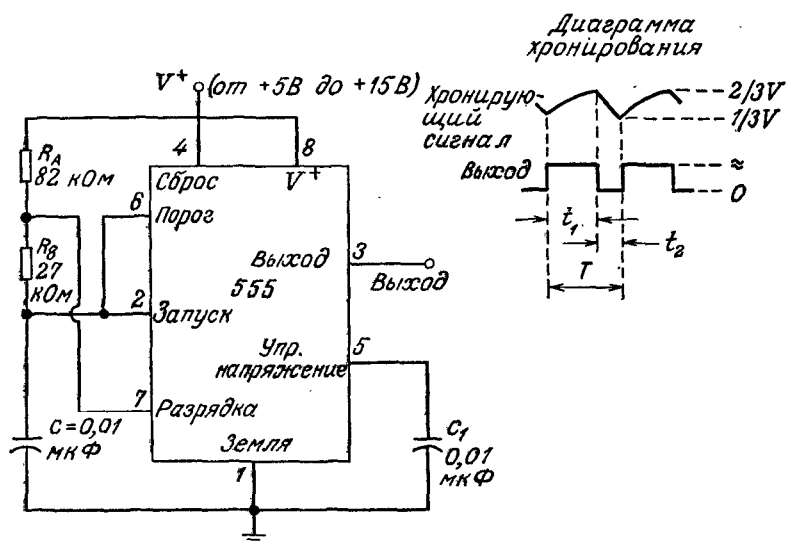


**Рис. 4.43.** Астабильный таймер для примера 4.8 и его формы сигналов.

Хронирование на выходе:  $t_1 = 0,693 (R_A + R_B) C$ ,  $t_2 = 0,693 R_B C$ ,  $T = 0,693 (R_A + 2R_B) C$ , где  $t_1$  — период высокого выхода,  $t_2$  — период низкого выхода,  $T$  — общий период ( $t_1 + t_2$ ),  $f = 1/T = 1,44 / [(R_A + 2R_B) C]$ ,  $D_{\text{выс. вх.}} = (R_A + R_B) / (R_A + 2R_B)$ .

**Решение.** Таймерная ИС типа 555, которая работает в астабильном режиме, как показано на рис. 4.43, очень хорошо подходит для такого применения. Выражение для частоты дано в уравнении (4.12)

$$f = 1/T = 1,44 / [(R_A + 2R_B) C].$$

Выбрав значение емкости 0,01 мкФ и подставляя значение  $f = 1$  кГц, получим

$$R_A + 2R_B = 1,44 \cdot 10^5. \quad (4.16)$$

Выражение для рабочего цикла высокого уровня имеет вид

$$D_B = t_1/T. \quad (4.17)$$

Произведя подстановку уравнений (4.7) и (4.12), получаем

$$D_B = (R_A + R_B)/(R_A + 2R_B). \quad (4.18)$$

Аналогично выражение для рабочего цикла низкого уровня имеет вид

$$D_H = t_2/T. \quad (4.19)$$

Подставляя уравнения (4.7) и (4.12), получаем

$$D_H = t_2/T. \quad (4.20)$$

Для этого примера  $D_B = 0,80$  и  $D_H = 0,20$ . Одно из уравнений — (4.19) или (4.20) — может использоваться для определения отношения  $R_A/R_B$ . Для значения рабочего цикла данной задачи эти уравнения дают

$$R_A = 3R_B. \quad (4.21)$$

Подставляя это обратно в уравнение (4.16), получим

$$5R_B = 1,44 \cdot 10^5, \text{ или } R_B = 28 \text{ кОм.}$$

Таким образом, из уравнения (4.21) может быть найдено  $R_A$

$$R_A = 84 \text{ Ом.}$$

Заметим, что, поскольку 28 и 84 кОм не являются стандартными значениями, для сопротивлений  $R_B$  и  $R_A$  следует использовать значения 27 и 82 кОм соответственно.

**Пример 4.9. Расчет маломощного автогенератора.** Спроектировать тактовый автогенератор с частотой 1 кГц для КМОП логической схемы, которая питается от двух никель-кадмиевых аккумуляторов ( $\sim 2,7$  В). Рабочий цикл должен быть равным 80 %.

*Решение.* Таймер типа 555 не может использоваться для такого применения, так как он не может работать при напряжении ниже 5 В. Поэтому оптимальным выбором были бы либо таймер XR-L555, либо таймер ICM-7555. Эти таймеры сочетают в себе работу с низким напряжением и малым потреблением энергии.

Поскольку оба кристалла являются установочными эквивалентами таймера 555, то могут использоваться те же значения времязадающих элементов, что и в примере 4.8. Результирующая схема в случае ИС таймера XR-L555 приводится на рис. 4.44.

**Пример 4.10. Автогенератор прямоугольных колебаний на 10 кГц.** Используя обычный таймер 555, рассчитать автогенератор прямоугольных колебаний на частоту 10 кГц.

*Решение.* Для этого применения используется схема примера 4.8. Выбрав значение емкости 100 пФ, выражение для частоты [уравнение (6.12)] при  $f = 10$  кГц примет вид

$$R_A + 2R_B = 1,44 \cdot 10^6. \quad (4.22)$$

Из анализа выражений рабочего цикла примера 4.8 можно увидеть, что единственным путем для достижения рабочего цикла в 50 %, который соот-

ветствовал бы прямоугольным колебаниям (т. е. сделать  $t_1 = t_2$  на рис. 4.43), является обеспечение условия

$$R_B \gg R_A.$$

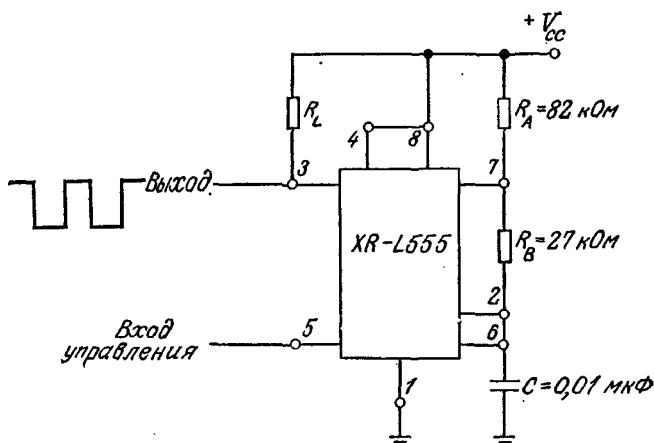


Рис. 4.44. Таймерная схема для примера 4.9.  $f = 1,46/[(R_A + 2R_B)C]$ ; рабочий цикл  $= R_B/(R_A + 2R_B)$ .

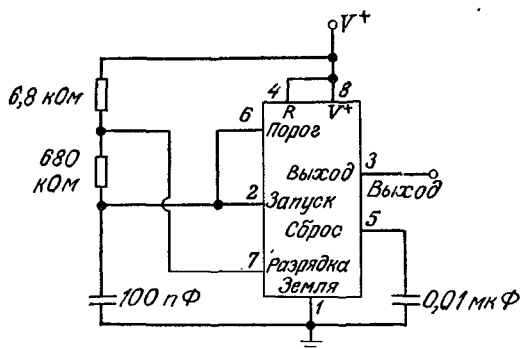


Рис. 4.45. Таймерная схема для примера 4.10.

Выбрав  $R_B = 100R_A$  и подставив его в уравнение (4.22), получим

$$201R_A = 1,44 \cdot 10^6 \text{ или } R_A = 7.2 \text{ кОм.}$$

Затем получим  $R_B = 720 \text{ кОм}$ . Итак, выбираются следующие стандартные значения:

$$R_A = 6,8 \text{ кОм, } R_B = 680 \text{ кОм.}$$

Если точность частоты важна, тогда для  $R_B$  должен использовать потенциометр, а для  $C$  — подстроечный конденсатор. Результирующая схема показана на рис. 4.45.



Определенные применения требуют стабильного тактового автогенератора сверхнизкой частоты, частота которого может составить один цикл в сутки. Программируемые таймеры и таймеры типа XR-2242 обеспечивают идеальные решения для этих применений с их продолжительным периодом выходного сигнала.

Программируемые таймерные ИС также очень хорошо подходят для определенных проектов испытательных приборов, требующих генерирования псевдослучайной последовательности двоичной информации, которая бы затем периодически повторялась. Программируемый таймер/счетчик типа XR-2240, который

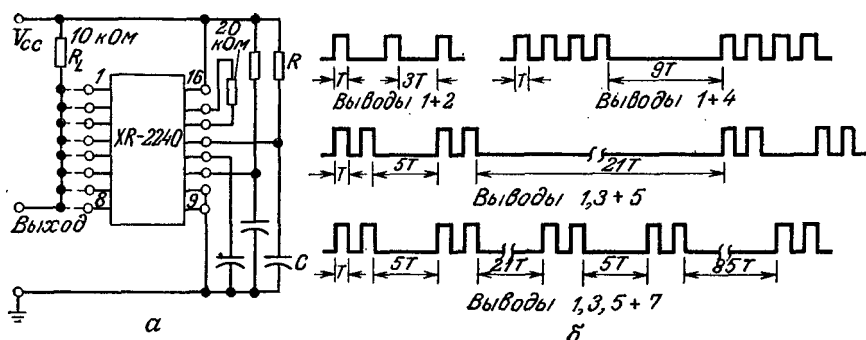


Рис. 4.46. Таймерный кристалл XR-2240, соединенный как двоичный генератор пачки импульсов. Схема (а); временная диаграмма (б).

обеспечивает восемь отдельных выходов открытого коллектора, может производить такую функцию выборочным подсоединением одного или более его выходов к общему нагрузочному резистору в конфигурации ИЛИ.

На рис. 4.46 ИС таймера/счетчика типа XR-2240 представлена соединенной как двоичный генератор пачек импульсов. Некоторые из получаемых битовых последовательностей также изображены на рисунке. Эта схема, включенная в мультивибраторный самозапускающийся режим, предназначена для непрерывной работы. Схема самозапускается автоматически, когда включен источник питания, и продолжает работать неограниченно в мультивибраторном режиме.

Пачки импульсов повторяются со скоростью, равной периоду самого высокого разряда счетчика, соединенного с общей шиной выхода. Минимальная ширина импульса, содержащаяся в этой серии импульсов, определяется самым низким разрядом счетчика, соединенным с указанным выходом.

#### 4.7г. Генерирование сигналов развертки

В ряде применений хронирования необходимо вырабатывать аналоговое напряжение, которое пропорционально времени хромирующего цикла. Эта функция особенно полезна для получения напряжений развертки для осциллографов или координатных записывающих дисплеев. Она может выполняться как линейно, так и дискретно.

Линейно-нарастающее напряжение может достигаться путем заряда емкости через точный источник тока. Большинство ИС таймеров, таких, как таймер типа 555, заряжает времязадающий конденсатор через сопротивление, а не через источник тока. Это дает скорее экспоненциальную, чем линейную нарастающую

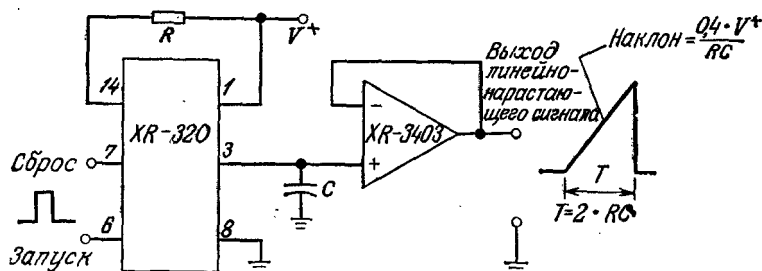


Рис. 4.47. Генерирование развертки.

форму напряжения на емкости. Однако таймер XR-320 использует внутренний генератор постоянного тока для заряда времязадающей емкости. Таким образом, при запуске он вырабатывает пилообразный сигнал, который нарастает с потенциала земли до приблизительно 80 % положительного напряжения источника питания. На рис. 4.47 показана конфигурация простой схемы с использованием таймера XR-320 и буферного операционного усилителя, которая может вырабатывать такую линейно-нарастающую форму сигнала длительностью  $2RC$ , как установлено внешней постоянной времени. Выходное сопротивление схемы достаточно мало для управления координатным самописцем или осциллокопическим дисплеем.

Во многих применениях дискретно нарастающее напряжение или напряжение ступенчатой формы является более предпочтительным по сравнению с линейно- или непрерывно нарастающей формой. Такой сигнал можно легко получить, используя ИС программируемый таймер/счетчик, такой, как XR-2240, вместе с токосуммирующим операционным усилителем и рядом двоично взвешенных резисторов, как изображено на рис. 4.48. В таком применении выходы открытых коллекторов таймера/счетчика ра-

ботают как заземляющие переключатели. Когда схема запущена, все выходы (выводы 1—8) переходят в низкое состояние и затем двоично меняют состояние со всеми выходами, переходящими в высокое состояние после 256 тактовых циклов. Это побуждает выход токосуммирующего операционного усилителя вы-

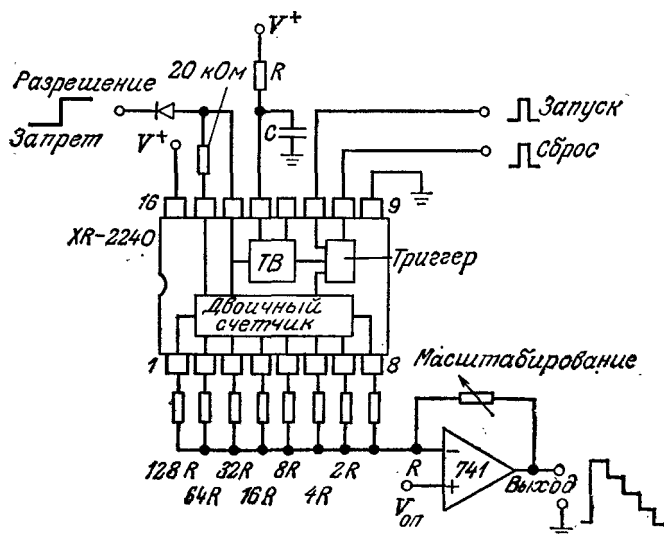


Рис. 4.48. Генерирование ступенчатого сигнала,

рабатывать отрицательный ступенчатый сигнал из 256 равных ступенек. Продолжительность каждой ступеньки равна  $1,0RC$ , что устанавливается с внешней стороны. «Лестница» может быть остановлена или «заморожена» на любом желаемом уровне с помощью внешней команды разрешения/запрета, как показано на рисунке. Эта уникальная способность таймера/счетчика находит широкое разнообразие применений для дискретных схем выборки и хранения или для аналого-цифрового преобразования.

# ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ДЛЯ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

*Р. Фростхоум<sup>1)</sup>*

### 5.1. ВВЕДЕНИЕ

До недавнего времени понятие «стабилизатор напряжения» использовалось для описания той части системы, которая вырабатывала постоянное выходное напряжение при изменении входного питающего напряжения, выходного тока нагрузки и температуры. Сейчас для выполнения подобных функций, а также и многих других разрабатываются интегральные схемы. Для обозначения этого следующего уровня схемной интеграции предлагается термин «интегральные схемы для источников вторичного электропитания» (ИС ИВЭ). К ИС ИВЭ наряду с обычными стабилизаторами напряжения и источниками опорных напряжений теперь также относятся: конверторы, инверторы, схемы дистанционного управления, контрольно-измерительные схемы системы электропитания, схемы потенциального считывания и защиты, токочувствительные ключевые схемы с фиксацией и многие другие. Все эти новые функциональные узлы нашли применение при создании высококачественного ИВЭ с улучшенными рабочими характеристиками и повышенными надежностью и коэффициентом полезного действия. В настоящее время стремительно развивающаяся промышленность полупроводниковой электроники завоевывает новые рынки сбыта в результате выпуска широкой номенклатуры достаточно дешевых БИС. Эти новые БИС позволяют существенно повысить качество и улучшить рабочие характеристики ИВЭ и настолько снизить их стоимость, что они находят теперь широкое признание в неограниченных поставках стандартных и дешевых изделий.

---

<sup>1)</sup> Robert C. Frostholm, Account Manager, Automotive Marketing, National Semiconductor Corp., Santa Clara, Calif. (Во время написания большей части данной главы автор сотрудничал с фирмой Signetics Corp.)

В этой главе приводится достаточно подробное описание выпускаемых промышленностью стандартных схем стабилизаторов напряжения, пользующихся наибольшей популярностью, а также даются рекомендации по построению систем вторичного электропитания. Однако основной упор сделан на представление наиболее современных высокотехнологичных устройств вторичного электропитания ключевого типа.

Недавний энергетический кризис стимулировал ужесточение режима экономии во всех областях экономики и в неменьшей степени при построении электронных систем. Рассматриваемые здесь линейные стабилизаторы последовательного типа обладают посредственным коэффициентом полезного действия, и поэтому предполагаемый прирост их выпуска составит в 1985 г. всего 4,5 %, в то время как для схем ключевого типа — около 29 %.

### 5.1а. Развитие интегральных схем стабилизаторов

Первая интегральная схема стабилизатора была выпущена около десяти лет назад. Даже в том несовершенном виде она привлекла всеобщее внимание, поскольку являлась единственным устройством этого класса. И в настоящее время этот универсальный функциональный узел, а именно стабилизатор LM723, представляет собой, вероятно, одну из наиболее широко продаваемых интегральных схем. По имеющимся промышленным оценкам все фирмы-изготовители для удовлетворения потребностей потребителей выпускают на рынок ежемесячно примерно 2 млн. данных схем.

В течение почти пяти лет схема LM 723 была единственным устройством подобного класса, пока не удалось с помощью интегральной схемотехники объединить на одном кристалле высокотоковый регулирующий транзистор и всю остальную схему. Таким образом, был разработан трехполюсник, представляющий собой семейство стабилизаторов напряжения последовательного типа — серию 7800. После появления этого семейства стабилизаторов фиксированного положительного напряжения вскоре была разработана серия 7900 стабилизаторов с фиксированным отрицательным напряжением. Эти две серии имели небывалый успех. При цене не более 1 долл., а также при хороших характеристиках стабилизации по питающему напряжению и нагрузочной способности по току не менее 1 А эти приборы были наиболее пригодны для реализации местных стабилизаторов, размещаемых на печатных платах. При этом достигался значительный выигрыш по числу элементов и стоимости, поскольку можно было значительно снизить требования к основному источнику питания и его стабилизаторам напряжения.

Некоторым развитием этих двух серий трехполюсных стабилизаторов явились разнополярные стабилизаторы с сопряженным выходом. При этом в одном корпусе были объединены стабилизаторы положительного и отрицательного напряжения, а также введен дополнительный усилитель, обеспечивающий сопряжение обоих выходов. Такие двухполярные стабилизаторы с сопряженными выходами полезны в тех системах электропитания, где требуется наличие как положительного, так и отрицательного напряжения при условии соответствующего согласования их номиналов.

Другим развитием семейства трехполюсных стабилизаторов стали также стабилизаторы параллельного типа и источники точных опорных напряжений. Популярность параллельных стабилизаторов в последнее время значительно снизилась в основном из-за конкуренции со стороны более экономичных разработок. С другой стороны, источники точного опорного напряжения переживают свое второе рождение, поскольку использующие их современные схемы преобразования данных находят все более и более широкое применение. При построении таких цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) необходимы точные источники опорных напряжений с крайне низкими значениями температурных коэффициентов и точным первоначально заданным значением регулируемой величины.

### 5.16. Типы стабилизаторов

Большая часть из перечисленных выше интегральных схем имеет малую мощность. В тех же случаях, когда требуется обеспечить большие токи, вводятся мощные последовательные регулирующие элементы. Некоторые фирмы-изготовители добились примерно одинаковых успехов на пути создания по интегральной технологии транзисторов с высокими значениями токов. За это приходится платить необходимостью решать проблему рассеяния мощности. Для стабилизаторов с высокими значениями токов и для большинства схем из трехполюсников необходимо тщательно проводить их монтаж таким образом, чтобы обеспечивалось минимальное тепловое сопротивление. Температура, при которой функционирует интегральная схема, оказывает непосредственное влияние на ее долговременную надежность. Чем больше тепла можно отвести от кристалла, тем выше надежность.

Последовательные и параллельные стабилизаторы функционируют в основном аналогично. Выходное напряжение постоянного тока считывается и сравнивается с внутренним опорным напряжением. При этом вырабатывается напряжение ошибки, которое затем используется для управления переменным сопротивлением (активный прибор), что позволяет поддерживать вы-

ходное напряжение на постоянном уровне (нулевое напряжение ошибки). При таком управлении выходным напряжением в этих устройствах на активном элементе рассеивается значительная мощность. Коэффициент полезного действия линейного последовательного стабилизатора лежит в пределах от 25 до 45 %.

С другой стороны, коэффициент полезного действия ИВЭ на основе импульсных стабилизаторов напряжения (ИСН) может достигать 70—80 % без всяких на то особых ухищрений. ИСН представляют собой современную разновидность старых электромеханических вибропреобразователей (аналогичных преобразователям, которые используются для питания старых автомобильных радиоприемников). Вместо механического прерывателя входное напряжение переключает мощный регулирующий транзистор.

Существуют три основные разновидности ИСН — параллельная, последовательная и двойная последовательная (также называется двухтактной). Надлежащий выбор зависит от конкретного назначения источника электропитания и его технических характеристик. Параллельная структура является наиболее простой и дешевой. Ее целесообразнее использовать для реализации источников электропитания с многоканальным выходом, поскольку для каждого отдельного выхода требуется наличие только одного диода и одного конденсатора. Двухтактный источник электропитания представляет собой довольно сложное устройство, в котором требуется формирование двух комбинированных сигналов для обеспечения функции переключения.

В совокупности в полупроводниковой промышленности основное внимание уделяется разработке новых схем управления ИСН и периферийных вспомогательных схем и схем защиты. Те же устройства, которые выбраны в качестве начальных промышленных стандартов, будут рассматриваться наиболее подробно.

Практически невозможно рассмотреть детально или хотя бы кратко упомянуть обо всех интегральных схемах, используемых при создании источников вторичного электропитания. С точки зрения автора, выбранные для изучения в этой главе схемы представляют собой наиболее важные типы интегральных схем данной области электроники, в большинстве случаев наиболее популярные у разработчиков.

### 5.1в: Список терминов

Перед тем как перейти к рассмотрению схем источников вторичного электропитания, стоит сделать обзор словарного состава или терминологии данной области интегральной схемотехники. С этой целью ниже приводится список основных терминов, используемых при описании схем вторичного электропитания.

*Время разогрева:* время, прошедшее после включения источника электропитания до того момента, когда его выходное напряжение достигнет своего установившегося значения с заранее обусловленной точностью.

*Входной ток:* ток, втекающий в данное устройство при подаче на его вход обусловленного напряжения.

*Выброс:* напряжение переходного процесса, превышающее нормальные пределы режима стабилизации. Оно может возникать в моменты включения или выключения источника электропитания или при ступенчатом изменении напряжения сети или нагрузки.

*Диапазон изменения входного напряжения:* определяется максимальным и минимальным входными напряжениями, при которых источник электропитания будет функционировать согласно заданным техническим требованиям.

*Защита от короткого замыкания:* любая система ограничения выходной мощности источника электропитания, которая защищает его от повреждения при возникновении режима короткого замыкания в нагрузке, а затем автоматически восстанавливает нормальные значения параметров выхода при снятии короткозамыкающей цепи. Может быть обеспечено точное ограничение выходного напряжения и (или) тока, с тем чтобы предотвратить выход устройства из строя при перегрузке и коротком замыкании.

*Защита от перенапряжения:* запирающее выходного каскада при превышении выходным напряжением заранее обусловленного значения. Этот параметр имеет особенно важное значение при построении источников электропитания логических схем с напряжением 5 В.

*ИИП:* импульсный источник (электро)питания.

*Импульсный стабилизатор:* высокоэффективный преобразователь постоянного тока (конвертор), состоящий из катушек индуктивности и конденсаторов для запасаения электроэнергии, а также ключевого элемента (или элементов), который открывается и закрывается для управления напряжением на нагрузке. Управление рабочим циклом ключа осуществляется, как правило, с помощью контура обратной связи, используемой для стабилизации выходного напряжения.

*Инвертор:* устройство, вырабатывающее электроэнергию переменного тока при подаче на него питания от источника постоянного тока. Для изменения выходного напряжения может осуществляться модуляция по частоте, амплитуде или ширине импульса.

*Конвертор:* устройство, вырабатывающее электроэнергию постоянного тока при подаче на него питания от источника постоянного тока. На промежуточных этапах процесса преобразования постоянного тока используется сигнал переменного тока,



Конвертор реализуется при выпрямлении выходного сигнала инвертора.

*Коэффициент полезного действия:* отношение выходной мощности к входной, выраженное в процентах. В импульсных источниках электропитания с многоканальным выходом коэффициент полезного действия представляет собой функцию суммарной выходной мощности (частное распределение мощности между выходами низкого и высокого напряжения) и входной мощности.

*Максимальный выходной ток переходного процесса:* максимальный ток, который может выдаваться в нагрузку во время переходного процесса, например при запуске электродвигателя.

*Максимальный ток нагрузки:* максимальный ток, который можно снять с выхода источника электропитания для обусловленных изменений стабилизации и температуры.

*Напряжение пропадания:* разность между входным и выходным напряжениями, когда в устройстве нарушается режим стабилизации при дальнейшем ослаблении входного напряжения.

*Ограничение перегрузки по току:* устройство защиты, которое ограничивает выходной ток любого заданного выхода, не вызывая изменения выходного напряжения.

*Ограничение по току:* ограничение максимального выходного тока источника электропитания до заранее заданного уровня на время возникновения режима перегрузки и затем автоматическое восстановление параметров выхода при исчезновении перегрузки.

*Относительная нестабильность:* изменение выходного напряжения постоянного тока при изменении входного напряжения при условии, что все остальные факторы остаются неизменными. Выражается в процентах номинального выходного напряжения постоянного тока и называется также влиянием напряжения питания.

*Параллельный конвертор:* ИИП, в котором параллельно с нагрузкой включается элемент для хранения электроэнергии (катушка индуктивности).

*Плавное включение:* используемый в ИИП способ ограничения рабочего цикла широтно-импульсного модулятора в течение первых нескольких периодов его функционирования с целью исключения опасных переходных процессов в момент включения.

*Последовательный конвертор:* ИИП, в котором последовательно с нагрузкой включается элемент для хранения электроэнергии (катушка индуктивности).

*Прямая связь:* способ контроля входного воздействия импульсного стабилизатора и подстройки импульсного автогенератора для компенсации изменений во входной сети прежде, чем они окажут существенное влияние на выходной сигнал. (Как правило, использование такой прямой связи обеспечивает 15—20-кратное улучшение стабилизации по питающему напряжению.)

**Пульсации:** периодическая шумовая составляющая переменного тока на выходе источника электропитания постоянного тока. Если не оговаривается иное, то сюда может входить шумовое напряжение случайного характера. Наилучшим образом описывается удвоенной амплитудой, выраженной в вольтах.

**Радиатор:** элемент охлаждения электронных приборов, который обеспечивает низкое тепловое сопротивление от прибора.

**Разность напряжения вход/выход:** разность между нестабилизированным входным напряжением и стабилизированным выходным напряжением.

**Режим «икания»:** при появлении повреждения инициируется старт-стопная работа. При сохранении повреждения эта система будет постоянно выключаться и восстанавливаться. Такое функционирование называется режимом «икания» и позволяет эффективно ограничивать энергию в аварийных ситуациях.

**Свернутое ограничение тока:** способ снижения выходного тока до его предела при коротком замыкании по мере уменьшения сопротивления нагрузки.

**Смыкание:** способ реализации электрически короткозамкнутой цепи на выходе источника электропитания, позволяющий предотвратить перегрузку по напряжению, ведущую к повреждению источника электропитания.

**Сопряжение, сдвоенный выход:** параметр многих источников электропитания со сдвоенным выходом, представляющий собой такое изменение одного выходного сигнала при смещении другого, что сохраняется отношение абсолютных значений напряжений (независимо от полярности) относительно общего провода.

**Стабилизация:** процент изменения выходного напряжения в зависимости от обусловленных изменений входного напряжения, нагрузки на выходе, температуры или времени. Результирующие параметры — относительная нестабильность, стабилизация при изменении нагрузки, температурный коэффициент и стабильность.

**Стабилизация при изменении нагрузки:** изменение выходного напряжения постоянного тока, вызываемое колебаниями тока во внешней нагружающей цепи при условии, что все остальные факторы остаются неизменными. Выражается в процентном отношении от номинального выходного напряжения постоянного тока и называется также влиянием нагрузки.

**Старт-стопный режим:** предохранительный режим работы ИИП, который состоит в том, что в аварийной ситуации срабатывает система отключения и что она находится в таком состоянии в течение следующих нескольких периодов работы широтно-импульсного модулятора. Затем эта система должна восстановить нормальный рабочий режим путем плавного включения.

**Статический ток:** не поступающий в нагрузку ток, который расходует само устройство ( $I_Q = I_{вх} - I_{вых}$ ).

*Температура окружающей среды:* температура воздуха, окружающего работающий источник электропитания.

*Температурный диапазон работы:* диапазон температур окружающей среды (выраженный обычно в  $^{\circ}\text{C}$ ), в котором гарантируется нормальная работа источника электропитания.

*Температурный коэффициент (ТК):* среднее изменение выходного напряжения при изменении температуры окружающей среды, выраженное в процентах относительно номинального выходного напряжения. ТК получается при проведении измерений на краях температурного диапазона, а не представляет собой максимально возможную скорость изменения.

*Тепловое сопротивление:* сопротивление материала или материалов при отводе тепла, выраженное в  $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ . ( $R_{\theta JC}$  — тепловое сопротивление переход — корпус;  $R_{\theta JA}$  — тепловое сопротивление переход — окружающая среда;  $R_{\theta SA}$  — тепловое сопротивление корпус — окружающая среда;  $R_{\theta CS}$  — тепловое сопротивление корпус — радиатор.)

*Ухудшение параметров:* снижение максимально допустимых значений выходных параметров источника электропитания при повышении температуры окружающей среды.

*Частота переключения:* скорость, с которой напряжение питания переключается в импульсных стабилизаторах или прерывается в конверторах.

*Электромагнитная совместимость (внешняя радиопомеха):* нежелательная высокочастотная энергия, которая возникает в основном в коммутируемых элементах источника электропитания. Электромагнитная помеха может наводиться во входной или выходной сети или излучаться в пространство.

*Эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС):* значение сопротивления, включенного в эквивалентной схеме конденсатора последовательно с идеальным (без потерь) конденсатором; как правило, чем меньше ЭПС, тем более эффективно работает конденсатор в фильтрующих цепях. ЭПС определяет в основном величину пульсаций в источниках электропитания ключевого типа.

## 5.2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ СХЕМ ИСТОЧНИКА ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

### 5.2а. Промышленный стандартный универсальный функциональный узел: LM723

Уже почти десятилетие после появления на рынке стабилизатора LM723 он остается одним из наиболее популярных интегральных стабилизаторов напряжения. Такая популярность этого прибора

объясняется его универсальностью: его можно включать в качестве стабилизатора положительного или отрицательного напряжения, а путем добавления немногих внешних элементов можно обеспечить множество вариантов подходящей защиты, соответствующих различным условиям работы.

Структурная схема стабилизатора LM723 приведена на рис. 5.1. Стабилизатор состоит из пяти основных узлов: 1) внутреннего источника смещения; 2) источника опорного напряжения; 3) усилителя ошибки; 4) выходного каскада; 5) элемента ограничения тока.

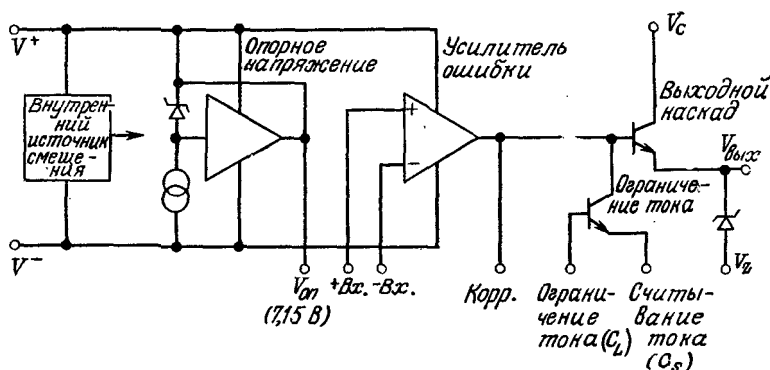


Рис. 5.1. Структурная схема универсального стабилизатора типа LM723.

Источник смещения стабилизатора LM723 реализуется на внутреннем стабилитроне (фактически это стабилизатор внутри стабилизатора). От него подводится напряжение смещения ко всем узлам электрической схемы LM723. Внутренний источник опорного напряжения  $V_{оп} = 7,15$  В также строится на основе стабилитрона. В самом кристалле реализована дополнительная электрическая схема для обеспечения температурной коррекции этого внутреннего опорного напряжения (в типовом случае температурный коэффициент составляет  $+2,4$  мВ/°С). Усилитель ошибки представляет собой дифференциальную пару транзисторов.

Обычно опорное напряжение  $V_{оп}$  или некоторое формируемое из него напряжение прикладывается к неинвертирующему входу ( $+V_x$ ), а на инвертирующий вход ( $-V_x$ ) поступает напряжение, пропорциональное выходному. Для замыкания контура обратной связи используется выходной каскад. В выходном каскаде необходимо провести коррекцию с помощью конденсатора, включаемого между выводом коррекции и земляной шиной или инвертирующим входом. Режим ограничения тока осуществляется при использовании в выходном каскаде резистора считывания

тока. Как только ток достигает нежелательного уровня, падение напряжения на резисторе считывания тока приводит к тому, что внутренний транзистор начинает проводить, а это эквивалентно снятию возбуждения с базы выходного каскада, который и ограничивает выходной ток кристалла интегральной схемы.

При единичном коэффициенте передачи рекомендуемый номинал конденсатора коррекции составляет 0,005 мкФ. Если напряжение  $V_0$  превышает  $V_{оп}$ , то необходимо увеличить коэффициент передачи при замкнутом контуре обратной связи. Номинал корректирующего конденсатора необходимо снижать пропорционально увеличению коэффициента передачи.

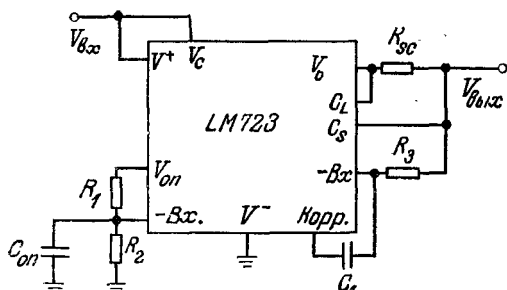


Рис. 5.2. Типовая структура низковольтного стабилизатора ( $2B < V_{вых} < 7B$ ).  $V_0 = [R_2/(R_1 + R_2)] V_{оп}$ .

Внутренний стабилитрон предусмотрен между точкой  $V_z$  и выходом  $V_0$ , к которому он подключается катодом. Если же вышеприведенную функцию перегрузки по току не собираются использовать, то имеется в распоряжении второй стабилитрон, использующий переход эмиттер — база между выводами  $C_S$  и  $C_L$ . Анодом этого стабилитрона является точка  $C_L$ , и она может соединяться непосредственно с выходом. При этом обеспечиваются как положительные, так и отрицательные стабилизированные опорные напряжения 6,2 В относительно выходного зажима  $V_{вых}$ .

Минимальное напряжение  $V_{вх}$  составляет 9,5 В, что обеспечивает надлежащее функционирование источников внутреннего опорного напряжения и стабилитронов. Для того чтобы снизить мощность потребления, достаточно установить напряжение  $V_0$  всего лишь на 3 В выше стабилизированного выходного напряжения (при условии что  $V_{вх} = 9,5$  В).

На рис. 5.2 изображена типовая структура с низкими значениями напряжений. На инвертирующий вход усилителя ошибки поступает сигнал с резистивного делителя  $R_1$  и  $R_2$  опорного напряжения  $V_{оп}$ . Для улучшения подавления пульсаций и сниже-

ния уровня шумов на выходе в схему можно ввести конденсатор  $C_{оп}$ . Регулировку выходного напряжения можно произвести, заменив резисторы  $R_1$  и  $R_2$  цепью на основе потенциометра.

Расчет схемы проводится по следующим уравнениям:

$$V_0 = [R_2 / (R_1 + R_2)] V_{оп}, \quad (5.1)$$

где

$$R_1 + R_2 > 1,5 \text{ кОм и} \\ R_3 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2). \quad (5.2)$$

(Резистор  $R_3$  применяется для обеспечения минимального дрейфа; для уменьшения числа элементов его можно исключить, закорачивая выводы  $C_S$  и —Вх.).

$$R_{SC} = V_{счит} / I_{огр}, \quad (5.3)$$

где напряжение  $V_{счит}$  можно определить из рис. 5.3, а  $I_{огр}$  представляет собой значение требуемого тока короткого замыкания.

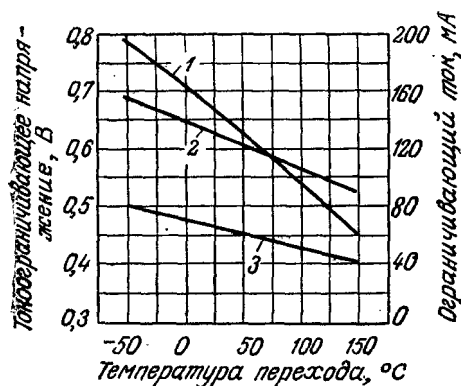


Рис. 5.3. Соотношение между напряжением считывания, током ограничения,  $R_{SC}$  (фирма Fairchild Camera and Instrument Corp., Mountain View, Calif.) и температурой перехода. 1 — напряжение считывания; 2 — ток ограничения,  $R_{SC} = 5 \text{ Ом}$ ; 3 — ток ограничения,  $R_{SC} = 10 \text{ Ом}$ .

Если установить нулевое значение резистора  $R_{SC}$ , то с выхода можно получить ток 150 мА. Типовое значение корректирующего конденсатора  $C_1$  равно 100 пФ.

Приводимые ниже примеры иллюстрируют принципы расчета низковольтных стабилизаторов, выполненных на микросхеме LM723.

**Пример 5.1.** Расчет на основе микросхемы LM723 стабилизатора напряжения 5 В. На основе микросхемы LM723 требуется рассчитать стабилизатор со следующими характеристиками:  $V_{вх} = 15 \text{ В}$ ,  $V_{вых} = 5 \text{ В}$ ,  $I_{вых} = 50 \text{ мА}$ ,  $T_a = 25^\circ\text{C}$ ,  $I_{огр} = 75 \text{ мА}$ .

**Решение.** При использовании приведенной на рис. 5.2 схемы и условии, что  $R_2 = 3 \text{ кОм}$  и  $V_0 = 5 \text{ В}$ , получаем

$$R_1 = R_2 (V_{\text{оп}} - V_0) / V_0 = \quad (5.1)$$

$$= 3 \cdot 10^3 (7,15 - 5) / 5 = 1,29 \text{ кОм}, \quad (5.2)$$

а также

$$R_{\text{SC}} = V_{\text{счит}} / I_{\text{огр}} = 0,66 / 0,075 = 8,8 \text{ Ом}, \quad (5.3)$$

где напряжение  $V_{\text{счит}}$  определяется из рис. 5.3.

Результирующая электрическая схема представлена на рис. 5.4.

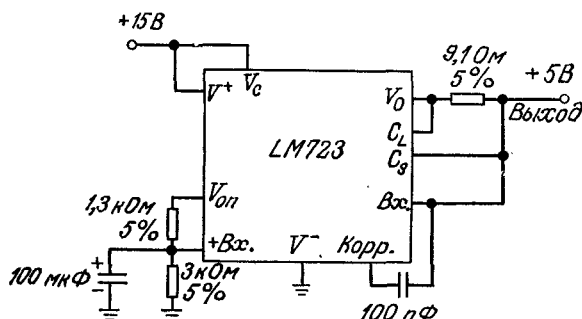


Рис. 5.4. Стабилизатор напряжения 5 В к примеру 5.1.

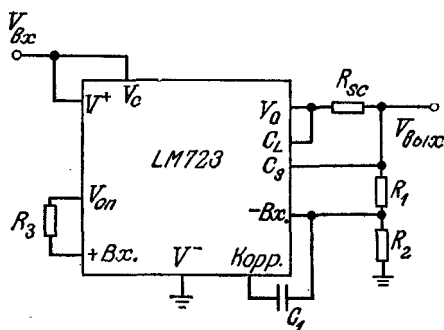


Рис. 5.5. Типовая структура высоковольтного стабилизатора ( $7\text{В} < V_{\text{вых}} < 37 \text{ В}$ ),  $V_0 = [(R_1 + R_2) / R_2] V_{\text{оп}}$ .

Для выходных напряжений выше 7 В следует использовать схему, показанную на рис. 5.5. Ее выходное напряжение определяется следующим образом:

$$V_0 = [(R_1 + R_2) / R_2] V_{\text{оп}}. \quad (5.4)$$

Номиналы резисторов  $R_3$  и  $R_{\text{sc}}$  определяются соответственно из уравнений (5.2) и (5.3).

Для увеличения нагрузочной способности по току в схему можно ввести навесной (внешний) последовательный регулирую-

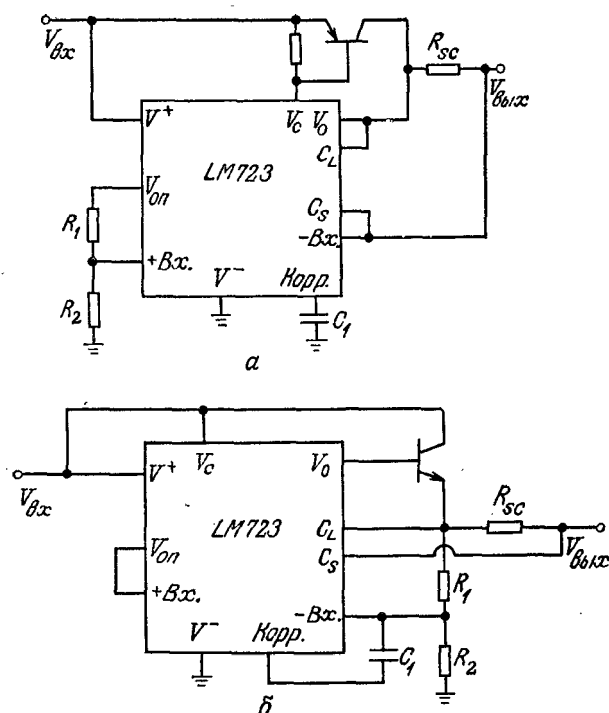


Рис. 5.6 Использование внешних регулирующих транзисторов для повышения нагрузочной способности по току.

а — структура на  $p-n-p$ -транзисторе ( $2 \text{ В} < V_{\text{ВЫХ}} < 7 \text{ В}$ ),  $V_0 = [R_2 / (R_1 + R_2)] V_{\text{оп}}$ ; б — структура на  $n-p-n$ -транзисторе ( $7 \text{ В} < V_{\text{ВЫХ}} < 37 \text{ В}$ ),  $V_0 = [(R_1 + R_2) / R_2] V_{\text{оп}}$ .

ший транзистор. Две такие схемы изображены на рис. 5.6 соответственно для транзисторов со структурой переходов  $p-n-p$  и  $n-p-n$ .

Микросхему LM723 можно также использовать в качестве параллельного стабилизатора, как показано на рис. 5.7. Особое внимание следует обратить на резистор  $R_4$ , поскольку в данном включении он должен рассеивать большую мощность.

Свернутое ограничение тока можно выполнить несколькими способами. На рис. 5.8 представлен один из наиболее простых. Возбуждение базы ограничивающего ток транзистора осуществляется с резистивного делителя, включенного между выводом  $V_0$  и земляной шиной. Тогда ток короткого замыкания равен

$$I_{SC} = (V_{\text{снт}} / R_{SC}) [(R_3 + R_4) / R_4], \quad (5.5)$$

а максимально возможный в нормальных рабочих условиях ток равен

$$I_m = I_{SC} + (V_0 / R_{SC}) (R_3 / R_4), \quad (5.6)$$



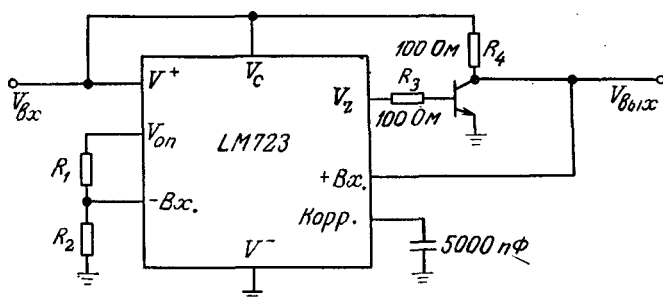


Рис. 5.7. Параллельный стабилизатор ( $2 \text{ В} < V_{\text{вых}} < 7 \text{ В}$ ),  $V_0 = [R_2/(R_1 + R_2)] V_{\text{оп}}$ .

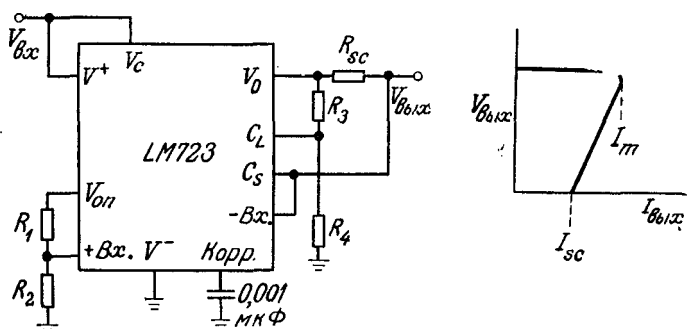


Рис. 5.8. Стабилизатор положительного напряжения со свернутым ограничением тока ( $2 \text{ В} < V_{\text{вых}} < 7 \text{ В}$ ).

где напряжение  $V_{\text{счит}}$  определяется из рис. 5.3 и в типовом случае составляет 0,65 В.

Если заданы предел тока короткого замыкания и максимальный рабочий ток, то можно определить номиналы резисторов  $R_3$  и  $R_4$ . Сначала рассчитаем

$$\alpha = (I_m/I_{SC} - 1) (V_{\text{счит}}/V_{\text{вых}}). \quad (5.7)$$

Выберем номинал резистора  $R_4$ . Тогда

$$R_3 = [\alpha/(1 - \alpha)] R_4, \quad (5.8)$$

$$R_{SC} = (V_{\text{счит}}/I_{SC}) [1/(1 - \alpha)]. \quad (5.9)$$

Номиналы же резисторов  $R_1$  и  $R_2$  находятся с помощью уравнения (5.1).

## 5.26. Последовательные стабилизаторы

Фактически качество функционирования стабилизатора определяет источник опорного напряжения. Любые нестабильность, шум или температурный дрейф опорного напряжения будут не-

посредственно проявляться на выходе. В первоначально рассматриваемом стабилизаторе LM723 использовался источник опорного напряжения на стабилитроне. Рассматриваемые в этой главе приборы строятся на основе источников опорного напряжения на стабилитронах, использующих свойства зенеровского пробоя и запрещенной зоны; последние обладают несколько лучшими шумовыми характеристиками.

**Стабилизаторы фиксированного напряжения.** По нагрузочной способности по току трехполюсные стабилизаторы положительного напряжения делятся следующим образом: 100 мА, 500 мА и 1 А. Во всех этих трех типах приборов применяются источники опорного напряжения на основе запрещенной зоны, которые реализуются исходя из известного соотношения между температурой, током и напряжением на переходе база — эмиттер.

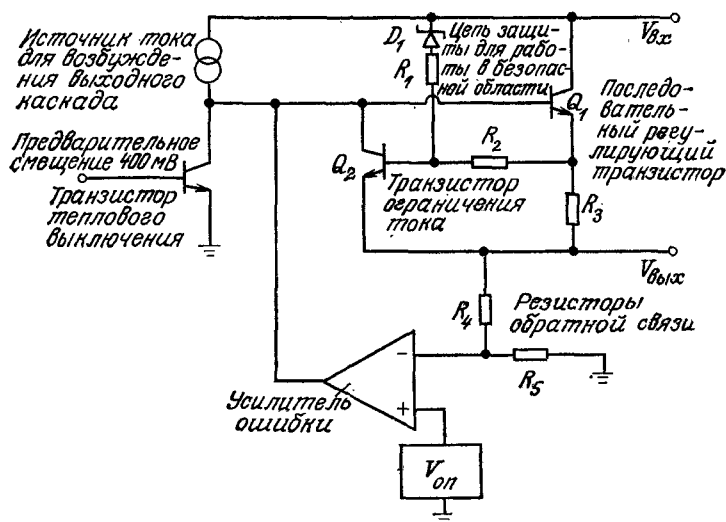


Рис. 5.9. Основная схема защиты трехполюсного стабилизатора.

В кристалле трехполюсных стабилизаторов предусмотрены три типа защиты электрической схемы. Режим ограничения тока предохраняет интегральную схему от коротких замыканий на выходе. Функционирование схемы в ограниченной безопасной области позволяет избежать чрезмерной разности напряжений вход — выход, а для предотвращения значительного повышения температуры на переходе используется тепловое ограничение.

Полная схема защиты кристалла представлена на рис. 5.9, где применены все эти отдельные типы защиты,

Как только начинает возрастать ток через регулирующий транзистор  $Q_1$ , сразу же увеличивается падение напряжения на резисторе  $R_3$ . При известных обстоятельствах это напряжение будет возрастать до тех пор, пока транзистор  $Q_2$  не перейдет в режим проводимости, что приведет к снятию возбуждения с транзистора  $Q_1$ , и таким образом снижается выходной ток кристалла.

От чрезмерного напряжения коллектор — эмиттер на регулирующем транзисторе (перепад вход — выход) предохраняет защитная схема, обеспечивающая функционирование в безопасной области. Когда перепад напряжения вход — выход становится таким, что начинает проводить стабилитрон, в цепи, параллельной транзистору  $Q_1$  и резистору  $R_3$ , начинает протекать ток. Эта цепь образована стабилитроном  $D_1$  и резисторами  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ . Поэтому падение напряжения на резисторе  $R_3$  является функцией тока через транзистор  $Q_1$  и перепада напряжения вход — выход.

Отключение схемы при перегреве осуществляется с помощью термочувствительного транзистора, расположенного в непосредственной близости от последовательного регулирующего элемента. На чувствительный транзистор подано смещение несколько ниже его точки включения. При повышении температуры перехода этот транзистор переходит в режим проводимости, что приводит к снятию с базы транзистора  $Q_1$  тока возбуждения.

**Регулируемые стабилизаторы.** Трехполюсные стабилизаторы предлагают широкий выбор фиксированных выходных напряжений. Время от времени возникает необходимость получить выходное напряжение, которое отсутствует в стандартном ряду номиналов. Для этих целей наиболее подходят четырехполюсные приборы. Такая интегральная схема представляет собой такую же деталь, как и трехполюсный прибор, за исключением того, что в нем не используются два резистора, задающих номинал выходного напряжения, а для задания потребителем этого выходного напряжения подключаются два внешних резистора к четвертому выводу. Существуют следующие типы регулируемых стабилизаторов: 78G, 79G (1 А) и 78MG, 79MG (0,5 А).

Поскольку эти четырехполюсные регулируемые приборы можно запрограммировать на любое напряжение в диапазоне от 5 до 30 В, многие потребители будут приобретать эти приборы вместо трехполюсных стабилизаторов для сокращения номенклатуры применяемых микросхем до минимума при условии сохранения значительной гибкости в выходной регулировке.

Если с трехполюсного прибора требуется снять нестандартные значения выходного напряжения, которые выше номинального, то, как показано на рис. 5.10, к нему нужно подключить пару резисторов. Выходное напряжение определяется следую-

щим образом:

$$V_{\text{вых}} = V_{\text{рег}} (1 + R_2/R_1) + I_Q R_2, \quad (5.10)$$

а также

$$R_1 = V_{\text{рег}}/I_{R1}, \quad (5.11)$$

$$R_2 = (V_{\text{вых}} - V_{\text{рег}})/(I_{R1} + I_Q). \quad (5.12)$$

Желательно задать ток через резистор  $R_1$ , значительно больший, чем ток  $I_Q$  (ток покоя стабилизатора), с тем чтобы исклю-

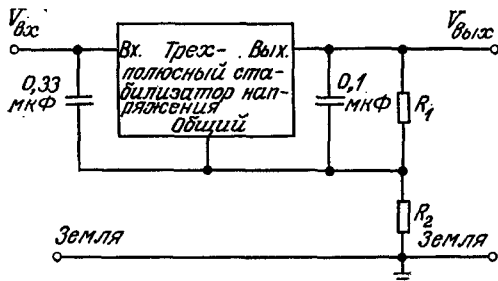


Рис. 5.10. Повышение выходного напряжения для трехполюсного стабилизатора.

чить влияние колебаний этого тока при изменениях питающего напряжения и нагрузки. Следовательно, если установить  $I_{R1} = 5I_Q$ , то получим

$$R_2 = (V_{\text{вых}} - V_{\text{рег}})/(6I_Q), \quad (5.13)$$

$$R_1 = V_{\text{рег}}/(5I_Q). \quad (5.14)$$

**Пример 5.2. Увеличение выходного напряжения трехполюсного стабилизатора.** Требуется получить напряжение 16 В с трехполюсного стабилизатора на 15 В.

**Решение.** Предположим, что в справочных материалах указано:  $I_Q = 5,1$  мА; тогда

$$R_2 = (V_{\text{вых}} - V_{\text{рег}})/(6I_Q) = (16 \text{ В} - 15 \text{ В})/(30,6 \text{ мА}) = 32,7 \text{ Ом}, \quad (5.13)$$

$$R_1 = V_{\text{рег}}/(5I_Q) = (15 \text{ В})/(25,5 \text{ мА}) = 588 \text{ Ом}. \quad (5.14)$$

Результирующая электрическая схема показана на рис. 5.11.

Недостаток этого метода заключается в том, что при низких значениях резисторов, необходимых для отвода тока  $I_Q$ , рассеиваемая мощность может стать чрезмерной.

На рис. 5.12 изображен четырехполюсный прибор. Для задания его выходного напряжения также используется резистивный делитель. Выходное напряжение определяется как

$$V_{\text{вых}} = V_{\text{упр}} (R_1 + R_2)/R_2, \quad (5.15)$$

где  $V_{упр} = 5$  В для четырехполюсных приборов на положительное напряжение. Рекомендуемое значение тока через резистор  $R_2$  составляет 1 мА. Для типового случая, следовательно,  $R_2 = 5$  кОм и

$$V_{вых} = 5 \text{ В} + 0,001 \cdot R_1. \quad (5.16)$$

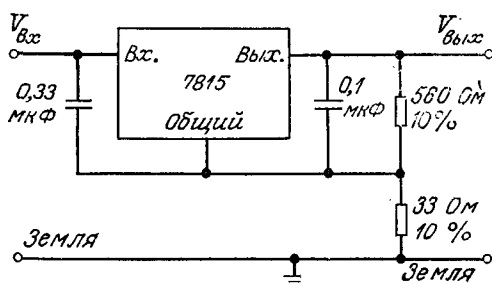


Рис. 5.11. Трехполюсный стабилизатор с повышенным напряжением к примеру 5.2.

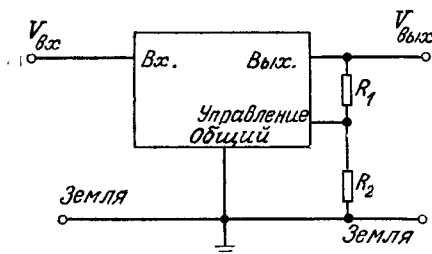


Рис. 5.12. Четырехполюсный регулируемый стабилизатор.

Заменяв потенциометром резистор  $R_1$ , можно обеспечить непрерывно изменяющееся выходное напряжение  $V_{вых}$ , максимальное значение которого равно 30 В.

В стабилизаторах положительного напряжения имеется внутреннее опорное напряжение, сформированное из последовательно включенных источников опорного напряжения на основе заперщенной зоны, что позволяет создать номинальное управляющее напряжение 5 В. Регулируемые стабилизаторы отрицательного напряжения имеют номинальные опорные напряжения  $-2,23$  В.

Выходное напряжение составляет

$$V_{вых} = (-2,23 \text{ В}) (R_1 + R_2) / R_2. \quad (5.17)$$

Если  $R_2 = 2,2$  кОм, то

$$V_{вых} = -(2,23 \text{ В} + 0,001 R_1). \quad (5.18)$$

В следующих двух примерах даются методы расчета четырехполюсных стабилизаторов положительного и отрицательного напряжения.

**Пример 5.3.** Расчет четырехполюсного стабилизатора положительного напряжения. Требуется рассчитать стабилизатор положительного напряжения  $V_{\text{вых}} = +11,3$  В.

*Решение.* При использовании приборов типа 78G или 78MG с  $V_{\text{упр}} = 5$  В и рекомендованном токе через резистор  $R_2$  (1 мА) получаем  $R_2 = 5$  кОм и

$$R_1 = (V_{\text{вых}} - 5 \text{ В})/0,001 = (11,3 \text{ В} - 5 \text{ В})/0,001 = 6,3 \text{ кОм}. \quad (5.16)$$

Результирующая схема изображена на рис. 5.13.

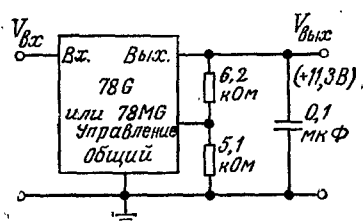


Рис. 5.13. Четырехполюсный стабилизатор положительного напряжения к примеру 5.3.

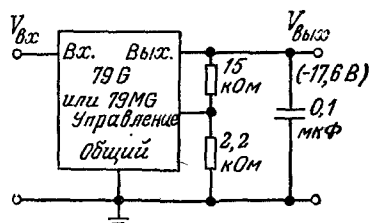


Рис. 5.14. Четырехполюсный стабилизатор отрицательного напряжения к примеру 5.4.

**Пример 5.4.** Расчет четырехполюсного стабилизатора отрицательного напряжения. Требуется рассчитать стабилизатор отрицательного напряжения  $V_{\text{вых}} = -17,6$  В.

*Решение.* При использовании прибора 79G или 79MG с  $V_{\text{упр}} = -2,23$  В и рекомендованном токе через резистор  $R_2$  (1 мА) получаем  $R_2 = 2,2$  кОм и  $R_1 = -(V_{\text{вых}} - 2,23 \text{ В})/0,001 = -(-17,6 \text{ В} + 2,23 \text{ В})/0,001 = 15,4 \text{ кОм}$ . (5.18)

Результирующая схема показана на рис. 5.14.

**Шунтирование цепей вход — выход.** Очень важно провести шунтирование входного и выходного плеч трех- и четырехполюсных стабилизаторов. Для стабилизаторов положительного напряжения требуется входной шунтирующий конденсатор с номиналом 0,33 мкФ в том случае, если прибор расположен на значительном расстоянии от основного источника электропитания. При этом не требуется проводить шунтирование выхода, однако подключение конденсатора 0,1 мкФ приводит к улучшению переходной характеристики стабилизатора и его использование распространено при практическом проектировании.

Для трех- и четырехполюсных стабилизаторов отрицательного напряжения такое использование шунтирующих конденсаторов является обязательным. Шунтирующий вход конденсатор

(2 мкФ), а также конденсатор на выходе (1 мкФ) должны быть майларовыми, керамическими или танталовыми и обладать хорошими характеристиками на высокой частоте. При использовании же электролитических конденсаторов требуется тщательно соблюдать полярность их включения. Типовая структура изображена на рис. 5.15.

Выходное полное сопротивление стабилизатора не превышает, как правило, 0,1 Ом, но вследствие спада коэффициента передачи усилителя ошибки на частотах выше 10 кГц оно начинает возрастать. Подключенный к выходному зажиму стабили-

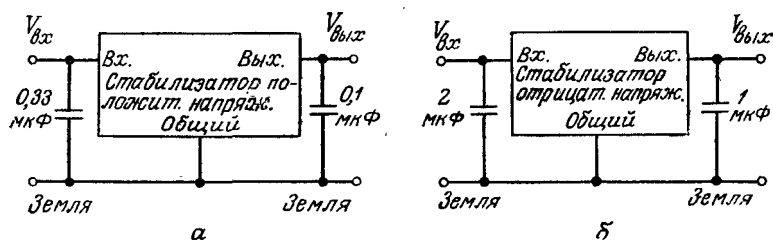


Рис. 5.15. Шунтирование цепей вход/выход стабилизатора. Трехполюсный стабилизатор положительного напряжения (а); трехполюсный стабилизатор отрицательного напряжения (б).

затора танталовый электролитический шунтирующий конденсатор будет сохранять низкое значение полного сопротивления на частотах вплоть до 1 МГц. Параллельно с танталовым конденсатором необходимо включить керамический конденсатор для запуска быстро переключающихся нагрузок, с тем чтобы скомпенсировать возрастание полного сопротивления электролитического конденсатора на частотах выше 1 МГц. Если же переключаемые нагрузки распределены на большой площади, то к этим нагрузкам следует подключить дополнительные керамические шунтирующие конденсаторы. Также не следует применять на выходе очень большие номиналы шунтирующих конденсаторов, пока не приняты достаточные меры для предотвращения увеличения выходного напряжения выше входного или для исключения разряда этого шунтирующего конденсатора через последовательный регулирующий транзистор стабилизатора, если случайно произойдет замыкание входного вывода на землю. Для обеспечения защиты, как правило, достаточно между входом и выходом включить обратный смещенный диод.

Подключение мощности к трех- и четырехполюсным приборам нужно проводить с большими предосторожностями. Всегда отключают питание при подключении и отключении стабилизатора от розетки. Если же это невозможно, то общий провод сле-

дует подсоединять раньше или одновременно с входным зажимом и отсоединять одновременно или позже входного и выходного зажимов. Стабилизатор может выйти из строя при отсоединении входного зажима и в том случае, когда имеется возможность разряда выходного шунтирующего конденсатора через кристалл на общую шину.

**Структура источника тока.** При подключении к трехполусному стабилизатору двух внешних резисторов, как показано на рис. 5.16, его можно использовать в качестве источника постоянного тока.

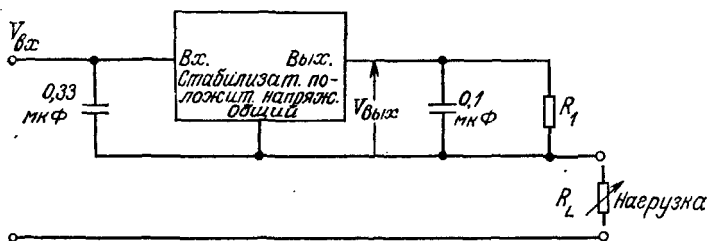


Рис. 5.16. Стабилизатор постоянного тока на трехполусном приборе.

В структуре стабилизатора постоянного тока его значение определяется типом выбранного трехполусного прибора и резистором  $R_1$ :

$$I_{\text{вых}} = V_{\text{вых}}/R_1 + I_Q. \quad (5.19)$$

**Увеличение выходного тока.** Во многих случаях требуется обеспечить токи, значения которых превышают нагрузочную способность трехполусных стабилизаторов. Внешние последовательные регулирующие транзисторы, как изображено на рис. 5.17, позволяют в значительной степени увеличить на выходе нагрузочную способность по току. На рис. 5.17, а изображена исходная структура, а на рис. 5.17, б показана цепь защиты от короткого замыкания введенного регулирующего транзистора.

Номинал резистора  $R_1$  задает точку, в которой регулирующий транзистор переходит в режим проводимости, и находится из следующего соотношения:

$$R_1 = \frac{V_{BE(\text{рег. транз})}}{I_{\text{рег. макс}} - I_{\text{вых}}/\beta_{\text{рег. транз}}}. \quad (5.20)$$

Параметр  $\beta$  должен быть больше 10:

$$I_{\text{вых. макс}} = \beta (I_{\text{рег. макс}} - V_{BE}/R_1). \quad (5.21)$$



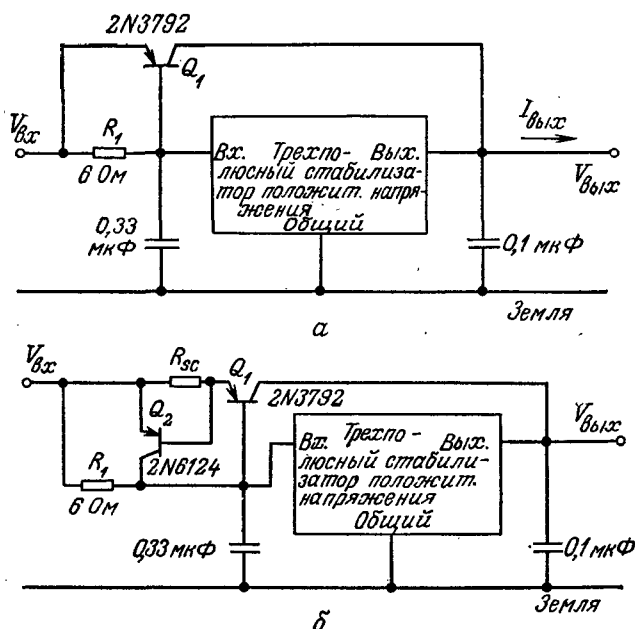
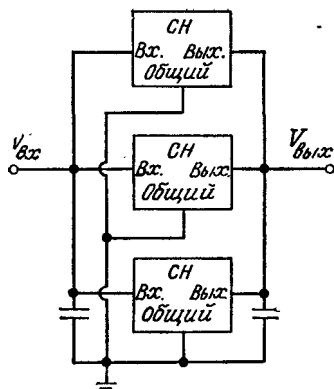


Рис. 5.17. Внешнее увеличение тока. Последовательный усилитель тока (а); усиление тока совместно с защитой от короткого замыкания (б).

Ток короткого замыкания показанной на рис. 5.17, б схемы определяется значением резистора  $R_{sc}$  и напряжением база — эмиттер транзистора  $Q_2$ .

Рис. 5.18. Параллельное соединение трехполюсных стабилизаторов для увеличения нагрузочной способности по току. (СН — стабилизатор напряжения.)



Гораздо больших значений токов на выходе можно добиться путем соединения параллельно нескольких стабилизаторов, как показано на рис. 5.18. При таком соединении трехполюсных ста-

билизаторов необходимо достаточно точно подобрать их параметры. В идеальном случае согласование должно быть в пределах нескольких милливольт. Если же такое согласование невозможно произвести, то ток не будет распределяться поровну. Это приведет к тому, что некоторые стабилизаторы будут функционировать с токами, близкими к граничному значению, в то время как другие — с уровнями, близкими к току покоя при отсутствии нагрузки.

Трехполюсные стабилизаторы характеризуются также граничным максимальным входным напряжением, которое нельзя превышать. Если же невозможно поддерживать входное напряжение ниже его максимального паспортного значения, то в прибор необходимо ввести дополнительную цепь защиты. На

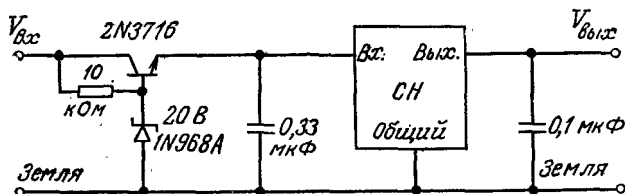


Рис. 5.19. Защита входа от перенапряжения. (СН — стабилизатор напряжения.)

рис. 5.19 представлена типовая схема защиты стабилизатора от высоких уровней входного напряжения. Напряжение пробоя стабилитрона определяется минимальным входным напряжением стабилизатора и напряжением  $V_{BE}$  транзистора.

## 5.2в. Источники точного опорного напряжения

Во всех описанных ранее стабилизаторах напряжения на кристалле размещены внутренние источники опорного напряжения. Эти источники опорного напряжения делаются по возможности наиболее точными и малошумящими. Однако технология получения точного опорного напряжения отличается от той, которая используется для реализации стабилизаторов напряжения, а необходимость в истинном опорном напряжении привела к созданию источника точного опорного напряжения.

Источники точного опорного напряжения дают потребителю некоторые уникальные возможности. Прибор LM336 обеспечивает регулировку выходного напряжения без использования каких-либо внешних элементов в диапазоне входного напряжения от 3,5 до 30 В. Поскольку его температурный коэффициент составляет  $10 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ , этот источник наиболее пригоден, в част-

ности, для реализации опорного напряжения всех ЦАП с числом разрядов 8, 10 и 12. Выходное напряжение прибора LM336 составляет 2,5 В, в то время как прибор AD581 обеспечивает выходное напряжение 10 В в диапазоне входного напряжения от 12 до 40 В. Оба эти прибора реализованы на источниках опорного напряжения на основе запрещенной зоны.

В течение некоторого времени описанные источники опорного напряжения были предметом разногласий. Для этих приборов наиболее критичными параметрами являются температурный коэффициент (изменение выходного напряжения в зависимости от температуры) и точность первоначально заданного значения регулируемой величины (отклонение от установленного выходного напряжения при температуре 25 °С).

Некоторые фирмы-изготовители нормируют зону погрешности прибора в рабочем интервале температур и гарантируют его функционирование в этой зоне. Другие же устанавливают допуск на исходное значение выходного напряжения при температуре 25 °С, а также допуски при изменении температуры. Последнее более предпочтительно, поскольку при этом методе используется весь диапазон погрешности, который состоит из исходной точности и температурного дрейфа. В некоторых же системах не так важна точность задания значения регулируемой величины кристалла, поскольку для компенсации отклонения от исходной точности применяются расположенные на плате регуляторы, и рабочие характеристики системы можно тогда обеспечить в более узких пределах.

Многие источники опорного напряжения могут функционировать и в качестве потребителей, и в качестве источников тока. Важно также быть уверенным в том, что выбранный для конкретного использования прибор имеет защиту от короткого замыкания как на положительный вывод источника питания, так и на земляную шину.

Быстрота включения также представляет собой важный параметр источника точного опорного напряжения. Основным же параметром является температурный коэффициент; следовательно, необходимо, чтобы во время включения (когда прибор находится при комнатной температуре) выходное напряжение быстро устанавливалось на заданное значение. В первом приближении можно сказать, что в хорошем приборе выходное напряжение должно устанавливаться с точностью  $\pm 1$  мВ через 200 мкс после включения.

Некоторые источники опорного напряжения, например LM339 фирмы National, имеют внутренний нагреватель. Это позволяет поддерживать в очень узких пределах температурные коэффициенты в ограниченном интервале температур. Выше же температуры нагревателя температурный коэффициент опорного на-

пряжения становится значительно хуже, поскольку нагреватель уже не оказывает стабилизирующего действия.

Недостатком источника опорного напряжения с нагревателем является то, что кристалл потребляет значительный ток, особенно в момент включения. Ток включения может достигать 200 мА, тогда как в нормальных условиях статический ток не превышает 15 мА. Использование нагревателя кристалла также увеличивает время включения приблизительно до 2 с.

## 5.2г. Двухполярные сопряженные стабилизаторы

Поскольку располагаемые на печатной плате стабилизаторы используются все в большей и большей степени, ограничения обычных трехполюсных стабилизаторов становятся более очевидными. С самого начала трехполюсные стабилизаторы предназначались для обеспечения стабилизированного напряжения на печатной плате. Для каждого требуемого напряжения просто добавлялся прибор с соответствующим значением напряжения. Если же требовалось «нестандартное» значение этого напряжения, то использовался четырехполюсный регулируемый прибор.

Увеличивающаяся сложность аналоговых систем привела к такой ситуации, когда на одной плате располагаются приборы, которые могут выполнять разнообразные функции. Например, нередко на одной из плат системы могут располагаться следующие элементы: операционные усилители, компараторы, усилители считывания, сигнальные процессоры (такие, как задающие устройства на логических элементах), мультиплексоры, переключатели, ЦАП и АЦП, микропроцессоры и т. п. Эти БИС «уровня печатной платы» представляют собой тяжелую нагрузку для источника электропитания. На плате требуется обеспечить несколько различных питающих напряжений как положительной, так и отрицательной полярности. Разумное решение данной проблемы состоит в том, чтобы реализовать преимущества имеющихся в настоящее время на рынке сбыта различных двухполярных стабилизаторов. Существует их несколько типов, представляемых различными фирмами: фирма Signetics предлагает две модификации, фирма National — три, фирма Raytheon — две, фирма Motorola — одну. Хотя большинство из них имеют фиксированные выходные напряжения, многие легко подстраиваются с целью удовлетворения требований каждого конкретного применения.

Во многих случаях рабочие характеристики системы можно улучшить соответствующим выбором двухполярного прибора. Например, все рассматриваемые здесь стабилизаторы имеют некоторое преимущество над обычными трехполюсными приборами (78МХХ и 79МХХ) в части коэффициента стабилизации отно-

сительно питающего напряжения и (или) нагрузки. Некоторые двухполярные приборы, такие как LM325/6/7, позволяют достичь их предельных значений, а именно порядка 0,06 %. Однако технология последнего времени дала возможность разработать интегральные схемы с высокими допусками на элементы, в которых обеспечиваются слабые отклонения напряжения в шинах питания, что свидетельствует о высокой степени подавления входного питающего напряжения. Поэтому такие хорошие характеристики по стабилизации относительно питающего напряжения и нагрузки могут даже превосходить заданные требования. Пренебрегая затратами на внедрение, двухполярный стабилизатор может дать существенную экономию по сравнению с трехполусными приборами и связанными с ними внешними схемами.

Если необходимо заботиться о числе используемых элементов и о занимаемой на плате площади, то существенную экономию также можно получить и в этом случае. Двухполярная система на основе трехполусных стабилизаторов положительного и отрицательного напряжений состоит из шести элементов вместо трех в случае многих из описанных монолитных двухполярных приборов.

**Перестройка.** Другой важной чертой двухполярных стабилизаторов является возможность их перестройки. Помимо прибора RC4194, для которого требуется внешнее сопротивление для задания любого выходного напряжения, в большинстве описываемых здесь приборов заранее установлены номинальные значения пары выходных напряжений. В табл. 5.1 представлены номинальные выходные напряжения, а также диапазон их перестройки. Также в некоторых приборах, например в серии фирмы Signetics, необязательно поддерживать сопряжение по шинам питания. Это позволяет получать необычные сочетания напряжений, например +13,8 и -5,2 В. Такая гибкость при перестройке позволяет пользователю сэкономить на издержках по составлению ведомостей, поскольку некоторые сочетания напряжений можно реализовать только с помощью единственной интегральной схемы.

Перестройка двухполярных приборов осуществляется так же просто, как и задание коэффициента передачи операционного усилителя. На рис. 5.20 представлена типовая структурная схема двухполярного стабилизатора. Внутренние резисторы  $R_1 - R_4$  обеспечивают установку выходных напряжений. Внешние же резисторы  $R_A - R_D$  используются для шунтирования этих внутренних резисторов с целью модификации структуры цепи задания коэффициента передачи операционных усилителей.

В упрощенной структурной схеме двухполярного стабилизатора присутствуют источник опорного напряжения и пара опера-

Таблица 5.1. Двухполярные стабилизаторы

| Тип прибора       | Номиналь-<br>ное<br>выходное<br>напряже-<br>ние, В | Диапазон<br>перестройки, В      | Наличие внешних<br>элементов |
|-------------------|----------------------------------------------------|---------------------------------|------------------------------|
| Signetics NE5554N | $\pm 15$                                           | $+0 \div +20$<br>$-5 \div -20$  | Один резистор на выход       |
| Signetics NE5553N | $\pm 12$                                           | $+0 \div +20$<br>$-5 \div -20$  | » » » »                      |
| National LM325N   | $\pm 15$                                           | Нет                             | Не предусмотрено             |
| National LM326N   | $\pm 12$                                           | »                               | » »                          |
| National LM327N   | $+5 \div -12$                                      | »                               | » »                          |
| Raytheon RC4194D  | Нет                                                | $\pm 50 \text{ мВ} \div \pm 42$ | Один внешний резистор        |
| Raytheon RC4195NB | $\pm 15$                                           | Нет                             | Не предусмотрено             |
| Motorola MC1468G  | $\pm 15$                                           | $\pm 14,5 \div \pm 20$          | Два резистора на выход       |

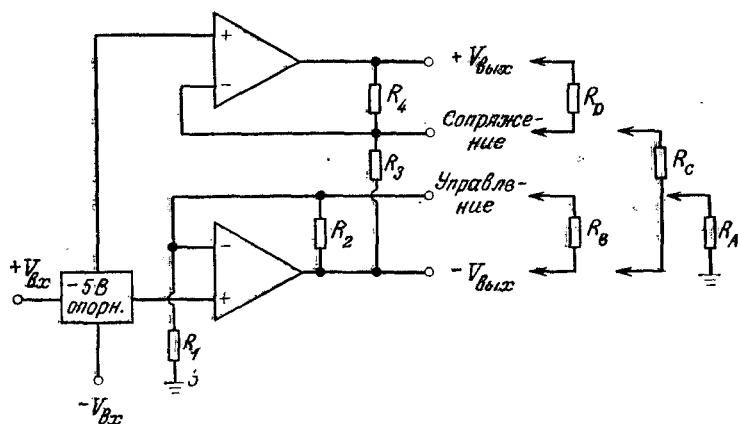


Рис. 5.20. Типовая эквивалентная схема двухполярного стабилизатора.  
 $-V_{\text{вых}} = (1 + R_2/R_1)(-5 \text{ В})$ ,  $+V_{\text{вых}} = (R_4/R_3)(-V_{\text{вых}})$ .

ционных усилителей. Для изменения выходных напряжений шунтирующие резисторы  $R_A$  —  $R_D$  подключаются к резисторам  $R_1$  —  $R_4$ , как изображено на рис. 5.20. В табл. 5.2 приведены значения резисторов  $R_1$  —  $R_4$  для различных заранее установленных напряжений и даны рекомендации по выбору минимальных значений шунтирующих резисторов, не приводящих к повреждению прибора и предотвращающих превышение выходного напряжения рекомендованного значения  $\pm 20 \text{ В}$ .

Для того чтобы отрегулировать отрицательное напряжение, производят шунтирование резистора  $R_2$ . Это приводит к сниже-

Таблица 5.2. Установленные значения и минимальные номиналы шунтирующих резисторов для двухполярных стабилизаторов типа NE5553 и NE5554

| Тип прибора | $R_1$ , кОм | $R_2$ , кОм | $R_3$ , кОм | $R_4$ , кОм | Номинальное выходное напряжение, В | $R_A$ , кОм | $R_B$ | $R_C$ , кОм | $R_D$ |
|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|------------------------------------|-------------|-------|-------------|-------|
| NE5553      | 5           | 7           | 14          | 14          | $\pm 12$                           | 4,36        | 0     | 3,5         | 0     |
| NE5554      | 5           | 10          | 14          | 14          | $\pm 15$                           | 10          | 0     | 3,5         | 0     |

Примечание.  $R_1, \dots, R_4$  — приближенные значения внутренних резисторов;  $R_A, R_B, R_C$  и  $R_D$  — минимальные значения шунтирующих резисторов, при которых выходное напряжение не превышает  $\pm 20$  В.

нию отрицательного выходного напряжения относительно его установленного значения, а шунтирование резистора  $R_1$  вызывает его повышение.

Для регулировки положительного напряжения производят шунтирование резистора  $R_4$ . Это вызывает уменьшение положительного выходного напряжения относительно его заданного значения, а шунтирование резистора  $R_3$  приводит к его возрастанию.

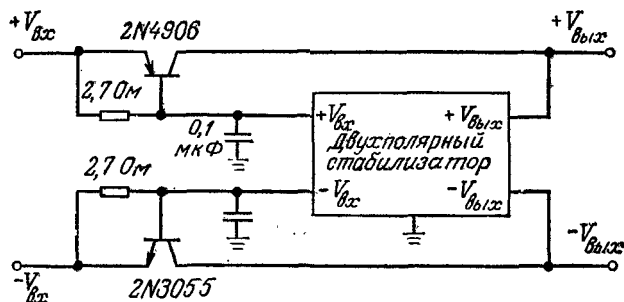


Рис. 5.21. Двухполярный стабилизатор с повышенной нагрузочной способностью по току.

Хотя довольно хорошие выходные токи можно снять со стандартных приборов (от  $\pm 100$  до  $\pm 300$  мА), иногда все же требуется повысить нагрузочную способность по току. На рис. 5.21 изображен типовой способ увеличения нагрузочной способности по току. При этом на каждый выход требуется включить только один мощный регулирующий транзистор и один резистор.

Также имеется возможность повысить нагрузочную способность по току только по одному каналу, если это происходит, в частности, из-за значительного несоответствия токов в системе,

Этого можно ожидать, если на плате требуется обеспечить питание большого количества логических схем. При этом возникают тяжелые условия для источника электропитания с напряжением  $+5$  В.

### 5.2д. Стабилизаторы с низким напряжением пропадаания

Во многих случаях, где в последовательных стабилизаторах нельзя допустить типового перепада напряжений вход — выход (от 2 до 2,5 В), пытаются найти альтернативные решения. Несомненно, импульсные стабилизаторы неприменимы для большинства таких ситуаций. Фирма National Semiconductor первой взялась за решение этой проблемы и выпустила прибор LM2930. Основным элементом прибора является регулирующий  $p-n-p$ -транзистор с большим рабочим током. В результате перепад напряжений вход — выход составляет 600 мВ. Хотя его нагрузочная способность составляет 150 мА для непрерывного тока и 400 мА для амплитудного (в типовом случае), этот прибор был первым в серии стабилизаторов с низким напряжением пропадаания.

Другим существенным параметром прибора на  $p-n-p$ -транзисторе является то, что обеспечивается внутренняя автоматическая защита интегральной схемы от обратного переходного процесса. Даже если прибор установлен в системе питания задом наперед, нет опасности его повреждения.

LM2931 представляет собой другой стабилизатор на регулирующем  $p-n-p$ -транзисторе, который был спроектирован для использования в батарейных системах питания и для автомобилей. Он выпускается как трехполюсный прибор на фиксированное напряжение 5 В и как пятиполюсный прибор с регулируемым выходным напряжением и возможностью дистанционного включения от ТТЛ логических устройств (уровни соответственно 2,0 и 0,8 В). Максимальное входное напряжение составляет 65 В. Прибор имеет защиту от обратного напряжения питания — 30 В.

### 5.2е. Схемы управления импульсных стабилизаторов

**Введение.** В последнее время происходит постоянная конкуренция между аналоговыми и цифровыми методами реализации сложных систем обработки сигналов. Регулятор скорости электродвигателя, тахометры, таймеры и множество других устройств, которые первоначально считались аналоговыми приборами, в настоящее время реализуются цифровыми способами. Цифровой уклон имеет место также и при построении линейных источников электропитания, что привело к появлению импульсных стабилизаторов напряжения (ИСН) постоянного тока или им.



пульсных источников питания (ИИП). Лучший коэффициент полезного действия, меньшие габариты и масса привели к переоценке ценностей в области проектирования систем электропитания.

В течение длительного времени на рынке сбыта доминировали последовательные стабилизаторы. Они недороги и просты в понимании, а поэтому их использование не вызывает затруднений, к тому же они широко распространены. Эти линейные стабилизаторы функционируют в режиме, когда регулирующий элемент (транзистор) постоянно находится в проводящем состоянии и, следовательно, постоянно рассеивает мощность. С другой стороны, можно сравнить общую выходную мощность с подводимой на вход мощностью. Разница между этими двумя мощностями составляет ту мощность, которая рассеивается в виде тепла при нормальной работе интегральной схемы, как показано на рис. 5.22.

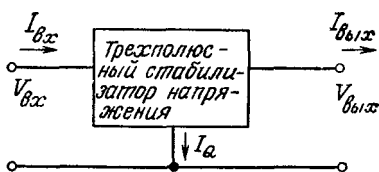


Рис. 5.22. Соотношение мощностей в трехполюсных приборах.

$P_{вх} = V_{вх} I_{вх}$ ;  $P_{вых} = V_{вых} I_{вых}$ ; к. п. д.  $= (P_{вых} / P_{вх}) \cdot 100\%$ ; мощность рассеивания ИС  $= P_{вх} - P_{вых} = (V_{вх} - V_{вых}) I_{вых} + V_{вх} I_Q$ .

Напряжение пропадаания интегральной схемы устанавливает минимально возможную разницу напряжений вход — выход. Эта разница составляет обычно 2,5 В. Чаще всего невозможно создать устройство, где входное напряжение стабилизатора чуть выше точки пропадаания. При функционировании в этой точке обеспечивался бы максимальный коэффициент полезного действия. Любое превышение входным напряжением этой точки будет приводить к возрастанию мощности рассеивания стабилизатора и, следовательно, к снижению коэффициента полезного действия.

Импульсные стабилизаторы, с другой стороны, обладают очень хорошим энергетическим коэффициентом полезного действия. Они представляют собой в основном конверторы постоянного тока, в которых напряжение постоянного тока прикладывается к прерывателю (как правило, с тем чтобы уменьшить габариты индуктивных элементов, он работает на частоте выше 20 кГц). Затем прерывистое напряжение поступает на трансформатор, где оно в соответствии с требованиями либо повышается,

либо понижается. (Трансформатор также обеспечивает развязку.) Далее вторичное выходное напряжение выпрямляется и фильтруется; таким образом формируется требуемый уровень постоянного тока. Основная же функция схемы управления состоит в том, чтобы считать выходное напряжение и подстроить рабочий цикл регулирующих транзисторов прерывателя таким образом, чтобы выходное напряжение поддерживалось на постоянном уровне вне зависимости от изменений входного напряжения и тока нагрузки.

В отличие от своих предшественников — электромеханических вибраторов — в ключах отсутствуют движущиеся части, и, таким образом, они имеют значительно большее время наработки на отказ. Основным недостатком ключей была их стоимость, поскольку для их реализации требовалось гораздо большее число элементов, чем для линейных или последовательных систем с непрерывным режимом стабилизации. Поэтому такие переключатели применялись в мощных системах питания, в то время как линейные стабилизаторы доминировали в области маломощных приборов.

Однако последние достижения полупроводниковой технологии позволили реализовать переключатели гораздо меньших габаритов и массы, более эффективных и дешевых, чем они были до настоящего времени. Теперь они могут составить конкуренцию линейным стабилизаторам в различных областях. Если проводить сравнение этих приборов по таким параметрам, как стоимость на ватт или ватт на кубический сантиметр, то приборы на переключателях занимают все большее место в разработках. Одной из главных причин этого явилось появление схем управления импульсными стабилизаторами. В этих интегральных схемах объединяется большая часть цепей управления импульсных стабилизаторов, что приводит к созданию единой дешевой интегральной схемы.

**Основные типы ИСН.** Существует два основных типа конверторов, используемых в источниках электропитания импульсного типа: конвертор обратного хода и конвертор прямого хода<sup>1)</sup>. В обоих типах конверторов в качестве элемента запаса энергии используется катушка индуктивности (дроссель). В конверторе прямого хода катушка индуктивности включается последовательно с нагрузкой. Таким образом, энергия поступает в нагрузку и катушку во время включенного состояния прерывателя.

---

<sup>1)</sup> В отечественной литературе данные устройства (при добавлении схемы управления) называются также импульсными стабилизаторами напряжения и классифицируются по взаимному включению управляющего транзистора (прерывателя), дросселя и нагрузки. В этом случае по аналогии с непрерывными стабилизаторами прерыватель конвертора трактуется как регулирующий элемент. — *Прим. ред.*

В конвертере обратного хода катушка располагается параллельно с нагрузкой. Энергия в катушке запасается в режиме включения и передается в нагрузку в выключенном состоянии. Эти устройства называются соответственно иногда последовательным и параллельным конвертером.

На рис. 5.23 изображены исходные конфигурации как последовательного, так и параллельного конвертора. Каждый способ характеризуется своими преимуществами и недостатками. В последовательном конвертере, например, регулирующий транзистор передает ток в нагрузку только в течение включенного

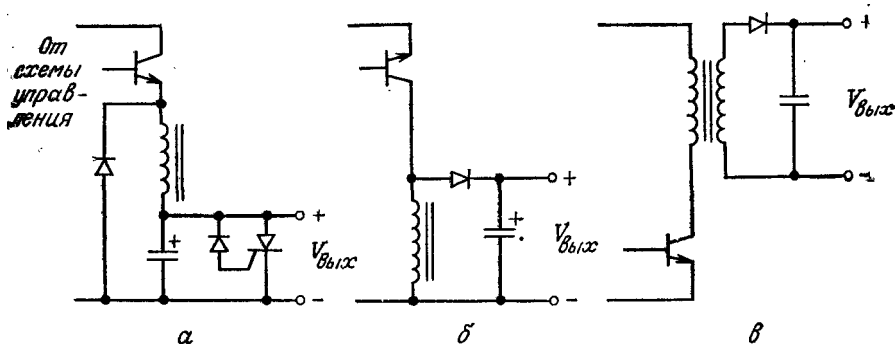


Рис. 5.23. Структуры импульсных стабилизаторов напряжения: на последовательном конвертере с защитой от короткого замыкания регулирующего транзистора (*а*); на параллельном конвертере (*б*); на параллельном конвертере с развязкой (*в*).

состояния, и максимальное напряжение коллектор — эмиттер  $V_{CE}$ , которое должен выдерживать данный прибор, равно только входному напряжению постоянного тока. Здесь также можно использовать катушку индуктивности меньших размеров и через конденсатор проходит малый ток пульсаций. К недостаткам относится трудность в обеспечении развязки, и, кроме того, в случае коротки регулирующего транзистора на нагрузке выделяется полное входное напряжение постоянного тока.

Достоинства же параллельного конвертора противоположны недостаткам последовательного конвертора. Путем введения вторичной обмотки в катушку очень легко реализуется развязка между входом и выходом. Также нет необходимости в реализации защиты нагрузки от повышенного напряжения в случае короткого замыкания регулирующего транзистора. Однако существуют и недостатки. Предельное значение напряжения коллектор — эмиттер  $V_{CE}$  (регулирующего транзистора) должно выдерживать сумму входного напряжения постоянного тока и выходного напряжения ( $V_{CE} = V_{вх. макс} + V_{вых}$ ). Таким образом, ка-

тушка индуктивности и диод должны пропускать большие значения максимального тока и выдерживать большое амплитудное напряжение. Дроссель имеет большие размеры, и через конденсатор должен проходить большой ток пульсаций. И конечно, при больших переключаемых напряжениях и токах возникает значительный шум. На рис. 5.24 приведены рекомендации по выбору типа конвертора.

**Схема управления типа NE5560.** Роль схемы управления в импульсном стабилизаторе напряжения состоит в выработке сигнала возбуждения регулирующего транзистора.

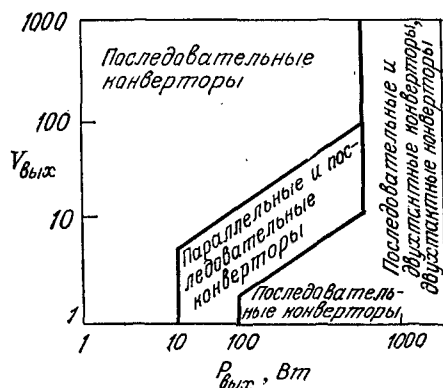


Рис. 5.24. Диаграмма выбора типа конвертора.

В идеальном случае эта схема управления должна наиболее просто формировать стабильный по частоте выходной сигнал с регулируемой его рабочей циклом. Микросхема NE5560 фирмы Signetics представляет собой монолитную интегральную схему, в которой объединены все управление и обслуживающие (защитные) функции, т. е. все, что требуется для импульсного стабилизатора напряжения. Ее можно включать и в последовательной, и в параллельной структуре. Она имеет несимметричный выходной каскад с открытым коллектором и открытым эмиттером. Минимально гарантированный выходной ток составляет 40 мА. Структурная схема прибора NE5560 приведена на рис. 5.25.

**Описание прибора. Генератор пилообразного сигнала.** Генератор пилообразного напряжения представляет собой перестраиваемый с помощью внешней цепи автогенератор, использующий единственную  $RC$ -цепь. Его частотный диапазон лежит в пределах от 50 Гц до 100 кГц с возможностью регулировки рабочего цикла от 0 до 98 %. Пилообразный сигнал имеет размах от 1,1 В (минимум) до 5,6 В (максимум).

Генератор пилообразного сигнала состоит из перестраиваемого источника тока (перестраивается внешним резистором  $R$ ), который определяет постоянный ток заряда внешнего конденсатора  $C$ . Напряжение на этом конденсаторе считывается на пару компараторов. Компаратор с напряжением порога 5,6 В взводит триггер-защелку, а компаратор с напряжением порога 1,1 В сбрасывает его в исходное состояние. Характерной особенностью

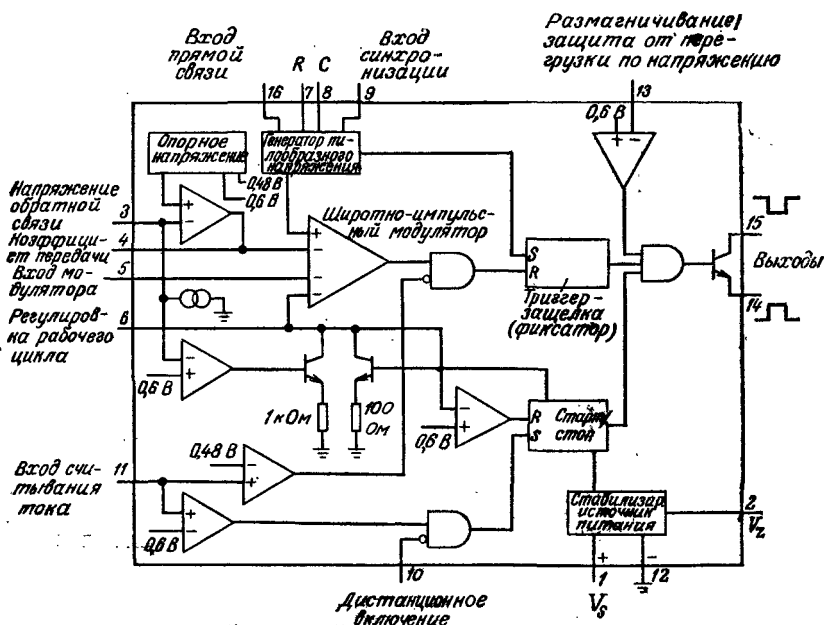


Рис. 5.25. Структурная схема прибора NE5560.

внешней синхронизации является наличие совместимого с ТТЛ-уровнями входа, который препятствует установке в состояние «1» триггера-зашелки. Частота синхронизации должна быть ниже собственной частоты генератора пилообразного сигнала. Желательно обеспечить синхронизацию в системе, где используется не одна схема управления. Синхронизированный автогенератор будет минимизировать интермодуляционное ЭМИ от переключения регулирующих транзисторов.

**Стабилизированный источник питания.** Стабилизированный источник электропитания функционирует в двух режимах: при его питании напряжением или током. При включении в режиме питания напряжением максимальное напряжение питания составляет 18 В и кристалл потребляет не более 10 мА. Однако во многих случаях применения импульсных стабилизаторов предполагается наличие очень высоких напряжений; в этом случае прибор NE5560 может питаться от источника тока. Например, если в наличии имеется только источник постоянного тока с напряжением 300 В, то при подключении к выводу 1 последовательного резистора можно обеспечить питание схемы током не более 30 мА. Минимальный ток в этом режиме составляет 10 мА.

Когда прикладываемый к выводу 1 ток превышает 10 мА, включается ряд внутренних стабилизаторов, которые ограничивают напряжение на выводе 1 диапазоном 20—30 В. Особенно важно, чтобы при включении в режиме питания током он не превышал 30 мА (вывод 1).

*Токовое считывание.* Характерной особенностью прибора NE5560 является наличие защиты от перегрузки. Если с источника электропитания с импульсным стабилизатором снимается слишком большой ток, то его выходной транзистор может выйти из строя. Выходной ток при этом контролируется с помощью пары встроенных компараторов и внешнего резистора считывания. Порог срабатывания первого компаратора равен 480 мВ. Когда напряжение на выводе 11 превышает 480 мВ, начинает стробироваться выходной сигнал широтно-импульсного модулятора, что приводит к прерыванию выходного сигнала, при этом действительно уменьшается рабочий цикл для одного периода работы. Если это условие продолжает существовать, то процедура повторяется вновь для каждого последующего периода. Однако при уменьшении рабочего цикла начинает сказываться время рассасывания мощного транзистора, и ток может снова начать нарастать до тех пор, пока не достигнется порог срабатывания второго компаратора (600 мВ). При этом второй компаратор немедленно прерывает подачу выходных импульсов на мощный транзистор с помощью start-стопной схемы.

*Плавное включение.* Назначение start-стопной схемы состоит в том, чтобы реализовать прерывание подачи выходных импульсов при появлении неисправности и для запуска режима «плавного включения» при снятии указания о наличии неисправности.

Когда в схеме защиты от перегрузки по току опрокидывается компаратор с порогом срабатывания 600 мВ, подключенный к выводу 6 внешний конденсатор разряжается через внутренний резистор 100 Ом. После того как напряжение на зажиме 6 достигнет 600 мВ, возвращается в исходное состояние start-стопная схема и начинается режим плавного включения. Время паузы определяет постоянная времени  $T = C_{\text{внеш}} \cdot (100 \text{ Ом})$ . Во время плавного включения конденсатор  $C_{\text{внеш}}$  начинает дозаряжаться до напряжения  $V_z$  через резистивный делитель, подключенный к выводу 2. Как только начнется заряд конденсатора  $C_{\text{внеш}}$ , начнет возрастать и напряжение на выводе 6. Это возрастание напряжения распознается широтно-импульсным модулятором, который снова начинает выдавать импульсы в выходную цепь, но со значительно сокращенным рабочим циклом, который постепенно возрастает при повышении напряжения на выводе 6. Если же неисправность еще существует, то весь цикл повторяется

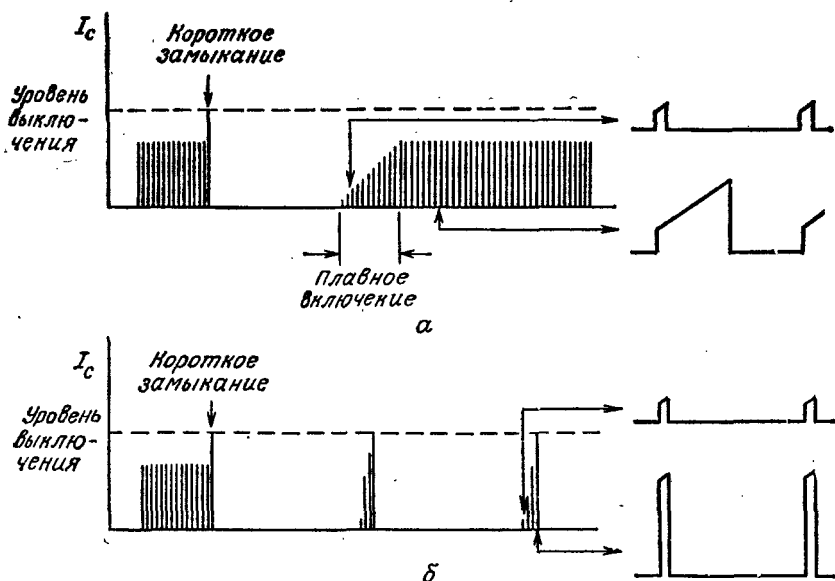


Рис. 5.26. Работа схемы в режиме защиты от перегрузки. Кратковременная неисправность (а); постоянная неисправность (б).

снова. Эта процедура называется режимом икания. На рис. 5.26 изображены формы сигналов при плавном включении в случае временной и постоянной неисправностей.

**Микропроцессорное дистанционное управление.** Внешний контакт дистанционного включения предназначен для дублирования прерывания и плавного включения. Функция дистанционного включения возложена на совместимый с ТТЛ-уровнями вход. При отключенном выводе или привязке к напряжению выше 2 В интегральная схема функционирует в нормальном режиме. При опускании напряжения ниже 0,8 В снимается выходной сигнал, и такой режим будет сохраняться до тех пор, пока существует этот сигнал «низкого» уровня.

Наличие этого режима дистанционного включения дает возможность в системах, где используется не один источник питания, обеспечить последовательную подачу и снятие питания. Также в тех случаях, когда желательно снять питание с части системы, можно использовать режим дистанционного включения, особенно в системах с микропроцессорным управлением.

Выходной каскад состоит из выходного транзистора (открытый эмиттер, открытый коллектор), схемы стробирования и триггера-защелки. Триггер-защелка взводится обратным ходом гене-

ратора пилообразного сигнала и устанавливается в исходное положение или схемой ограничения тока, или широтно-импульсным модулятором. Этот метод позволяет исключить возможность генерации двойного импульса. Выходной ток составляет 40 мА на уровне напряжения меньше 0,5 В ( $V_{CE(нас)}$ ).

Регулирующий максимальную длительность рабочего цикла вывод (вывод 6) предназначен для установки максимального коэффициента заполнения, с тем чтобы предупредить увеличение рабочего цикла в последовательном конвертере выше 50 %, что

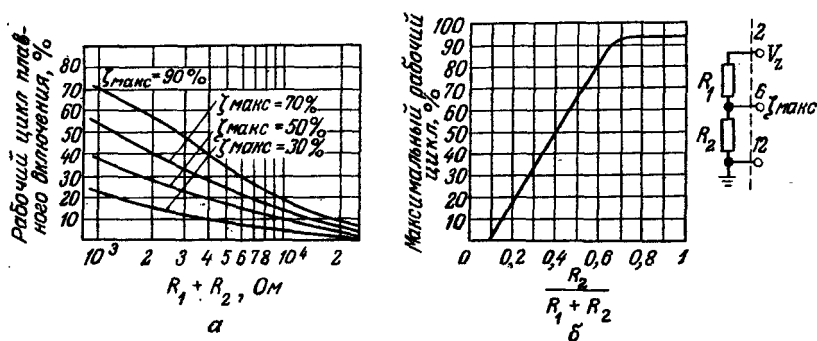


Рис. 5.27. Управление рабочим циклом. Зависимость возвратного минимального рабочего цикла от исходного рабочего цикла и от  $R_1 + R_2$  (a); определение максимального рабочего цикла ( $\zeta_{\max} = [R_2 / (R_1 + R_2)]$ ) (б).

может привести к насыщению магнитопровода, и для ограничения максимального времени выключения регулирующего транзистора в параллельном конвертере. Постоянное напряжение на выводе 6 устанавливает рабочий цикл. Цепь резистивного делителя от точки  $V_z$  к выводу 6 и от него на земляную шину устанавливает максимальный рабочий цикл и сокращенный цикл, на который переходит кристалл в неисправном состоянии. На рис. 5.27 показано использование вывода 6 также и для установки минимального рабочего цикла при возникновении неисправности в контуре регулирования. Очень важно помнить, что рабочий цикл должен быть достаточно большим, с тем чтобы гарантировать при максимальной нагрузке и минимальном входном напряжении результирующее напряжение обратной связи на выводе 3 не менее 0,6 В; с другой стороны, этот рабочий цикл должен быть достаточно малым, чтобы ограничить количество энергии, поступающей на выход при возникновении неисправности в контуре.



Для изменения рабочего цикла можно также использовать модулирующий вход (вывод 5) широтно-импульсного модулятора. Его действие на рабочий цикл аналогично влиянию вывода 6, но при этом не оказывается влияние на старт-стопную схему.

Вывод прямой передачи прибора NE5560 предназначен для компенсации линейных колебаний входного напряжения. Вывод 16 используется для стробирования входного напряжения на конвертере. Когда это напряжение на выводе 16 превышает  $V_z$ , происходит увеличение тока заряда времязадающего конденсатора, подключенного к зажиму 8. Чем больше это напряжение, тем выше ток заряда и, следовательно, короче рабочий цикл. В противоположность этому, если напряжение на выводе прямой передачи снижается, то происходит увеличение рабочего цикла, что приводит к компенсации этого изменения. В идеальном случае прибор NE5560 должен функционировать в активной области прямой передачи, т. е. между напряжениями  $V_z$  и  $V_{cc}$ , так что она имеет достаточный просвет для компенсации колебаний питающего напряжения вверх и вниз. На частоту генератора не оказывает влияния увеличение напряжения на выводе 16, поскольку система меняет также верхний порог пилообразного сигнала.

Импульсные стабилизаторы также используют метод обратной связи для обнаружения возмущений в выходном напряжении и для внутренней модификации рабочего цикла с целью коррекции любых отклонений, которые можно выделить. В кристалле имеется усилитель ошибки для считывания через цепь резистивного делителя выходного напряжения. Коэффициент передачи усилителя ошибки задается с помощью внешнего резистора, включаемого между выводами 3 и 4. Для коррекции контура рекомендуется между выводом 4 и земляной шиной включать конденсатор с номиналом 0,003 мкФ. Типовой коэффициент передачи этого усилителя при разомкнутой обратной связи составляет 60 дБ. На рис. 5.28 показана его диаграмма Боде.

Специальные характеристики по защите, которые отсутствуют в других схемах управления, охватывают полностью защищенный контур обратной связи. В других системах при размыкании контура увеличивается коэффициент передачи, что будет катастрофически увеличивать рабочий цикл и может привести к выходу из строя выходного каскада. В приборе NE5560, если размыкается контур, внутренний источник тока тянет вверх напряжение на выводе 3, вырабатывая ложный сигнал о том, что на выходе высокое напряжение. Этот сигнал попадает на широтно-импульсный модулятор, и рабочий цикл выходного каскада снижается до безопасного уровня, предотвращая возможность неуправляемого возрастания мощности,

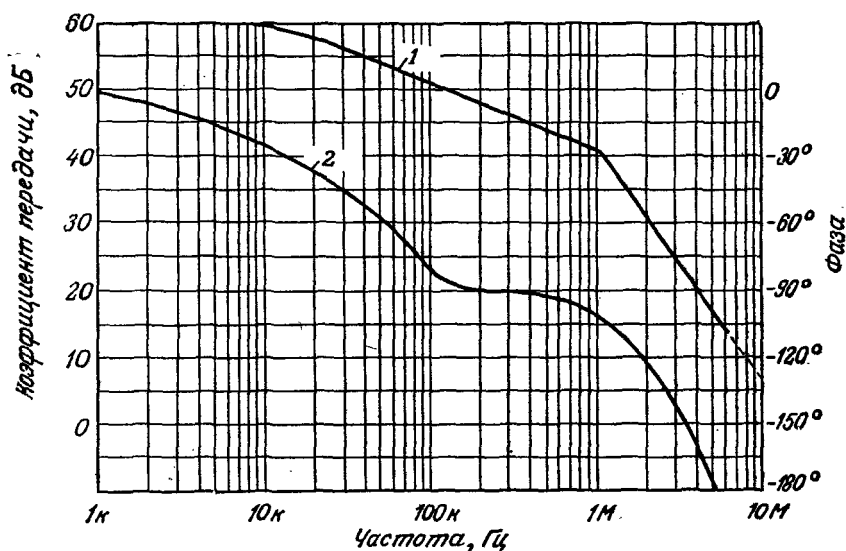


Рис. 5.28. Диаграмма Бодe усилителя ошибки прибора NE5560. Передаточная функция усилителя ошибки при разомкнутой петле  $R_L = 10$  кОм,  $C_L = 0$ ,  $V_{CC} = 12$  В. 1 — коэффициент передачи; 2 — фаза.

Второй параметр обеспечения безопасности контура защищает систему в случае замыкания контура обратной связи тем или иным образом на земляную шину. В этом случае внутренний компаратор определяет, что напряжение на входе усилителя (вывод 6) ниже 0,6 В. Когда компаратор возбуждается, подключенный к выводу 6 конденсатор плавного включения начинает разряжаться через внутренний резистор 1 кОм. Эта закоротка остается до тех пор, пока напряжение на выводе 3 поддерживается ниже 0,6 В, что приводит к значительному сокращению рабочего цикла (функция создания принудительного напряжения на выводе 6), что в свою очередь обеспечивает дополнительную защиту источника питания.

На рис. 5.29 представлена типовая структура параллельного конвертора с повышением напряжения, использующая внешние регулирующие транзисторы. Выходное напряжение  $V_{\text{вых}}$  составляет 24 В и может быть подстроено с помощью изменения номинала резистора  $R_5$ . Выходное напряжение будет изменяться на 1 В для каждого изменения номинала резистора  $R_5$  на 1 кОм. Частота переключений равна 20 кГц, а выходной ток может изменяться от 0 до 100 мА.

Приведенная на рис. 5.30 схема представляет собой структуру с понижением напряжения, где выходное напряжение со-

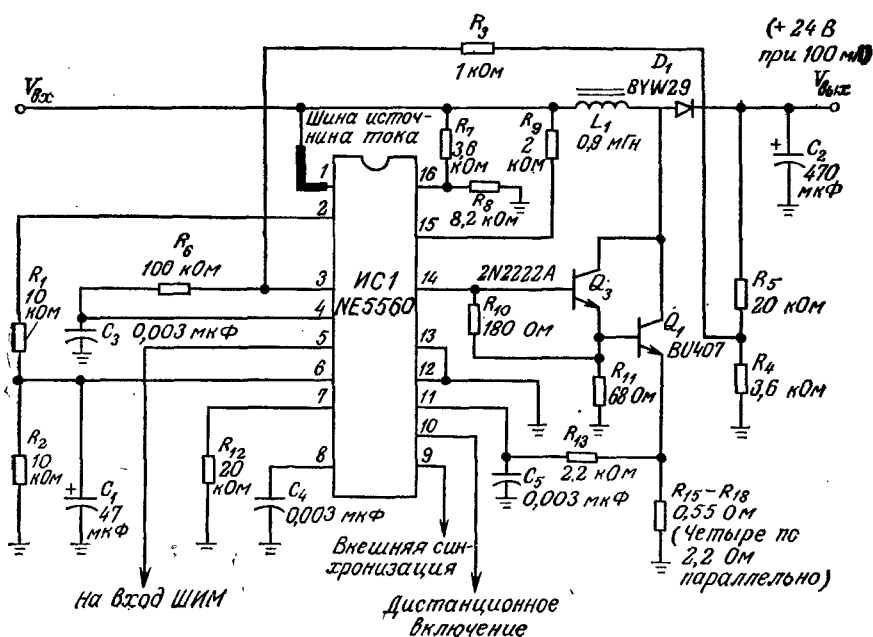


Рис. 5.29. Структура параллельного конвертора с повышением напряжения.

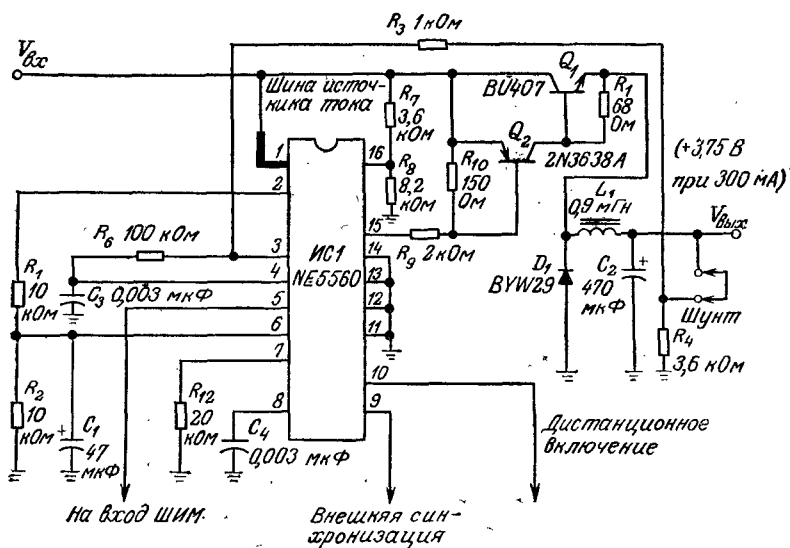


Рис. 5.30. Структура последовательного конвертора с понижением напряжения.

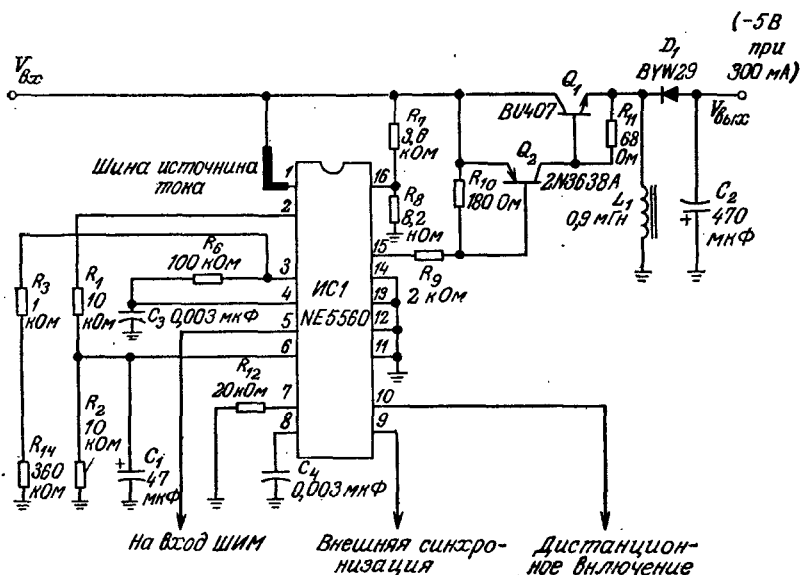


Рис. 5.31. Инвертирующая структура параллельного конвертора.

ставляет приблизительно 3,75 В и может быть увеличено на 1 В при введении каждого дополнительного шунтирующего резистора 1 кОм. Частота переключений также равна 20 кГц, а выходной ток может достигать 300 мА. Изображенная на рис. 5.31 схема при положительном входном напряжении вырабатывает напряжение —5 В при токе 300 мА. В этих структурах в качестве сердечника катушки  $L_1$  используется сердечник Ferroxcube 2213-PL00-3C8.

Имеется широкий выбор интегральных схем импульсных стабилизаторов напряжения. Рекомендации по выбору типа прибора приведены в табл. 5.7. Замечания по применению даны фирмой Signetics (прибор AN130 фирмы Lester Hadley), которая очень подробно описывает проектирование сдвоенного прямого последовательного конвертора на основе прибора NE5560.

### 5.3. РАССЕИВАНИЕ МОЩНОСТИ

#### 5.3а. Тепловые характеристики

С тем чтобы более полно использовать имеющиеся в настоящее время различные стабилизаторы, необходимо обратить особое внимание на обеспечение соответствующего отвода тепла. Ключ-

чевыми параметрами, позволяющими описать эффективность отвода тепла, являются тепловое сопротивление переход — корпус и переход — окружающая среда и максимальная рабочая температура перехода.

Устройства охлаждения электронных приборов (радиаторы, охладители, теплоотводы) оцениваются, как правило, по их тепловому сопротивлению, а именно по возрастанию температуры на единицу теплопередачи или рассеиваемой мощности, выраженному в градусах Цельсия на ватт. Для каждого конкретного применения требуется определить тепловое сопротивление, которое должен иметь радиатор, для того чтобы обеспечить поддержание температуры перехода на надлежащем уровне, при котором гарантируется безопасное функционирование, рабочие характеристики и надежность полупроводникового прибора.

Основное соотношение теплопередачи или мощности рассеивания имеет следующий вид:

$$P_D = \Delta T / \sum R_{\theta}, \quad (5.22)$$

где  $P_D$  — рассеиваемая полупроводниковым прибором мощность, выраженная в ваттах;  $\Delta T$  — разность температур или потенциал возбуждения, который вызывает поток тепла;  $\sum R_{\theta}$  — сумма тепловых сопротивлений путей теплопередачи, на которых происходит перепад  $\Delta T$ .

Вышеприведенное соотношение можно преобразовать к виду

$$P_D = (T_J - T_A) / (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}), \quad (5.23)$$

$$P_D = (T_C - T_A) / (R_{\theta CS} + R_{\theta SA}), \quad (5.24)$$

$$P_D = (T_S - T_A) / R_{\theta SA}, \quad (5.25)$$

где  $T_J$  — температура перехода, °C (максимальное значение обычно приводится в паспортных данных полупроводникового прибора);  $T_C$  — температура корпуса полупроводникового прибора, °C;  $T_S$  — температура поверхности монтажа (охладителя) в месте теплового соединения с полупроводниковым прибором, °C;  $T_A$  — температура окружающей среды, °C;  $R_{\theta CS}$  — тепловое сопротивление места стыка полупроводникового прибора и поверхности, на которой он смонтирован, °C/Вт;  $R_{\theta SA}$  — тепловое сопротивление между поверхностью монтажа и окружающей средой или тепловое сопротивление радиатора, °C/Вт;  $R_{\theta JC}$  — тепловое сопротивление между переходом и корпусом полупроводникового прибора, °C/Вт (обычно приводится в паспортных данных на полупроводниковый прибор).

Эти уравнения, как правило, используются для нахождения требуемого теплового сопротивления радиатора  $R_{\theta SA}$ , поскольку рассеивание тепла, максимальная температура перехода и (или) корпуса и температура окружающей среды известны заранее

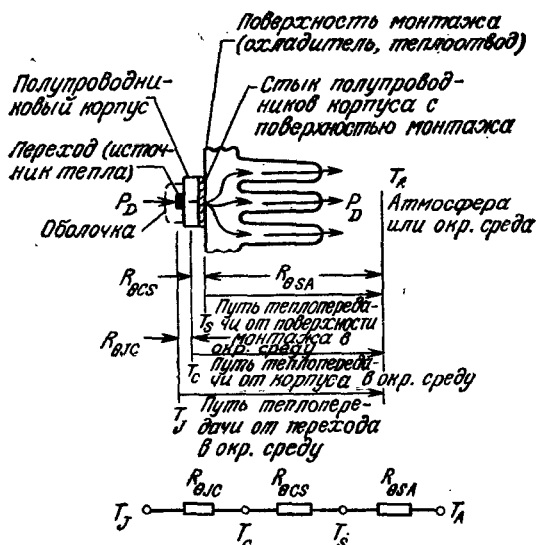


Рис. 5.32. Иллюстрирующая схема теплопередачи.

или точно обусловлены. На рис. 5.32 изображена такая типовая ситуация. При практических расчетах вышеприведенную систему представляют в виде цепи из последовательно включенных сопротивлений.

### 5.36. Выбор радиатора

На рис. 5.33 представлены тепловые параметры двух радиаторов. Использование этих графиков при выборе радиатора наилучшим образом можно проиллюстрировать приводимыми ниже примерами.

**Пример 5.5.** Радиатор для корпуса типа TO-220. Корпус типа TO-220 рассеивает 5 Вт.  $R_{\theta JC} = 3,0^\circ\text{C}/\text{Вт}$  (из паспортных данных фирмы-изготовителя);  $T_{J, \text{макс}} = 150^\circ\text{C}$ ;  $T_{A, \text{макс}} = 50^\circ\text{C}$ .

**Решение.** Следует выбрать соответствующий радиатор, который позволяет поддерживать температуру полупроводникового перехода не выше  $150^\circ\text{C}$  при

естественной вентиляции (конвекции):

$$P_D = (T_J - T_A) / (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}). \quad (5.23)$$

Решая это уравнение относительно  $R_{\theta SA}$ , получаем

$$R_{\theta SA} = (T_J - T_A) / P_D - (R_{\theta JC} + R_{\theta CS}).$$

Предположим, что прибор смонтирован без изолирующей прокладки на компаунде Thermalcote. Тепловое сопротивление между корпусом и поверх-

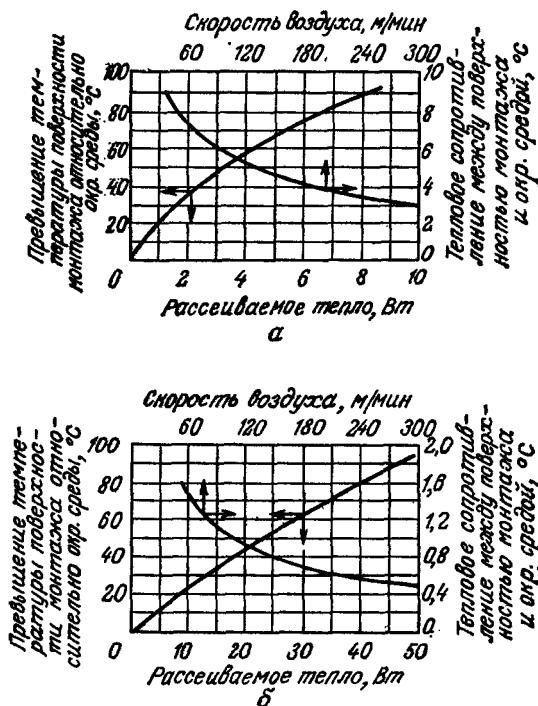


Рис. 5.33. Тепловые данные типовых радиаторов (фирма Thermalloy, Inc., Dallas, Тех.). Радиатор 6030В для корпуса типа TO-220 (а); радиатор 6500В для корпуса типа TO-3 (б).

ностью монтажа  $R_{\theta CS}$  можно определить из рис. 5.34 для корпуса типа TO-220:

$$R_{\theta SA} = 1,0^\circ\text{C/Вт при моменте затяжки винта } 0,07 \text{ кгс} \cdot \text{м}.$$

Следовательно,

$$R_{\theta SA} = (150^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}) / (5 \text{ Вт}) - [(3,0^\circ\text{C}) / \text{Вт} + (1,0^\circ\text{C}) / \text{Вт}] = 16^\circ\text{C/Вт}.$$

Радиатор фирмы Thermalloy типа 6030B при мощности рассеивания 5 Вт имеет температуру поверхности монтажа на  $66^{\circ}\text{C}$  выше окружающей среды. Таким образом,

$$R_{\theta SA} = (66^{\circ}\text{C})/(5\text{ Вт}) = 13,2^{\circ}\text{C/Вт},$$

что удовлетворяет предъявленным требованиям по естественной вентиляции.

**Пример 5.6.** Радиатор для корпуса типа ТО-3. Корпус типа ТО-3 рассеивает 30 Вт.  $R_{\theta JC} = 1,0^{\circ}\text{C/Вт}$ . (из паспортных данных фирмы-изготовителя);  $T_{J, \text{ макс}} = 150^{\circ}\text{C}$ ;  $T_{A, \text{ макс}} = 50^{\circ}\text{C}$ .

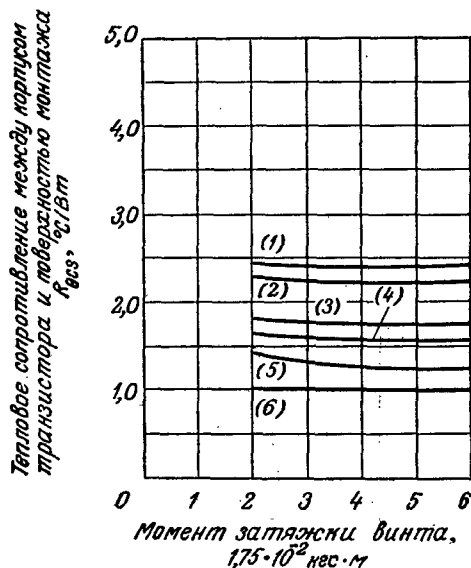


Рис. 5.34. Тепловое сопротивление корпуса типа ТО-220 (с компаундом Thermalcote)

1—Thermalfilm II, толщина 0,05 мм; 2—Thermalfilm I, толщина 0,005 мм; 3—слюда, толщина 0,075 мм; 4—слюда, толщина 0,05 мм; 5—анодирование, толщина 0,05 мм; 6—неизолированное соединение—бесконечное.

**Решение.** Из предыдущего примера следует, что

$$R_{\theta SA} = (T_J - T_A)/P_D - (R_{\theta JC} + R_{\theta CS}). \quad (5.23)$$

Предположим, что прибор смонтирован на твердой анодированной шайбе (толщиной 0,5 мм) и на компаунде Thermalcote. Тепловое сопротивление между корпусом и поверхностью монтажа  $R_{\theta CS}$  можно получить из рис. 5.35 для корпуса типа ТО-3; следовательно,

$$R_{\theta SA} = (150^{\circ}\text{C} - 50^{\circ}\text{C})/(30\text{ Вт}) - [(1,0^{\circ}\text{C/Вт}) + (0,28^{\circ}\text{C/Вт})] = 2,05^{\circ}\text{C/Вт}.$$

Радиатор фирмы Thermalloy типа 6500B при мощности рассеивания 30 Вт имеет температуру поверхности монтажа на  $60^{\circ}\text{C}$  выше окружающей среды



(рис. 5.33); таким образом,

$$R_{\theta SA} = (60^\circ\text{C})/(30 \text{ Вт}) = 2^\circ\text{C/Вт},$$

что удовлетворяет требованиям по естественной вентиляции.

**Пример 5.7. Штампованный радиатор.** Необходимо определить требуемую длину профиля радиатора типа 6500В, который позволяет поддерживать температуры перехода не выше  $150^\circ\text{C}$  при естественной вентиляции для мощности рассеивания 40 Вт (пример 5.6).

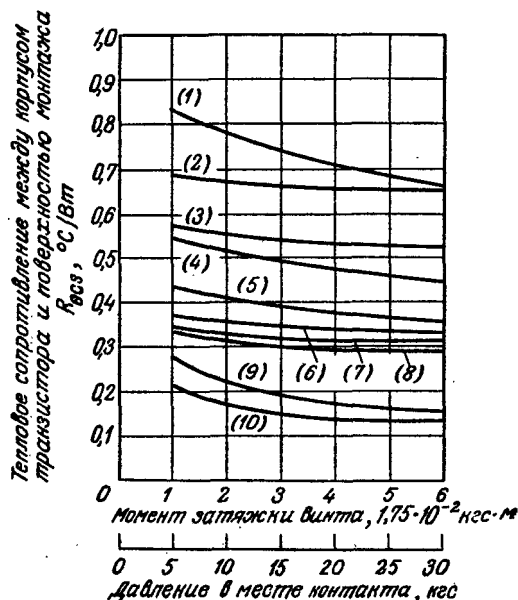


Рис. 5.35. Тепловое сопротивление корпуса типа ТО-3 (с компаундом Thermalcote).

1—кремнекаучук, толщина 3 мм; 2—Thermalfilm II, толщина 0,05 мм; 3—Thermalfilm I, толщина 0,05 мм; 4—кремнекаучук, толщина 0,15 мм; 5—слюда, толщина 0,075 мм; 6—слюда, толщина 0,05 мм; 7—окись алюминия, толщина 1,57 мм; 8—анодирование, толщина 0,05 мм; 9—окись бериллия, толщина 0,157 мм; 10—неизолированное соединение—бесскопечное.

*Решение.*

$$R_{\theta SA} = (T_J - T_A)/P_D - (R_{\theta IC} + R_{\theta CS}), \quad (5.23)$$

$$R_{\theta SA} = (150^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C})/(40 \text{ Вт}) - (1,0^\circ\text{C/Вт} + 0,28^\circ\text{C/Вт}) = 1,22^\circ\text{C/Вт}.$$

На рис. 5.36 представлены данные для определения приближенного значения теплового сопротивления штампованного радиатора с длиной профиля 7,5 см, исходя из тепловых рабочих характеристик. Используя рис. 5.36, определим отношение тепловых сопротивлений

$$R_{\theta SA}(L)/R_{\theta SA}(7,6 \text{ см}) = (1,22^\circ\text{C/Вт})/(2,05^\circ\text{C/Вт}) = 0,60,$$

где  $L$  (длина)  $\approx 23$  см. Таким образом, вы должны оговорить 23 см профиля радиатора типа 6500В.

**Пример 5.8. Принудительная вентиляция.** Корпус типа ТО-3 рассеивает 50 Вт.  $R_{\theta jc} = 1^\circ\text{C}/\text{Вт}$  (из паспортных данных фирмы-изготовителя);  $T_{j \text{ макс}} = 150^\circ\text{C}$ ;  $T_A \text{ макс} = 50^\circ\text{C}$ . Требуется определить соответствующий радиатор, который обеспечивает поддержание температуры на полупроводниковом переходе не выше  $150^\circ\text{C}$  при принудительной вентиляции ( $\sim 3$  м/см).

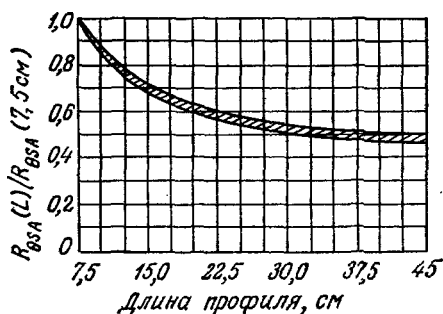


Рис. 5.36. Тепловое сопротивление штампованного радиатора.

Данные получены для штампованного радиатора при расположении единственного источника тепла в центре радиатора.

**Решение.**

$$R_{\theta SA} = (T_j - T_A)/P_D - (R_{\theta jc} + R_{\theta CS}). \quad (5.23)$$

Предположим, что прибор смонтирован без изолятора и на компаунде Thermalcote, тогда из рис. 5.35 следует, что

$$R_{\theta SA} = 0,125^\circ\text{C}/\text{Вт} \text{ для момента затяжки винта } 0,07 \text{ кгс} \cdot \text{м}.$$

Следовательно,

$$R_{\theta SA} = (150^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C})/50 \text{ Вт} - (1^\circ\text{C}/\text{Вт} + 0,125^\circ\text{C}/\text{Вт}) = 0,88^\circ\text{C}/\text{Вт}.$$

Из рис. 5.33 для радиатора фирмы Thermalloy типа 6500В при скорости воздуха 3 м/с находим, что  $R_{\theta SA} = 0,68^\circ\text{C}/\text{Вт}$ , что удовлетворяет этому требованию.

## 5.4. ТАБЛИЦЫ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Следующие таблицы облегчают поиск соответствующего стабилизатора напряжения, который удовлетворяет предъявленным к источнику электропитания требованиям. Все приборы в табл. 5.3 распределены в соответствии с номером партии, а в табл. 5.4 — по выходному току. Сравнение регулируемых приборов проведено в табл. 5.5, а стабилизаторы специального назначения представлены в табл. 5.6. В табл. 5.7 приведены данные о импульсных стабилизаторах.

Таблица 5.3. Стабилизаторы напряжения

| Тип прибора | Функция и полярность         | Диапазон входного напряжения, В | Диапазон выходного напряжения, В | Выходной ток (макс.), А | Коэффициент стабилизации по напряжению, % | Коэффициент стабилизации по нагрузке, % | Стабильный ток, мА | Коэффициент подавления пульсаций (мин.), дБ | Перепад напряжения (макс.), В |
|-------------|------------------------------|---------------------------------|----------------------------------|-------------------------|-------------------------------------------|-----------------------------------------|--------------------|---------------------------------------------|-------------------------------|
| LM104       | Регулируемый, отрицательная  | $-8 \div -50$                   | $-0,015 \div -40$                | 0,012                   | 0,1                                       | 0,1                                     | 5                  | 60                                          | 2                             |
| LM105       | То же                        | $8,5 \div 50$                   | $4,5 \div 30$                    | 0,012                   | 0,06                                      | 0,1                                     | 2                  | 60                                          | 3                             |
| LM109       | Фиксированный, положительная | $7 \div 35$                     | $4,7 \div 5,3$                   | 1                       | 1                                         | 2                                       | 4,2                |                                             | 2                             |
| LM209       | То же                        | $7 \div 35$                     | $4,7 \div 5,3$                   | 1                       | 2                                         | 2                                       | 4,2                |                                             | 2                             |
| LM304       | Регулируемый, отрицательная  | $-8 \div -40$                   | $-0,035 \div -30$                | 0,02                    | 0,1                                       | 0,2                                     | 5                  | 60                                          | 3                             |
| LM305       | Регулируемый, положительная  | $8,5 \div 40$                   | $4,5 \div 30$                    | 0,012                   | 0,06                                      | 0,1                                     | 2                  | 60                                          | 3                             |
| LM305A      | Регулируемый, отрицательная  | $8,5 \div 50$                   | $4,5 \div 40$                    | 0,045                   | 0,06                                      | 0,4                                     | 2                  |                                             | 3                             |
| LM309       | Фиксированный, положительная | $7 \div 35$                     | $4,8 \div 5,2$                   | 1                       | 2                                         | 2                                       | 5,2                |                                             | 2                             |
| LM376       | Регулируемый, положительная  | $9 \div 40$                     | $5 \div 37$                      | 0,025                   | 0,05                                      | 0,5                                     | 2,5                |                                             | 3                             |
| LM723       | Точный                       | $9,5 \div 40$                   | $2 \div 37$                      | 0,125                   | 0,5                                       | 0,2                                     | 4                  | 58                                          | 3                             |
| NE550       | »                            | 8,5                             | 2                                | 0,150                   | 0,3                                       | 0,2                                     | 3                  | 75                                          | 3                             |
| 7805        | Фиксированный, положительная | $7 \div 35$                     | $4,8 \div 5,2$                   | 1                       | 1                                         | 1                                       | 8                  | 62                                          | 2,5                           |

Продолжение

| Тип прибора | Функция и полярность                | Диапазон входного напряжения, В | Диапазон выходного напряжения, В | Выходной ток (макс.), А | Коэффициент стабильности по питанию, % | Коэффициент стабилизации по нагрузке, % | Статический ток, мА | Коэффициент подмагничивания (мн.), дБ | Перепад напряжения (макс.), В |
|-------------|-------------------------------------|---------------------------------|----------------------------------|-------------------------|----------------------------------------|-----------------------------------------|---------------------|---------------------------------------|-------------------------------|
| 7806        | Фиксирующий, полярность жите́льная  | 8 ÷ 35                          | 5,75 ÷ 6,25                      | 1                       | 1                                      | 1                                       | 8                   | 59                                    | 2,5                           |
| 7808        | То же                               | 10 ÷ 35                         | 7,7 ÷ 8,3                        | 1                       | 1                                      | 1                                       | 8                   | 56                                    | 2,5                           |
| 7812        | » »                                 | 14 ÷ 35                         | 11,5 ÷ 12,5                      | 1                       | 1                                      | 1                                       | 8                   | 55                                    | 2,5                           |
| 7815        | » »                                 | 17 ÷ 35                         | 14,4 ÷ 15,6                      | 1                       | 1                                      | 1                                       | 8                   | 54                                    | 2,5                           |
| 7818        | » »                                 | 20 ÷ 35                         | 17,3 ÷ 18,7                      | 1                       | 1                                      | 1                                       | 8                   | 53                                    | 2,5                           |
| 7824        | » »                                 | 26 ÷ 40                         | 23 ÷ 25                          | 1                       | 1                                      | 1                                       | 8                   | 50                                    | 2,5                           |
| 7885        | » »                                 | 10,5 ÷ 35                       | 8,2 ÷ 8,8                        | 1                       | 1                                      | 1                                       | 8                   | 54                                    | 2,5                           |
| 78G         | Регулируемый, полярность жите́льная | 7,5 ÷ 4                         | 5 ÷ 30                           | 1                       | 0,75                                   | 1                                       | 5                   | 62                                    | 3                             |
| 78H05       | Фиксирующий, полярность жите́льная  | 8,5 ÷ 20                        | 4,8 ÷ 5,2                        | 5                       | 1                                      | 2                                       | 10                  | 60                                    | 3,5                           |
| 78H05A      | То же                               | 25                              | 4,8 ÷ 5,2                        | 5                       | 1                                      | 1                                       | 10                  | 60                                    | 3,5                           |
| 78H12       | » »                                 | 15,5 ÷ 20                       | 11,5 ÷ 12,5                      | 5                       | 1                                      | 2                                       | 10                  | 60                                    | 3,5                           |
| 78H15       | » »                                 | » »                             | 14,4 ÷ 15,6                      | 5                       | 1                                      | 2                                       | 10                  | 60                                    | 3,5                           |
| 78HG        | Регулируемый, полярность жите́льная | 8,5 ÷ 25                        | 5 ÷ 20                           | 5                       | 1                                      | 1                                       | 10                  | 60                                    | 3,5                           |
| 78L05       | Фиксирующий, полярность жите́льная  | 7,2 ÷ 30                        | 4,8 ÷ 5,2                        | 0,1                     | 2                                      | 1                                       | 3,8                 | 49                                    | 2,2                           |
| 78L09       | То же                               | 11,2 ÷ 30                       | 8,64 ÷ 9,36                      | 0,1                     | 2                                      | 1                                       | 4                   | 43                                    | 2,2                           |
| 78L12       | » »                                 | 14,2 ÷ 30                       | 11,5 ÷ 12,5                      | 0,1                     | 2                                      | 1                                       | 6                   | 42                                    | 2,2                           |
| 78L15       | » »                                 | 17,2 ÷ 35                       | 14,4 ÷ 15,6                      | 0,1                     | 2                                      | 1                                       | 6                   | 39                                    | 2,2                           |
| 78L18       | » »                                 | 20,2 ÷ 35                       | 17,3 ÷ 18,9                      | 0,1                     | 2                                      | 1                                       | 3                   | 3                                     | 2,2                           |
| 78L24       | » »                                 | 26,2 ÷ 40                       | 23,1 ÷ 24,9                      | 0,1                     | 2                                      | 1                                       | 3                   | 3                                     | 2,2                           |
| 78L26       | » »                                 | 4,3 ÷ 30                        | 2,5 ÷ 2,7                        | 0,1                     | 2                                      | 1                                       | 5,5                 | 43                                    | 2,2                           |
| 78L62       | » »                                 | 8,4 ÷ 30                        | 5,95 ÷ 6,45                      | 0,1                     | 2                                      | 1                                       | 3,9                 | 46                                    | 2,2                           |
| 78L82       | » »                                 | 10,4 ÷ 30                       | 7,9 ÷ 8,8                        | 0,1                     | 2                                      | 1                                       | 4                   | 44                                    | 2,2                           |

|        |                              |             |               |     |      |   |     |    |     |
|--------|------------------------------|-------------|---------------|-----|------|---|-----|----|-----|
| 78M06  | »                            | 7,5 ÷ 35    | 4,8 ÷ 5,2     | 0,5 | 1    | 1 | 6   | 62 | 2,2 |
| 78M06  | »                            | 8,5 ÷ 35    | 5,75 ÷ 6,25   | 0,5 | 1    | 1 | 6   | 59 | 2,3 |
| 78M08  | »                            | 10,5 ÷ 35   | 7,7 ÷ 8,3     | 0,5 | 1    | 1 | 6   | 56 | 2,3 |
| 78M12  | »                            | 14,5 ÷ 35   | 11,5 ÷ 12,5   | 0,5 | 1    | 1 | 6   | 55 | 2,3 |
| 78M15  | »                            | 17,5 ÷ 35   | 14,4 ÷ 15,6   | 0,5 | 1    | 1 | 6   | 54 | 2,3 |
| 78M20  | »                            | 22,5 ÷ 40   | 19,0 ÷ 21     | 0,5 | 1    | 1 | 6   | 53 | 2,3 |
| 78M24  | »                            | 26,5 ÷ 40   | 23 ÷ 25       | 0,5 | 1    | 1 | 6   | 50 | 2,3 |
| 78MG   | Регулируемый, половинная     | 7,5 ÷ 40    | 5 ÷ 30        | 0,5 | 0,75 | 1 | 5   | 62 | 3   |
| 7905   | Фиксированный, отрицательная | -7,3 ÷ -35  | -4,8 ÷ -5,2   | 1   | 1    | 1 | 2   | 54 | 2,3 |
| 7906   | То же                        | -8,3 ÷ -35  | -5,75 ÷ -6,25 | 1   | 1    | 1 | 2   | 54 | 2,3 |
| 7908   | »                            | -10,3 ÷ -35 | -7,7 ÷ -8,3   | 1   | 1    | 1 | 2   | 54 | 2,3 |
| 7912   | »                            | -11,5 ÷ -35 | -11,5 ÷ -12,5 | 1   | 1    | 1 | 3   | 54 | 2,3 |
| 7915   | »                            | -17,6 ÷ -35 | -14,4 ÷ -15,6 | 1   | 1    | 1 | 3   | 54 | 2,3 |
| 7918   | »                            | -20,7 ÷ -35 | -17,3 ÷ -18,7 | 1   | 1    | 1 | 3   | 54 | 2,3 |
| 7924   | Регулируемый, отрицательная  | -27 ÷ -40   | -23 ÷ -25     | 1   | 1    | 1 | 3   | 54 | 2,3 |
| 79G    | То же                        | -7 ÷ -40    | -2,23 ÷ -30   | 1   | 1    | 1 | 2   | 50 | 2,3 |
| 79HG   | »                            | -7 ÷ -40    | -2,25 ÷ -24   | 5   | 1    | 1 | 5   | 50 | 2   |
| 79MQ5  | Фиксированный, отрицательная | -7,5 ÷ -35  | -4,8 ÷ -5,2   | 0,5 | 1    | 1 | 2   | 54 | 2,3 |
| 79MO6  | То же                        | -7,35 ÷ -35 | -5,75 ÷ -6,25 | 0,5 | 1    | 1 | 2   | 54 | 2,3 |
| 79MO8  | »                            | -9,4 ÷ -35  | -7,7 ÷ -8,3   | 0,5 | 1    | 1 | 2   | 54 | 2,3 |
| 79M12  | »                            | -13,6 ÷ -35 | -11,5 ÷ -12,5 | 0,5 | 1    | 1 | 3   | 54 | 2,3 |
| 79M15  | »                            | -16,7 ÷ -35 | -14,4 ÷ -15,6 | 0,5 | 1    | 1 | 3   | 54 | 2,3 |
| 79M20  | »                            | -22,1 ÷ -40 | -19 ÷ -20     | 0,5 | 1    | 1 | 3,5 | 54 | 2,3 |
| 79M24  | »                            | -26,1 ÷ -40 | -23 ÷ -25     | 0,5 | 1    | 1 | 3,5 | 54 | 2,3 |
| 79MG   | Регулируемый, отрицательная  | -7 ÷ -30    | -2,23 ÷ -30   | 0,5 | 1    | 1 | 2,5 | 50 | 2,3 |
| SH123  | Фиксированный, половинная    | 20          | 4,8 ÷ 5,2     | 3   | 2    | 2 | 10  | 60 | 2,2 |
| SH223  | То же                        | 20          | 4,8 ÷ 5,2     | 3   | 2    | 2 | 10  | 60 | 2,2 |
| SH923  | »                            | 20          | 4,8 ÷ 5,2     | 3   | 2    | 2 | 10  | 60 | 2,2 |
| SH1705 | »                            | 25          | 4,8 ÷ 5,2     | 5   | 1    | 1 | 10  | 60 | 2,2 |

Таблица 5.4. Стабилизаторы фиксированного напряжения

| Тип прибора                          | Выходное напряжение (тип.), В | Температура * | Коэффициент стабилизации по питающему напряжению (макс.), мВ | Коэффициент стабилизации по нагрузке (макс.), мВ | Коэффициент подавления пульсаций (мин.), дБ | Статический ток, мА | Диапазон входного напряжения, В | Перепад напряжения (тип.), В |
|--------------------------------------|-------------------------------|---------------|--------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------|---------------------------------------------|---------------------|---------------------------------|------------------------------|
| Фиксированный, положительная, 100 мА |                               |               |                                                              |                                                  |                                             |                     |                                 |                              |
| 78L26                                | 2,6                           | К             | 100                                                          | 50                                               | 43                                          | 5,5                 | 4,8 ÷ 35                        | 2,2                          |
| 78L05                                | 5,0                           | К             | 150                                                          | 60                                               | 41                                          | 5,5                 | 7,2 ÷ 35                        | 2,2                          |
| 78L62                                | 6,2                           | К             | 175                                                          | 80                                               | 40                                          | 5,5                 | 8,4 ÷ 35                        | 2,2                          |
| 78L82                                | 8,2                           | К             | 175                                                          | 80                                               | 39                                          | 5,5                 | 10,4 ÷ 35                       | 2,2                          |
| 78L09                                | 9,0                           | К             | 188                                                          | 90                                               | 38                                          | 5,5                 | 11,2 ÷ 35                       | 2,2                          |
| 78L12                                | 12                            | К             | 250                                                          | 100                                              | 37                                          | 6,0                 | 14,2 ÷ 35                       | 2,2                          |
| 78L15                                | 15                            | К             | 300                                                          | 150                                              | 34                                          | 6,0                 | 17,2 ÷ 35                       | 2,2                          |
| 78L18                                | 18                            | К             | 300                                                          | 170                                              | 33                                          | 6,0                 | 20,2 ÷ 40                       | 2,2                          |
| 78L24                                | 24                            | К             | 300                                                          | 200                                              | 31                                          | 6,0                 | 26,2 ÷ 40                       | 2,2                          |
| Фиксированный, положительная, 500 мА |                               |               |                                                              |                                                  |                                             |                     |                                 |                              |
| 78M05                                | 5,0                           | В             | 50                                                           | 50                                               | 62                                          | 6,0                 | 8,0 ÷ 35                        | 2,5                          |
| 78M05                                | 5,0                           | К             | 100                                                          | 100                                              | 62                                          | 6,0                 | 7,5 ÷ 35                        | 2,5                          |
| 78M06                                | 6,0                           | В             | 60                                                           | 60                                               | 59                                          | 6,0                 | 9,0 ÷ 35                        | 2,5                          |
| 78M06                                | 6,0                           | К             | 100                                                          | 120                                              | 59                                          | 6,0                 | 8,5 ÷ 35                        | 2,5                          |
| 78M08                                | 8,0                           | В             | 60                                                           | 80                                               | 56                                          | 6,0                 | 11 ÷ 35                         | 2,5                          |
| 78M08                                | 8,0                           | К             | 100                                                          | 160                                              | 56                                          | 6,0                 | 10,5 ÷ 35                       | 2,5                          |
| 78M12                                | 12                            | В             | 60                                                           | 120                                              | 55                                          | 6,0                 | 15 ÷ 35                         | 2,5                          |
| 78M15                                | 15                            | В             | 60                                                           | 150                                              | 54                                          | 6,0                 | 18 ÷ 35                         | 2,5                          |
| 78M15                                | 15                            | К             | 100                                                          | 300                                              | 54                                          | 6,0                 | 17,5 ÷ 35                       | 2,5                          |
| 78M20                                | 20                            | В             | 60                                                           | 200                                              | 53                                          | 6,0                 | 23 ÷ 40                         | 2,5                          |

|                                      |      |   |     |     |     |     |             |     |
|--------------------------------------|------|---|-----|-----|-----|-----|-------------|-----|
| 78M20                                | 20   | K | 100 | 400 | 53  | 6,0 | 22,5 ÷ 40   | 2,5 |
| 78M24                                | 24   | B | 60  | 240 | 50  | 6,0 | 27 ÷ 40     | 2,5 |
| 78M24                                | 24   | K | 100 | 480 | 50  | 6,0 | 26,5 ÷ 40   | 2,5 |
| Фиксированный, отрицательная, 500 мА |      |   |     |     |     |     |             |     |
| 79M05                                | -5,0 | B | 50  | 100 | 54  | 2,0 | -7,5 ÷ -35  | 2,5 |
| 79M05                                | -5,0 | K | 50  | 100 | 54  | 2,0 | -7,3 ÷ -35  | 2,3 |
| 79M06                                | -6,0 | B | 60  | 120 | 54  | 2,0 | -8,5 ÷ -35  | 2,5 |
| 79M06                                | -6,0 | K | 60  | 120 | 54  | 2,0 | -8,3 ÷ -35  | 2,3 |
| 79M08                                | -8,0 | B | 80  | 160 | 54  | 2,0 | -10,5 ÷ -35 | 2,5 |
| 79M08                                | -8,0 | K | 80  | 160 | 54  | 2,0 | -10,3 ÷ -35 | 2,3 |
| 79M12                                | -12  | B | 80  | 240 | 54  | 3,0 | -14,5 ÷ -35 | 2,5 |
| 79M12                                | -12  | K | 80  | 240 | 54  | 3,0 | -14,3 ÷ -35 | 2,3 |
| 79M15                                | -15  | B | 80  | 240 | 54  | 3,0 | -17,5 ÷ -35 | 2,5 |
| 79M15                                | -15  | K | 80  | 240 | 54  | 3,0 | -17,3 ÷ -35 | 2,3 |
| 79M20                                | -20  | B | 80  | 300 | 54  | 3,5 | -22,5 ÷ -40 | 2,5 |
| 79M20                                | -20  | K | 80  | 300 | 54  | 3,5 | -22,3 ÷ -40 | 2,3 |
| 79M24                                | -24  | B | 80  | 300 | 54  | 3,5 | -26,5 ÷ -40 | 2,5 |
| 79M24                                | -24  | K | 80  | 300 | 54  | 3,5 | -26,3 ÷ -40 | 2,3 |
| Фиксированный, отрицательная, 3,0 А  |      |   |     |     |     |     |             |     |
| LM145                                | -5,0 | B | 15  | 75  | 66  | 3,0 | -20         | 2,8 |
| LM345                                | -5,0 | K | 25  | 100 | 66  | 3,0 | -20         | 2,8 |
| Фиксированный, положительная, 1,0 А  |      |   |     |     |     |     |             |     |
| 7805                                 | 5,0  | B | 50  | 50  | 68  | 6,0 | 8,0 ÷ 35    | 3,0 |
| 7805                                 | 5,0  | K | 100 | 100 | 62  | 8,0 | 7,5 ÷ 35    | 2,5 |
| LM309                                | 5,0  | K | 50  | 100 | ... | 10  | 7,0 ÷ 35    | 2,0 |

Продолжение

| Тип прибора | Выходное напряжение (тип), В | Температура * | Коэффициент стабилизации по питающему напряжению (макс.), мВ | Коэффициент стабилизации по нагрузке (макс.), мВ | Коэффициент подавления пульсаций (мин.), дБ | Статический ток, мА | Диапазон входного напряжения, В | Перепад напряжения (тип), В |
|-------------|------------------------------|---------------|--------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------|---------------------------------------------|---------------------|---------------------------------|-----------------------------|
| LM309       | 5,0                          | В             | 50                                                           | 100                                              | ...                                         | 10                  | 7,0 ÷ 35                        | 2,0                         |
| 7806        | 6,0                          | В             | 60                                                           | 60                                               | 65                                          | 6,0                 | 9,0 ÷ 35                        | 3,0                         |
| 7806        | 6,0                          | К             | 120                                                          | 120                                              | 59                                          | 8,0                 | 8,5 ÷ 35                        | 2,5                         |
| 7808        | 8,0                          | В             | 80                                                           | 80                                               | 62                                          | 6,0                 | 11 ÷ 35                         | 3,0                         |
| 7808        | 8,0                          | К             | 160                                                          | 160                                              | 56                                          | 8,0                 | 10,5 ÷ 35                       | 2,5                         |
| 7885        | 8,5                          | В             | 85                                                           | 85                                               | 60                                          | 6,0                 | 11,5 ÷ 35                       | 3,0                         |
| 7885        | 8,5                          | К             | 170                                                          | 170                                              | 54                                          | 8,0                 | 11 ÷ 35                         | 2,5                         |
| 7812        | 12                           | В             | 120                                                          | 120                                              | 61                                          | 6,0                 | 15 ÷ 35                         | 3,0                         |
| 7812        | 12                           | К             | 240                                                          | 240                                              | 55                                          | 8,0                 | 14,5 ÷ 35                       | 2,5                         |
| 7815        | 15                           | В             | 150                                                          | 150                                              | 60                                          | 6,0                 | 18 ÷ 35                         | 3,0                         |
| 7815        | 15                           | К             | 300                                                          | 300                                              | 54                                          | 8,0                 | 17,5 ÷ 35                       | 2,5                         |
| 7818        | 18                           | В             | 180                                                          | 180                                              | 59                                          | 6,0                 | 21 ÷ 35                         | 3,0                         |
| 7818        | 18                           | К             | 360                                                          | 360                                              | 53                                          | 8,0                 | 20,5 ÷ 35                       | 2,5                         |
| 7824        | 24                           | В             | 240                                                          | 240                                              | 56                                          | 6,0                 | 27 ÷ 40                         | 3,0                         |
| 7824        | 24                           | К             | 480                                                          | 480                                              | 50                                          | 8,0                 | 26,5 ÷ 40                       | 2,5                         |

Фиксированный, отрицательная, 10 А

|      |      |   |     |     |    |     |            |     |
|------|------|---|-----|-----|----|-----|------------|-----|
| 7905 | -5,0 | В | 50  | 50  | 54 | 2,0 | -7,8 ÷ -35 | 2,8 |
| 7905 | -5,0 | К | 100 | 100 | 54 | 2,0 | -7,3 ÷ -35 | 2,3 |
| 7906 | -6,0 | В | 60  | 60  | 54 | 2,0 | -8,8 ÷ -35 | 2,8 |



|      |      |   |     |    |     |             |     |
|------|------|---|-----|----|-----|-------------|-----|
| 7906 | —6,0 | К | 120 | 54 | 2,0 | —8,3 ÷ —35  | 2,3 |
| 7908 | —8,0 | В | 80  | 54 | 2,0 | —10,8 ÷ —35 | 2,8 |
| 7908 | —8,0 | К | 160 | 54 | 2,0 | —10,2 ÷ —35 | 2,3 |
| 7912 | —12  | В | 120 | 54 | 3,0 | —14,8 ÷ —35 | 2,8 |
| 7912 | —12  | К | 240 | 54 | 3,0 | —14,3 ÷ —35 | 2,3 |
| 7915 | —15  | В | 150 | 54 | 3,0 | —17,8 ÷ —35 | 2,8 |
| 7915 | —15  | К | 300 | 54 | 3,0 | —17,3 ÷ —35 | 2,3 |
| 7918 | —18  | В | 180 | 54 | 3,0 | —20,8 ÷ —35 | 2,8 |
| 7918 | —18  | К | 360 | 54 | 3,0 | —20,3 ÷ —35 | 2,3 |
| 7924 | —24  | В | 240 | 54 | 3,0 | —26,8 ÷ —40 | 2,8 |
| 7924 | —24  | К | 480 | 54 | 3,0 | —26,3 ÷ —40 | 2,3 |

Фиксированный, положительная, 2,0 А

|        |      |   |     |    |     |         |     |
|--------|------|---|-----|----|-----|---------|-----|
| UA78CB | 13,8 | К | 150 | 50 | 8,0 | 17 ÷ 25 | 2,5 |
|--------|------|---|-----|----|-----|---------|-----|

Фиксированный, положительная, 3,0 А

|       |     |   |    |     |    |          |     |
|-------|-----|---|----|-----|----|----------|-----|
| LM123 | 5,0 | В | 25 | 100 | 20 | 7,5 ÷ 20 | 2,5 |
| LM223 | 5,0 | В | 25 | 100 | 20 | 7,5 ÷ 20 | 2,5 |
| LM323 | 5,0 | К | 25 | 100 | 20 | 7,5 ÷ 20 | 2,5 |

Фиксированный, положительная, 5,0 А

|        |     |      |     |     |    |           |     |
|--------|-----|------|-----|-----|----|-----------|-----|
| 78H05  | 5,0 | К, В | 120 | 50  | 60 | 8,5 ÷ 25  | 3,5 |
| 78H05A | 5,0 | К, В | 25  | 50  | 60 | 7,8 ÷ 25  | 2,3 |
| 78H12  | 12  | К    | ... | 120 | 60 | 15,5 ÷ 25 | 3,5 |
| 78H15  | 15  | К    | 30  | 30  | 60 | 18,5 ÷ 25 | ... |

Диапазон рабочих температур перехода: К — коммерческие приборы (от 0 до 125°C); В — расширенный для приборов военного назначения (от —55 до 150°C)

Таблица 5.5. Регулируемые стабилизаторы напряжения

| Тип прибора                 | Выходной ток, мА | Диапазон выходного напряжения, В | Температура * | Коэффициент стабилизации по питанию, % $V_{вых}$ | Коэффициент стабилизации по нагрузке, % $V_{вых}$ | Коэффициент подавления пульсаций, дБ | Статический ток, мА | Диапазон входного напряжения, В | Перепад напряжений, В |
|-----------------------------|------------------|----------------------------------|---------------|--------------------------------------------------|---------------------------------------------------|--------------------------------------|---------------------|---------------------------------|-----------------------|
| Положительный, регулируемый |                  |                                  |               |                                                  |                                                   |                                      |                     |                                 |                       |
| LM105                       | 12               | 4,5 ÷ 30                         | В             | 0,06                                             | 0,1                                               | 1,0                                  | 2,0                 | 8,5 ÷ 50                        | 3,0                   |
| LM305                       | 12               | 4,5 ÷ 30                         | К             | 0,06                                             | 0,1                                               | 1,0                                  | 2,0                 | 8,5 ÷ 40                        | 3,0                   |
| LM375                       | 25               | 5,0 ÷ 37                         | К             | 0,1                                              | 0,5                                               | 1,0                                  | 2,5                 | 9,0 ÷ 40                        | 3,0                   |
| LM305A                      | 45               | 4,5 ÷ 40                         | К             | 0,06                                             | 0,4                                               | ...                                  | 2,0                 | 8,5 ÷ 50                        | 3,0                   |
| LM723                       | 150              | 2,0 ÷ 37                         | В             | 0,3                                              | 0,15                                              | 58                                   | 3,5                 | 9,5 ÷ 40                        | 3,0                   |
| LM723                       | 150              | 2,0 ÷ 37                         | К             | 0,5                                              | 0,2                                               | 58                                   | 4,0                 | 9,5 ÷ 40                        | 3,0                   |
| 78MG                        | 500              | 5,0 ÷ 30                         | В             | 1,0                                              | 1,0                                               | 62                                   | 5,0                 | 7,5 ÷ 40                        | 3,0                   |
| 78MG                        | 500              | 5,0 ÷ 30                         | К             | 1,0                                              | 1,0                                               | 62                                   | 5,0                 | 7,5 ÷ 40                        | 2,5                   |
| 78G                         | 1000             | 5,0 ÷ 30                         | В             | 1,0                                              | 1,0                                               | 62                                   | 5,0                 | 7,5 ÷ 40                        | 3,0                   |
| 78G                         | 1000             | 5,0 ÷ 30                         | К             | 1,0                                              | 1,0                                               | 66                                   | 10,0                | 3 ÷ 40                          | 1,5                   |
| LM117                       | 1500             | 1,2 ÷ 37                         | В             | 0,01                                             | 0,1                                               | 66                                   | 10,0                | 3 ÷ 40                          | 1,5                   |
| LM317                       | 1500             | 1,2 ÷ 37                         | К             | 0,01                                             | 0,1                                               | 66                                   | 10,0                | 3 ÷ 40                          | 2,2                   |
| LM150                       | 3000             | 1,2 ÷ 33                         | В             | 0,01                                             | 0,3                                               | 66                                   | 5,0                 | 35                              | 2,2                   |
| LM350                       | 3000             | 1,2 ÷ 33                         | К             | 0,03                                             | 0,5                                               | 66                                   | 10,5                | 35                              | 2,6                   |
| LM138                       | 5000             | 1,2 ÷ 32                         | В             | 0,01                                             | 0,3                                               | 60                                   | 5,0                 | 35                              | 2,6                   |
| LM338                       | 5000             | 1,2 ÷ 32                         | К             | 0,03                                             | 0,5                                               | 60                                   | 10,0                | 35                              | 3,5                   |
| 78HG                        | 5000             | 5,0 ÷ 24                         | К             | 1,0                                              | 1,0                                               | 60                                   | 10,0                | 8,5 ÷ 25                        | 3,5                   |
| LM196                       | 10000            | 1,25 ÷ 15                        | В             | 0,01                                             | 1,0                                               | 60                                   | 10,0                | 20                              | 2,75                  |
| LM396                       | 10000            | 1,25 ÷ 15                        | К             | 0,02                                             | 1,0                                               | 60                                   | 10,0                | 20                              | 2,75                  |
| Отрицательный, регулируемый |                  |                                  |               |                                                  |                                                   |                                      |                     |                                 |                       |
| LM104                       | 25               | -0,15 ÷ -40                      | В             | 0,1                                              | 5 мВ                                              | 1,0                                  | 5,0                 | -8,0 ÷ -50                      | 2,0                   |
| LM304                       | 25               | -0,035 ÷ -30                     | К             | 0,1                                              | 5 мВ                                              | 1,0                                  | 5,0                 | -8,0 ÷ -40                      | 2,0                   |
| 79MG                        | 500              | -2,25 ÷ -30                      | В             | 1,0                                              | 1,0                                               | 50                                   | 2,5                 | -7,0 ÷ -30                      | 2,5                   |

|       |       |             |      |      |     |    |     |            |     |
|-------|-------|-------------|------|------|-----|----|-----|------------|-----|
| 79MG  | 500   | -2,23 ÷ -30 | K    | 1,0  | 1,0 | 50 | 2,5 | -7,0 ÷ -30 | 2,3 |
| 79G   | 1 000 | -2,23 ÷ -30 | B    | 1,0  | 2,0 | 50 | 2,0 | -7,0 ÷ -40 | 2,8 |
| 79G   | 1 000 | -2,23 ÷ -30 | K    | 1,0  | 2,0 | 50 | 2,0 | -7,0 ÷ -40 | 2,3 |
| LM137 | 1 500 | -1,2 ÷ 37   | B    | 0,02 | 1,0 | 66 | 3,0 | -40        | 1,8 |
| LM337 | 1 500 | -1,2 ÷ 37   | K    | 0,04 | 1,0 | 66 | 6,0 | -40        | 1,8 |
| 79GH  | 5 000 | -2,25 ÷ -24 | K, B | 1,0  | 1,0 | 50 | 5,0 | -7,0 ÷ -40 | 2,0 |

\* Примечание см. в табл. 5.4.

Таблица 5.6. Стабилизаторы специального назначения

| Тип прибора | Функция                                  | Диапазон входного напряжения, В | Диапазон выходного напряжения, В | Выходной ток (макс.), А | Коэффициент стабилизации по питающему напряжению, % | Коэффициент стабилизации по нагрузке, % | Статический ток, мА | Коэффициент подавления пульсаций, дБ | Перепад напряжений, В |
|-------------|------------------------------------------|---------------------------------|----------------------------------|-------------------------|-----------------------------------------------------|-----------------------------------------|---------------------|--------------------------------------|-----------------------|
| LM325       | Двухполярный, сопряженный                | ±30                             | ±15                              | 100                     | 0,06                                                | 0,06                                    | 8                   | 66                                   | 2,0                   |
| LM326       | То же                                    | ±30                             | ±12                              | 100                     | 0,06                                                | 0,06                                    | 8                   | 66                                   | 2,0                   |
| LM2930      | Стабилизатор с малым напряжением перепая | 26                              | 5                                | 150                     | 0,2                                                 | 1                                       | 1                   | 66                                   | 0,6                   |
| LM2931      | То же                                    | 26                              | 3 ÷ 24                           | 150                     | 0,2                                                 | 1                                       | 1                   | 66                                   | 0,6                   |

Таблица 5.7. Импульсные стабилизаторы

| Фирма             | Тип прибора | Диапазон входного напряжения, В | Структура выхода            | Выходной ток, мА | Частотный диапазон автогенератора |
|-------------------|-------------|---------------------------------|-----------------------------|------------------|-----------------------------------|
| Fairchild         | 78540       | 2,5 ÷ 40                        | Несимметричная              | 1 А (макс.)      | Не применяется                    |
| Ferranti          | ZN1066      | +5                              | Двухтактная, единственная   | 120              | 0,5 Гц ÷ 500 кГц                  |
| Motorola          | MC3420      | 10 ÷ 30                         | Двухтактная                 | 50               | 500 Гц ÷ 100 кГц                  |
| Philips           | ТДА1060     | 10 ÷ 30 <sup>1)</sup>           | Единственная                | 40               | 50 Гц ÷ 100 кГц                   |
| Signetics         | NE5560      | 10 ÷ 30 <sup>1)</sup>           | »                           | 40               | 50 Гц ÷ 100 кГц                   |
|                   | NE5561      | 10 ÷ 30 <sup>1)</sup>           | »                           | 40               | 50 Гц ÷ 100 кГц                   |
|                   | NE5562      | 10 ÷ 30 <sup>1)</sup>           | Единственная, двухтактная   | 40<br>100        | 50 Гц ÷ 500 кГц                   |
|                   | NE5563      | 10 ÷ 30 <sup>1)</sup>           | То же                       | 40<br>100        | 50 Гц ÷ 500 кГц                   |
|                   | SG3524      | 8 ÷ 40                          | Двухтактная                 | 100              | 300 кГц                           |
| Silicon General   | SG3525      | 8 ÷ 35                          | »                           | 200              | 100 Гц ÷ 400 кГц                  |
|                   | SG3526      | 8 ÷ 35                          | Двухтактная, несимметричная | 100              | 1 Гц ÷ 400 кГц                    |
| Texas Instruments | TL494       | 7 ÷ 40                          | То же                       | 125              | Не применяется                    |
|                   | TL497       | 7 ÷ 40                          | Единственная                | 500              | » »                               |

<sup>1)</sup> При  $V_{CC} > 18$  В прибор должен функционировать в режиме питания током.

<sup>2)</sup> NE5562 и NE5563 имеют способность ~~накапливать~~ число точек перегрузки по току за единицу времени.

\* Реализуется внешней цепью

| Диапазон<br>регули-<br>ровки<br>рабочего<br>цикла, % | Дистан-<br>ционное<br>включе-<br>ние | Плав-<br>ное<br>включе-<br>ние | Возмож-<br>ность<br>работы<br>при<br>питании<br>током | Считы-<br>вание<br>тока<br>пере-<br>грузки | Ограни-<br>чение<br>тока<br>между<br>циклами | Считы-<br>вание<br>напря-<br>жения<br>пере-<br>грузки | Грубое<br>считы-<br>вание<br>шины | Внутрен-<br>няя<br>защита<br>усили-<br>теля<br>ошибки |
|------------------------------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------|-------------------------------------------------------|--------------------------------------------|----------------------------------------------|-------------------------------------------------------|-----------------------------------|-------------------------------------------------------|
| Не приме-<br>няется                                  | Нет                                  | Нет                            | Нет                                                   | Да                                         | Нет                                          | Нет                                                   | Нет                               | Нет                                                   |
| 0 ÷ 100                                              | Да                                   | Да                             | »                                                     | »                                          | Да                                           | Да                                                    | »                                 | »                                                     |
| 0 ÷ 100                                              | »                                    | *                              | »                                                     | *                                          | Нет                                          | *                                                     | »                                 | »                                                     |
| 0 ÷ 98                                               | »                                    | Да                             | Да                                                    | Да                                         | Да                                           | Да                                                    | »                                 | Да                                                    |
| 0 ÷ 98                                               | »                                    | »                              | »                                                     | »                                          | »                                            | »                                                     | »                                 | »                                                     |
| 0 ÷ 98                                               | Нет                                  | *                              | »                                                     | Нет                                        | Нет                                          | Нет                                                   | »                                 | »                                                     |
| 0 ÷ 98                                               | Да                                   | Да                             | »                                                     | Да <sup>2)</sup>                           | Да                                           | Да                                                    | Да                                | »                                                     |
| 0 ÷ 98                                               | »                                    | »                              | »                                                     | »                                          | »                                            | »                                                     | »                                 | »                                                     |
| 0 ÷ 45                                               | »                                    | Нет                            | Нет                                                   | »                                          | Нет                                          | Нет                                                   | Нет                               | Нет                                                   |
| 0 ÷ 45                                               | »                                    | Да                             | »                                                     | Нет                                        | »                                            | »                                                     | »                                 | »                                                     |
| 3 ÷ 50                                               | »                                    | »                              | »                                                     | »                                          | »                                            | »                                                     | Да                                | »                                                     |
| Не приме-<br>няется                                  | Нет                                  | Нет                            | »                                                     | »                                          | »                                            | Да                                                    | »                                 | »                                                     |
| То же                                                | Да                                   | Да                             | »                                                     | »                                          | »                                            | »                                                     | »                                 | »                                                     |

■ нцу времени.

## Глава 6

---

# АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ И ЦИФРО-АНАЛОГОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

*П. Брэдшо<sup>1)</sup>*

### 6.1. ВВЕДЕНИЕ

Аналого-цифровое преобразование — это преобразование аналоговых сигналов в цифровую форму, а цифро-аналоговое преобразование — получение сигнала в аналоговом виде из цифровых данных. Аналоговые сигналы могут быть представлены в виде напряжения и тока, в то время как цифровые сигналы — в двоичном виде: либо в прямом, либо в двоично-десятичном коде. В разработках, связанных с применением устройств отображения, в частности при аналого-цифровом преобразовании, цифровые сигналы часто выводятся в формате, пригодном для непосредственного управления устройством отображения с целью получения семисегментного изображения или шкальной индикации. Очевидно, возможны и другие форматы, такие, как точечные матрицы, не имеющие пока широкого распространения. Соотношение между значениями аналогового сигнала и соответствующего ему цифрового сигнала может быть линейным, хотя в ряде случаев требуется установить между ними и определенное нелинейное соотношение.

Такие ступени преобразования часто включают в более сложные системы для измерений и управления. Этими системами выполняется широкий круг сложных задач. Возможно, что среди наиболее простых устройств можно было бы назвать цифровые мультиметры, в которых, как показано на рис. 6.1, аналого-цифровой преобразователь дополняется несколькими резисторами и ключами, обеспечивающими изменение диапазона измерений, выходным индикатором, источниками питания или батареями. Гораздо более сложные устройства могут быть представлены си-

---

<sup>1)</sup> Peter D. Bradshaw, Director of Advanced Applications, Array Technology Inc., San Jose, Calif. (Когда писалась эта глава, автор работал в фирме Intersil Inc.)

стемами управления производственными процессами, применяемыми на нефтеперерабатывающих заводах, бумажных комбинатах, электростанциях и т. п. (рис. 6.2).

Широкие возможности и низкая стоимость цифровой передачи информации приводят к пересмотру принципов построения традиционных аналоговых систем. Высококачественные системы звуковоспроизведения для широкого потребителя могут быть коренным образом перестроены путем введения в них устройств цифровой записи и воспроизведения, и при этом стоимость таких

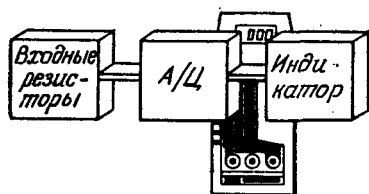


Рис. 6.1. Цифровой мультиметр.

систем будет составлять лишь малую часть стоимости профессиональных систем, разработанных всего несколько лет назад. Цифровая обработка сигналов широко применяется в телевидении для обработки видеосигналов. Те же самые причины побуждают к проведению глубоких изменений в телефонной связи (рис. 6.3).

В эти разветвленные системы помимо цифро-аналоговых и аналого-цифровых преобразователей, являющихся ключевыми элементами системы, входят вычислительные машины, сети линий передач с возможностью их коммутации, временные и долговременные запоминающие устройства и многое другое. Число и размеры элементов этой части системы могут в значительной степени превышать, а в ряде случаев просто подавлять число и размеры той части системы, в которую входят элементы аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования. Тем не менее качество информации в такой системе, особенно если в ее центральной части применяются цифровые сигналы, определяется точностью и возможностями именно этого ключевого участка системы.

Следует заметить, что, хотя этот справочник не призван быть таким же занимательным, как детектив в нескольких частях, рассмотрение различных элементов системы будет проводиться несколько возможно логически последовательно, с тем чтобы «ключевые» элементы подсистем описывались в главе раньше, чем сама подсистема, а второстепенные элементы (которые несложно разработать и (или) которые влияют на параметры системы в меньшей степени) будут рассматриваться ниже. При

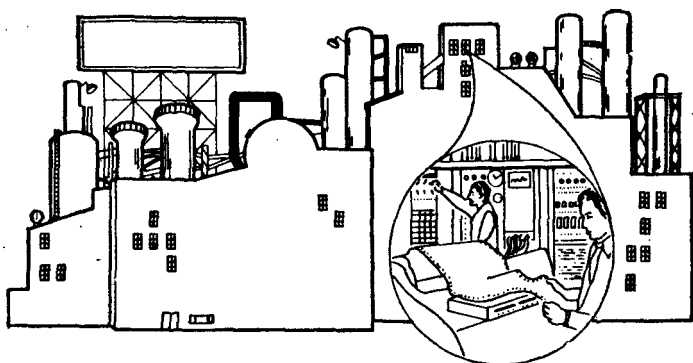


Рис. 6.2. Система управления производственным процессом.

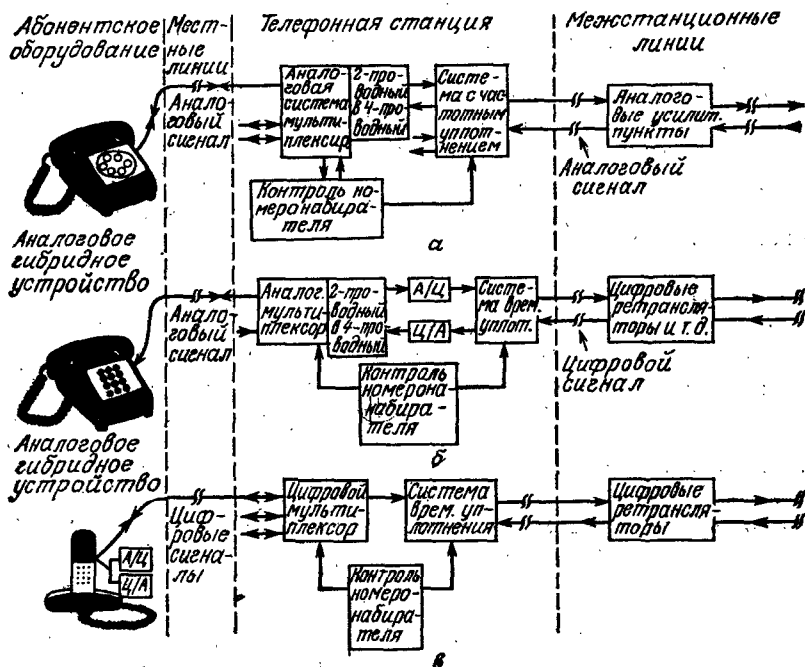


Рис. 6.3. Развитие телефонной системы. Традиционная система (а) (сигнал представлен в аналоговом виде); современная система (б) (между телефонными станциями сигнал представлен в цифровом виде); телефонная система будущего (в) (сигнал представлен в цифровом виде между абонентами).



отступлении от такого плана изложения описание элементов будет производиться в порядке, определяемом последовательностью прохождения сигнала через эти элементы в большей части практических схем.

## 6.2. ПРИНЦИПЫ ЦИФРО-АНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Преобразование цифрового сигнала в соответствующий ему аналоговый сигнал (ток или напряжение) на выходе устройства может осуществляться несколькими методами. В первом приближении их можно разделить на статические методы и методы временного разделения. В статических методах цифровой сигнал постоянно (при фиксированном входном цифровом сигнале) замыкает ряд ключей, управляющих токами или напряжениями. В методах временного разделения ключ замыкается в динамическом режиме таким образом, чтобы среднее значение тока или напряжения за значительное время соответствовало требуемому значению. Каждый из методов имеет определенные преимущества и недостатки и будет рассмотрен отдельно. Дальнейшее разделение связано с тем, является ли коммутируемой величиной ток или напряжение, а также является ли источник опорного сигнала внутренним («полный ЦАП») или внешним («умножающий ЦАП»).

### 6.2а. ЦАП с коммутацией тока

Этот тип ЦАП характеризуется наличием ряда источников тока, которые могут быть подключены к выходной шине. Каждый источник тока соответствует одному разряду входного кода. Простой 4-разрядный ЦАП этого типа приведен на рис. 6.4. Возможно несколько способов получения относительных весов источников тока, соответствующих разным разрядам. Один из них, показанный на рис. 6.4, заключается в использовании двоично-взвешенных резисторов, позволяющих получить двоично-взвешенные токи коллекторов транзисторов  $Q_7 - Q_{10}$ . Эти токи коммутируются либо на выход, либо на шину питания через входную шину управления и транзисторы  $Q_1 - Q_4$ . Пятый источник тока  $Q_6$  служит для создания соответствующего уровня опорного сигнала через операционный усилитель  $A_1$ , резистор  $R_s$  и источник опорного напряжения  $V_{оп}$ . Операционный усилитель управляет базовой шиной транзисторов, обеспечивая необходимый баланс на входе операционного усилителя при (полагая  $V_{см}$  для  $A_1$ )

$$I_Q = (V_{оп} + V_{см.A_1})/R_s = 125 \text{ мкА}. \quad (6.1)$$



чрезвычайно важным условием создания высокоточных аналоговых устройств, в частности ЦАП рассматриваемого типа. Аналогично площадь эмиттера транзистора  $Q_9$  в четыре раза больше площади эмиттера транзистора  $Q_7$ , а резистор в цепи эмиттера в четыре раза меньше; тем самым создается в четыре раза больший ток. Двоичное взвешивание распространяется и на транзистор  $Q_{10}$ , имеющий в восемь раз большую площадь эмиттера, а резистор в цепи эмиттера в восемь раз меньше, чем имеет транзистор  $Q_7$ ; в результате чего ток  $I_{Q_{10}}$  оказывается в восемь раз больше тока  $I_{Q_7}$ . Эти расчеты сделаны, конечно, в предположении, что все цифровые входы находятся в состоянии низкого логического уровня, вследствие чего транзисторы  $Q_1 - Q_4$  закрыты. Если какой-либо цифровой вход имеет высокий логический уровень, то соответствующий ему транзистор из ряда  $Q_1 - Q_4$  замыкает ток элементов источников тока через транзистор  $Q_5$  на источник питания  $V^+$ . Таким образом, выходной ток  $I_{\text{вых}}$  определяется суммой отдельных токов в соответствии с выражением

$$I_{\text{вых}} = D_1 I_{Q_{10}} + D_2 I_{Q_9} + D_3 I_{Q_8} + D_4 I_{Q_7}, \quad (6.3)$$

где  $D_n$  характеризует состояние цифрового входа. Выражение (6.3) можно переписать в другом виде, введя в него значение опорного тока  $I_{Q_6}$ :

$$I_{\text{вых}} = (D_1 \cdot 2^3 + D_2 \cdot 2^2 + D_3 \cdot 2^1 + D_4 \cdot 2^0) I_{Q_6}. \quad (6.4)$$

Подстановка значения  $I_{Q_6}$  из равенства (6.1) дает

$$I_{\text{вых}} = (D_1 \cdot 2^3 + D_2 \cdot 2^2 + D_3 \cdot 2^1 + D_4 \cdot 2^0) (V_{\text{оп}}/R_s), \quad (6.5)$$

где значением входного напряжения смещения  $V_{\text{см}}$   $A_1$  операционного усилителя мы пренебрегли. Заметим, что максимальный выходной ток получается при низком логическом уровне на всех цифровых входах и равен  $(2^4 - 1)I_{Q_6}$ .

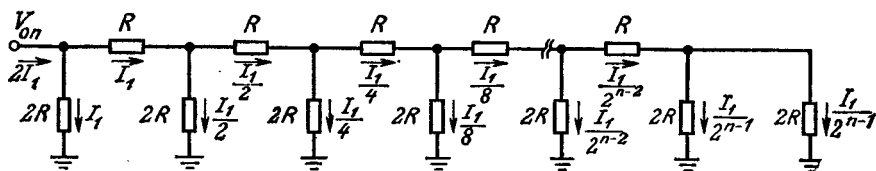


Рис. 6.5. Цепь  $R-2R$  лестничного типа.

Другим способом организации двоично-взвешенных токов является использование резисторной  $R-2R$ -цепи лестничного типа. Принцип действия такой схемы поясняется с помощью рис. 6.5. Заметим, что, как показано на рисунке, конечные точки всех ветвей лестничной цепи должны иметь одинаковый потенциал,

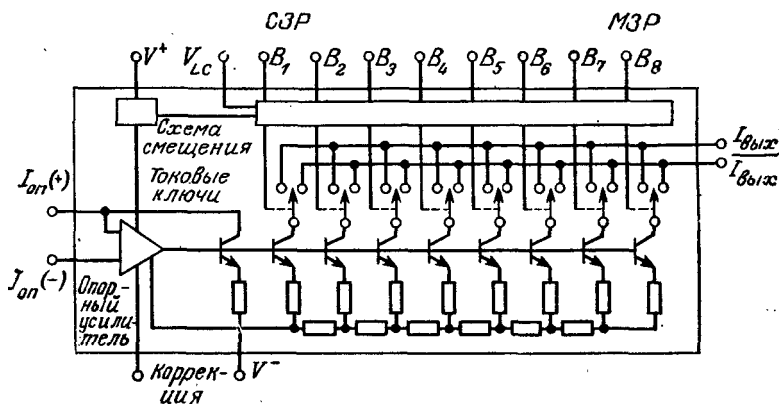


Рис. 6.6. 8-разрядный ЦАП с использованием  $R-2R$ -цепи лестничного типа.

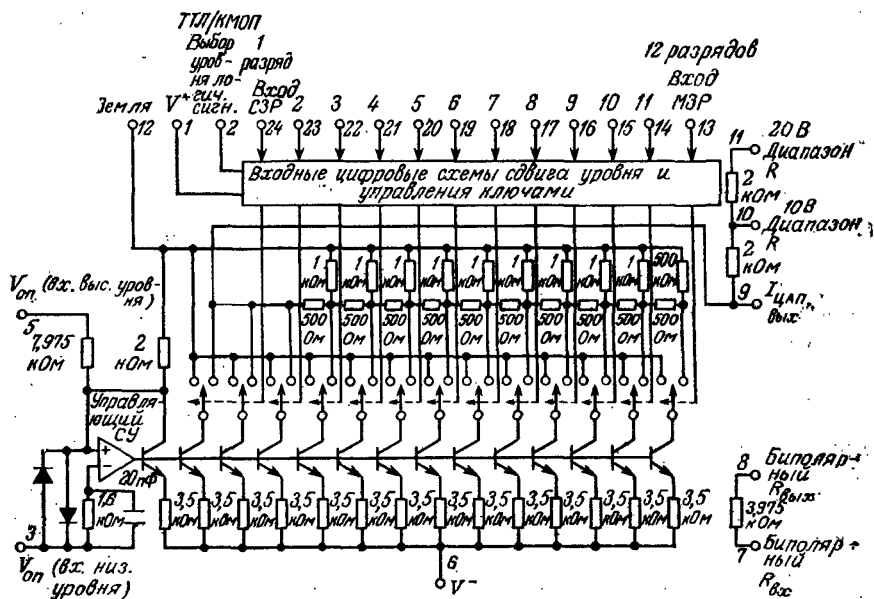


Рис. 6.7. Коммутирование одинаковых токов в  $R-2R$ -цепи лестничного типа.

Если это условие соблюдается, тогда ток в каждом узле делится пополам, так как можно показать, что относительно каждого узла оставшаяся часть цепи, как и сопротивление ветви, имеет сопротивление  $2R$ . Резистор в конце лестничной цепи связан с младшим значащим разрядом. Ток в этой ветви в сумме с общим током, равным  $(2^n - 1)I_{МЗР}$ , в случае активного (включен-

ного) состояния всех ветвей дает, как и ожидалось, общий ток  $2^n I_{\text{МЗР}}$ , где  $n$  — число разрядов, а  $I_{\text{МЗР}}$  — ток младшего значащего разряда. Основным преимуществом такой схемы лестничного типа по отношению к схеме, приведенной на рис. 6.4, является узкий диапазон требуемых значений резисторов (только 2:1 вместо  $2^n$ :1), что облегчает согласование температурных коэффициентов и реализацию резисторов в монолитной схеме.

Требование обеспечения равенства напряжений в конце всех ветвей независимо от того, подключен ли данный разряд к выходу, создает дополнительные трудности при установке источников тока и подключении частей схемы. На рис. 6.6 приведена базовая схема широко распространенного 8-разрядного ЦАП с использованием  $R$ - $2R$ -цепи лестничного типа в источниках тока старших значащих разрядов. Для младших значащих разрядов, точность которых менее существенна, выбрана схема на транзисторах, имеющих требуемое соотношение площадей эмиттеров. Заметим, что в схеме такого типа очень легко получить выход по току как одного, так и другого направления.

Третий способ получения двоичного взвешивания в ЦАП показан на рис. 6.7. В этом случае в узлы лестничной цепи  $R$ - $2R$  с помощью ключей подаются токи одинаковой величины. Выходной ток или напряжение взвешивается в зависимости от расстояния лестничной цепи до места возникновения соответствующего разрядного тока. Величина токов всех разрядов получается достаточно большой, обеспечивая малое время переключения, а значения резисторов в этом случае также находятся в узком диапазоне. Основным недостатком этой схемы является потеря гибкости (отсутствие зависимости выходного тока от значения выходного напряжения), которая присуща схемам на рис. 6.4 и 6.6, и требуется еще одна цепь лестничного типа для получения выхода по току с другим направлением тока. Дополнительное преимущество этой схемы, которое не очень очевидно, заключается в одинаковых размерах токозадающих транзисторов.

## 6.26. ЦАП с коммутацией напряжения

До сих пор рассматривались ЦАП, принцип работы которых основывается на подаче тока в тот или иной узел схемы с помощью ключей. В другой группе ЦАП используется принцип подключения узла к одному или другому узлу, имеющим разные потенциалы. Обобщенная схема ЦАП такого типа приведена на рис. 6.8. Эта схема наиболее эффективна, если для ключей используются полевые транзисторы на МОП-структурах, а для схемы управления — логические схемы КМОП-типа. Такая структура очень подходит для реализации в виде монолитной схемы при условии изготовления резисторов по тонкопленочной

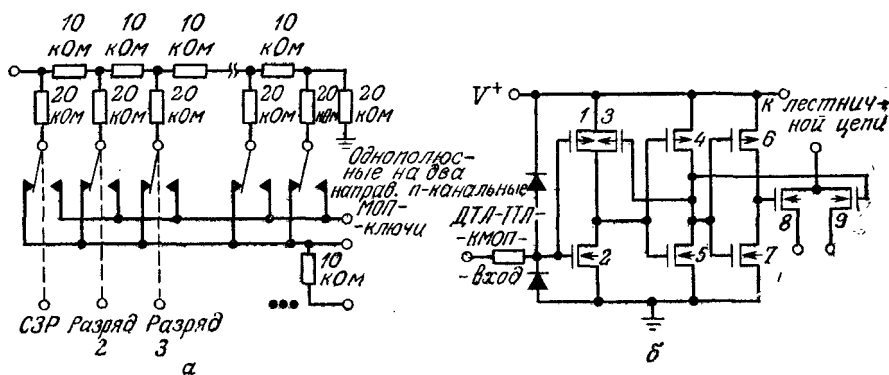


Рис. 6.8. Обобщенная схема ЦАП с коммутацией напряжения. Лестничная цепь и ключи (а); типового ключа и схема управления на КМОП-структуре (б).

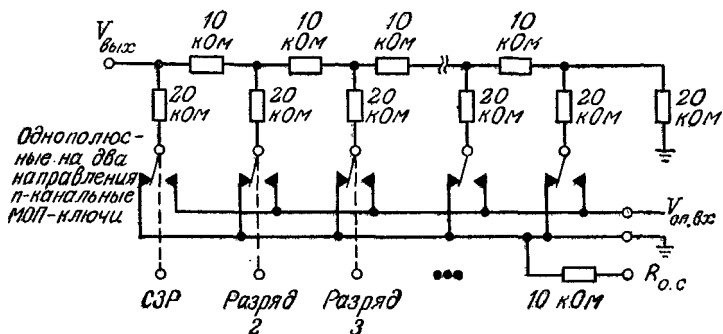


Рис. 6.9. Работа ЦАП по схеме на рис. 6.8 в режиме коммутации напряжения.

технологии. Заметим, что и в этом случае применена  $R-2R$ -цепь лестничного типа. В общем детальная компоновка элементов схемы гораздо разнообразней, чем предварительно здесь рассмотренная. Помимо работы в режиме коммутации напряжения (рис. 6.9) ее можно использовать (и это часто делают) для имитации режима коммутации тока (рис. 6.10). Действительно, нелинейности, обусловленные наличием коммутируемых резисторов в схеме на рис. 6.9, в сильной степени ограничивают ее применение при необходимости получения высокой точности (разрядности). Сопротивление КМОП-ключа зависит от напряжения между затвором и каналом, а напряжение на затворе соответствует уровню логических сигналов, в то время как напряжение на канале определяется двумя узлами.

Схема на рис. 6.10 не имеет указанного недостатка и поэтому широко используется в высокоточных схемах. Однако такая кон-

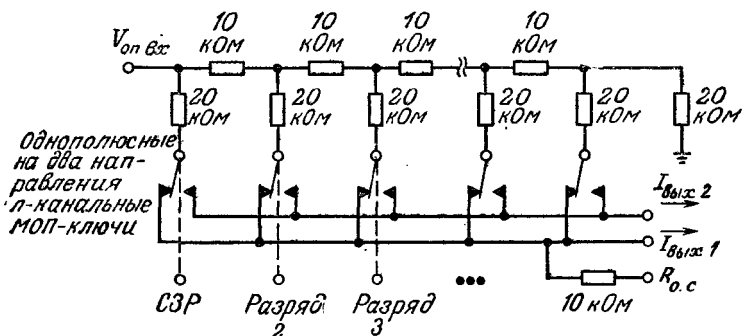


Рис. 6.10. Имитация работы ЦАП по схеме на рис. 6.8 в режиме коммутации токов.

фигурация лишена гибкости по выходу, так как любое напряжение между выходными узлами ветвей будет приводить к серьезным погрешностям токов лестничной цепи. Для решения этой проблемы необходимо использовать достаточно точный операционный усилитель или какую-либо другую активную нагрузку, обеспечивающую «виртуальную землю». Как мы увидим в дальнейшем, такая ситуация является общей при применении ЦАП и не является основным недостатком именно этого типа ЦАП.

## 6.2в. Другие типы ЦАП

Могут быть построены и другие типы ЦАП. Один из наиболее простых — ЦАП с временной коммутацией. Его можно рассматривать как 1-разрядный ЦАП любого из рассмотренных выше типов, но входной сигнал манипулируется так, чтобы на выходе создать требуемый уровень сигнала. Упрощенная схема такого ЦАП приведена на рис. 6.11. Счетчик и регистр управляют соответственно установкой и сбросом  $RS$ -триггера, выход которого, следовательно, находится в состоянии высокого логического уровня — до момента числа тактовых импульсов, определяемых содержимым регистра, и в состоянии низкого логического уровня — на протяжении оставшегося до полного цикла счетчика числа тактовых импульсов. Точность в этом случае ограничена только погрешностями, связанными с выходным переключателем и «дрожанием» тактового импульса (без учета погрешностей, связанных с опорным сигналом; см. разд. 6.2д). Однако в эту схему необходимо ввести фильтр, имеющий большую постоянную времени или большое число полюсов, что даст возможность получить пульсации, значение которых не превышает значения единицы МЗР. При разработках более сложной схемы выходной сигнал можно разбить на небольшие отрезки таким образом,

чтобы число периодов в полном цикле счета, на протяжении которых выходной сигнал соответствует высокому уровню, оставалось тем же самым, но при этом низкочастотные компоненты выходного сигнала чрезвычайно малы и низкий уровень пульсаций обеспечивается простым фильтром, имеющим постоянную времени, лишь немного превышающую время полного цикла счета.

Для управления набором двоично-взвешенных токов, полученных распределением во времени тока постоянной величины, применяется другой способ временной коммутации. В этом случае: на схему со старшего значащего разряда ток поступает в

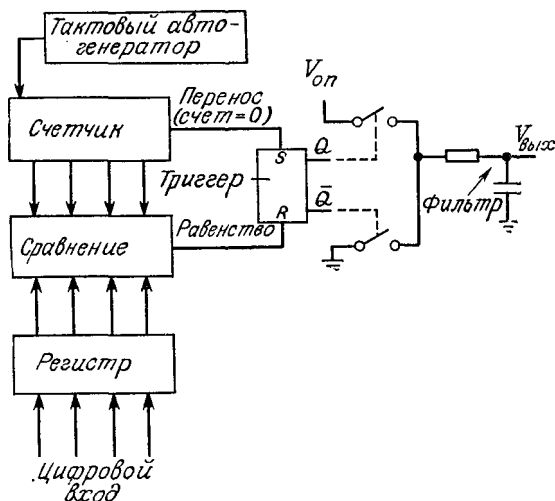


Рис. 6.11. Простой ЦАП с временной коммутацией.

течение половины временного интервала, на схему второго разряда — в течение четверти временного интервала, на схему третьего разряда — в течение восьмой части временного интервала и т. д., и после подачи тока на схему МЗР в течение соответствующей ему части временного интервала через такое же время произойдет сброс схемы. Ток, протекающий в каждой ветви, затем усредняется во времени так, как показано на рис. 6.12, после чего обычным образом происходит коммутация его на выходную шину. В другом варианте схемы ток разделяется на две примерно равные части, которые на каждой двоичной ступени постоянно чередуются (тем самым происходит усреднение погрешности). Недостатком обеих рассмотренных схем является необходимость введения в них схем усреднения, требующих тщательной проработки, однако несомненное их достоинство заклю-





ным образом от отношения емкостей, которое является хорошо регулируемым параметром интегральной схемы. При соответствующем выборе конфигурации группа таких схем может, следовательно, вырабатывать двоично-взвешенные части входного опорного напряжения, а сумма определенных комбинаций позволит получить на выходе требуемое напряжение. Такие схемы в настоящее время используются главным образом в цифровых

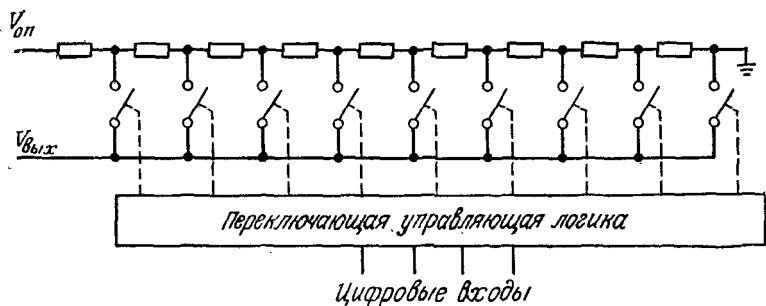


Рис. 6.14. ЦАП на наборе резисторов.

телефонных системах CODEC, имеющих низкую точность, а также при комбинировании фильтров, но в ближайшее время следует ожидать появления достаточно быстродействующих и дешевых устройств, обладающих несколько более высокой точностью.

Очень простой ЦАП, который может быть разработан с помощью набора одинаковых резисторов, приведен на рис. 6.14. Вследствие того что требуется большое число компонентов, этот тип ЦАП пригоден при числе разрядов 8 или меньше и в основном используется в преобразователях последовательного приближения, которые рассматриваются ниже.

## 6.2г. ЦАП с выходом по току и с выходом по напряжению

Следующее важное деление ЦАП основано на том, какой выход он обеспечивает: по току или по напряжению. Очевидно, что ЦАП с коммутацией тока, представленный на рис. 6.4, в своей основе имеет выход по току, в то время как ЦАП, изображенный на рис. 6.9, имеет выход по напряжению. На самом деле картина более сложная. Если точка выхода ЦАП с коммутацией тока (рис. 6.7) остается незамкнутой, то можно говорить о ЦАП с выходом по напряжению, но если эта точка подключена к виртуальной земле, то получается ЦАП с выходом по току. Аналогично ЦАП с коммутацией напряжения, изображенный на рис. 6.8, обеспечивает выход по току в ЦАП, показанном на рис. 6.10,

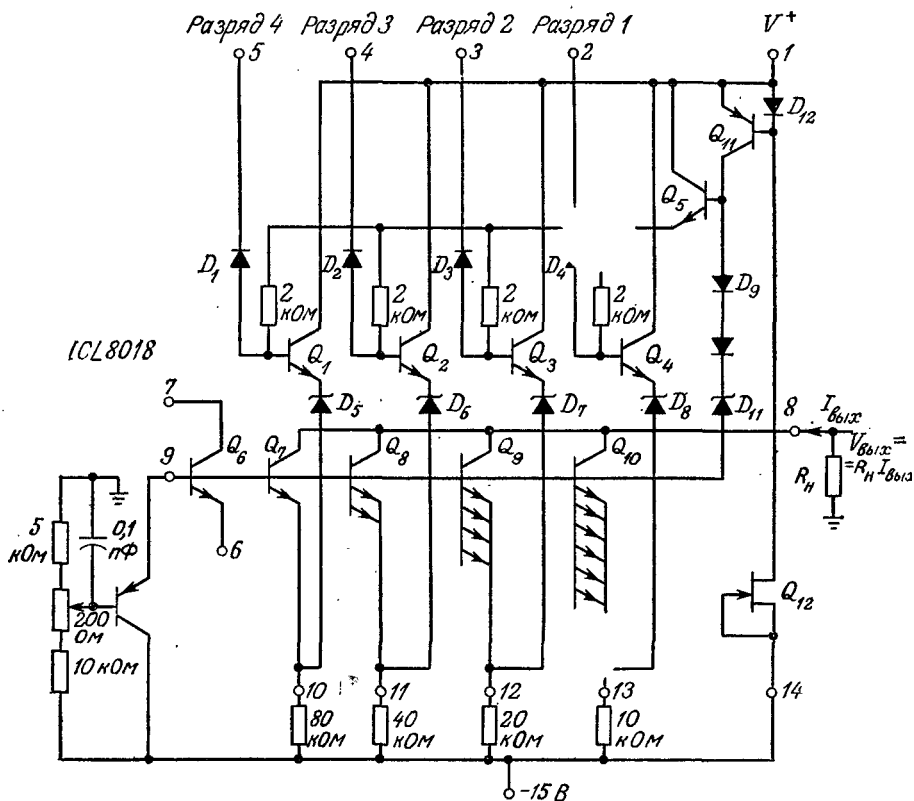


Рис. 6.15. Получение ЦАП с выходом по напряжению из ЦАП с выходом по току.

В общем ЦАП с выходом по току с достаточной отдачей по напряжению (например, рис. 6.4 или 6.6) может стать ЦАП с выходом по напряжению включением резистора нагрузки, как показано на рис. 6.15, и даже если ЦАП имеет плохую отдачу по напряжению (рис. 6.10), то он может быть преобразован в ЦАП, представленный на рис. 6.16, с помощью операционного усилителя и резистора в цепи обратной связи.

Наличие виртуальной земли на инвертирующем входе ОУ позволяет обеспечить высокую точность ЦАП. Точное согласование выходного напряжения и входного напряжения, подаваемого на резисторную матрицу, достигается тем, что в ее состав включается резистор обратной связи. То же самое делается фактически и для всех имеющихся узлов. В устройствах с высокой точностью необходима уверенность в том, что погрешности, созда-

ваемые ОУ, достаточно малы (см. гл. 1). В частности, должны быть учтены входное напряжение смещения, его изменение во

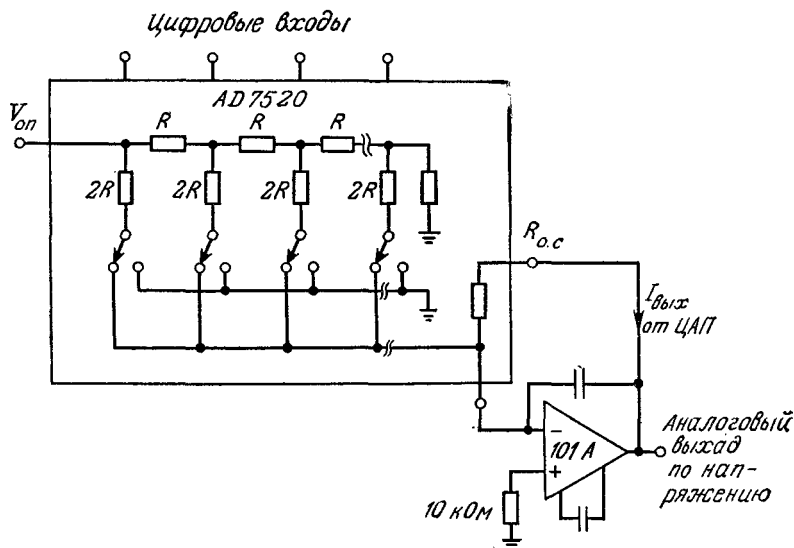
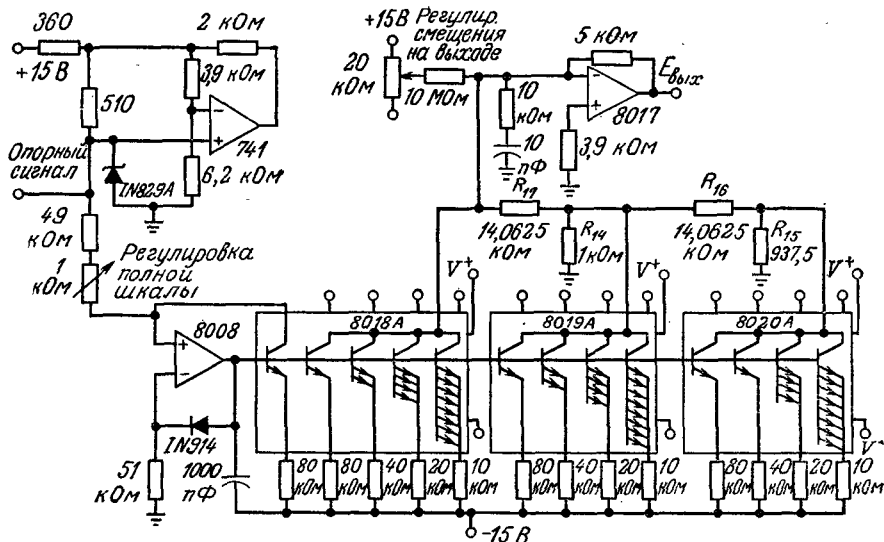


Рис. 6.16. Рассмотрение более трудного случая, чем на рис. 6.15.

времени и при изменении температуры, входной ток, приложенный к выходному сопротивлению потенциально управляемого ЦАП, и погрешности, вызванные конечностью усиления.

## 6.2д. Умножающие ЦАП и полный ЦАП

Рассмотренные выше схемы ЦАП требуют для своей работы внешний источник опорного напряжения  $V_{оп}$  и выходное напряжение или ток, пропорциональные этому напряжению  $V_{оп}$ . В принципе можно было бы разработать ЦАП, которые зависели бы и от опорного тока  $I_{оп}$ , но в том случае, когда требуется, чтобы именно ток был опорным сигналом, в схему вводится резистор обычно в сочетании с ОУ, как показано на рис. 6.17. Преобразователи, в которых нет источника опорного напряжения, обычно называют «умножающими ЦАП», так как функцию преобразования можно рассматривать как умножение входного сигнала, подаваемого на вход  $V_{оп}$ , на цифровую дробь. Хотя на первый взгляд такое название может показаться не более чем проявлением жаргона, существует много применений ЦАП, при которых в качестве опорного сигнала должен выступать внешний сигнал и наличие внутреннего источника опорного сигнала



Примечание: если не оговорено иное, все резисторы указаны по отношению к  $R_1$ . Таблица допусков

|                        |                                            |                      |                            |
|------------------------|--------------------------------------------|----------------------|----------------------------|
| $R_1$ 10 кОм 0,1% абс. | $R_6$ 20 кОм 0,195%                        | $R_{12}$ 40 кОм      | по отношению к $R_{10}$ 1% |
| $R_2$ 20 кОм 0,0122%   | $R_7$ 40 кОм 0,391%                        | $R_{13}$ 80 кОм      | по отношению к $R_{10}$ 1% |
| $R_3$ 40 кОм 0,0244%   | $R_8$ 80 кОм 0,781%                        | $R_{14}$ 1 кОм       | 1% абс.                    |
| $R_4$ 80 кОм 0,0488%   | $R_9$ 81 кОм 0,1%                          | $R_{15}$ 937,5 Ом    | 1% абс.                    |
| $R_5$ 10 кОм 0,096%    | $R_{10}$ 10 кОм 0,5% абс.                  | $R_{16}$ 14,0625 кОм | по отношению к $R_1$ 1%    |
|                        | $R_{11}$ 20 кОм по отношению к $R_{10}$ 1% | $R_{17}$ 14,0625 кОм | по отношению к $R_1$ 0,1%  |

Рис. 6.17. 12-разрядный ЦАП на основе счетверенных переключателей.

создает большие неудобства. На самом деле почти во всех полных ЦАП внутренний источник опорного сигнала выводится вовне на отдельный контакт и вводится вновь в устройство с помощью переключки, благодаря чему создается возможность применения таких ЦАП в упомянутом режиме.

Большинство монолитных схем ЦАП с разрядностью 10 и выше не имеет встроенных источников опорных сигналов. Это объясняется в первую очередь тем, что требования к технологии для получения хороших характеристик ЦАП и для получения хорошего источника опорного напряжения не совсем совпадают. К моменту написания этой главы нет схемы опорного сигнала на КМОП-структуре, которая позволяла бы обеспечить температурный коэффициент достаточно низким для получения 12-разрядной точности во всем умеренном температурном диапазоне, даже при предположении о проведении распространенной в настоящее время лазерной подгонки резисторов при комнатной температуре. Имеющиеся в настоящее время источники опорных

сигналов, выполненные по биполярной технологии и обладающие хорошими температурными коэффициентами, получают с помощью объемных (и дорогостоящих) термотренировок (например, устройства ICL8069, AD580 и т. п.) или путем применения подложек, обладающих в интервале температур постоянной теплоемкостью (например, устройства LM199, ICL8075-9 и т. д.). Ни один из этих методов не может быть использован при разработке более сложных интегральных схем. Большой процент брака полных ЦАП при неодинаковом температурном коэффициенте резко увеличил бы стоимость пригодных ЦАП, в то время как мощность рассеивания и снижение надежности из-за высокого температурного режима ЦАП являются, конечно, нежелательными. В обоих случаях вариант отдельного источника опорного сигнала остается наилучшим до тех пор, пока не появятся такие решения, которые позволят получить в интегральном исполнении более точные и воспроизводимые устройства.

## 6.2е. Некоторые практические примеры ЦАП

Некоторые из рассмотренных выше базовых схем ЦАП являются схемами определенных практических устройств. Так, на рис. 6.6 представлена упрощенная схема 8-разрядного ЦАП типа DAC-08, а на рис. 6.7 — 12-разрядный ЦАП типа HA572. Аналогично рис. 6.8 отражает схему ряда ЦАП типа AD7520/21/30/31 и схему ЦАП типа AD7541 с лазерной подгонкой. Однако во многих выпускаемых устройствах используется сочетание рассмотренных методов, а в ряде других с целью получения некоторых специальных характеристик базовые принципы построения изменены.

Классические модульные и гибридные ЦАП с числом разрядов от 10 до 16 разработаны много лет назад по схеме, близкой к схеме на рис. 6.17, но они до сих пор остаются самыми быстродействующими устройствами среди устройств, имеющих число разрядов 12 и выше. Эта схема представляет собой гибрид схем, приведенных на рис. 6.4 и 6.7. Она состоит из счетверенных групп ключей, служащих для получения двоично-взвешенных токов, которые далее суммируются в цепи лестничного типа. Незначительные изменения компонентов цепи позволяют получить десятично-взвешенную функцию и соответственно двоично-десятичный ЦАП (т. е. с двоично-десятичным кодом). Для достижения особого уровня качества можно использовать интегральные микросхемы, продаваемые в комплектах, а согласование интегральных схем различных серий можно осуществить с помощью специальных резисторных матриц с предварительной подгонкой.

Два усовершенствования ЦАП, проведенные в последние годы, значительно повысили точность ЦАП в интегральном ис-



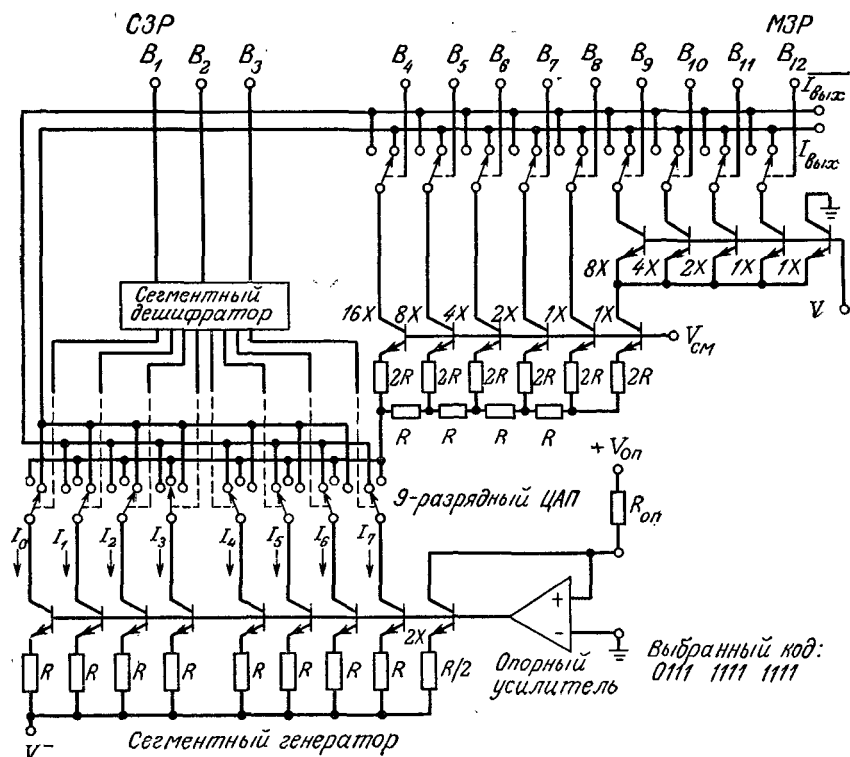


Рис. 6.19. 12-разрядный ЦАП без подгонки.

устройства приведена на рис. 6.18. Заметим, что помимо базового ЦАП КМОП-типа, имеющего стандартную схему, приведенную на рис. 6.8, выпускаются дополнительно еще два небольших ЦАП: один для программной коррекции погрешностей усиления, а другой для коррекции нелинейности основного ЦАП. Хранение сигналов коррекции для каждого значения нескольких старших разрядов позволяет устранить как погрешности, вызванные подсоединением внутренних сопротивлений к одной общей точке суммирования, так и небольшие нелинейности резисторов. В принципе при использовании стираемых ППЗУ (или электронно-стираемых ППЗУ) можно производить коррекцию ухода характеристик с течением времени путем перезаписи сигналов коррекции. Другой особенностью этого ЦАП является подача на СЗР опорного напряжения отдельно от остальных разрядов. Это дает возможность при необходимости получить двухполярный выход инвертированием напряжения, подаваемого на СЗР.



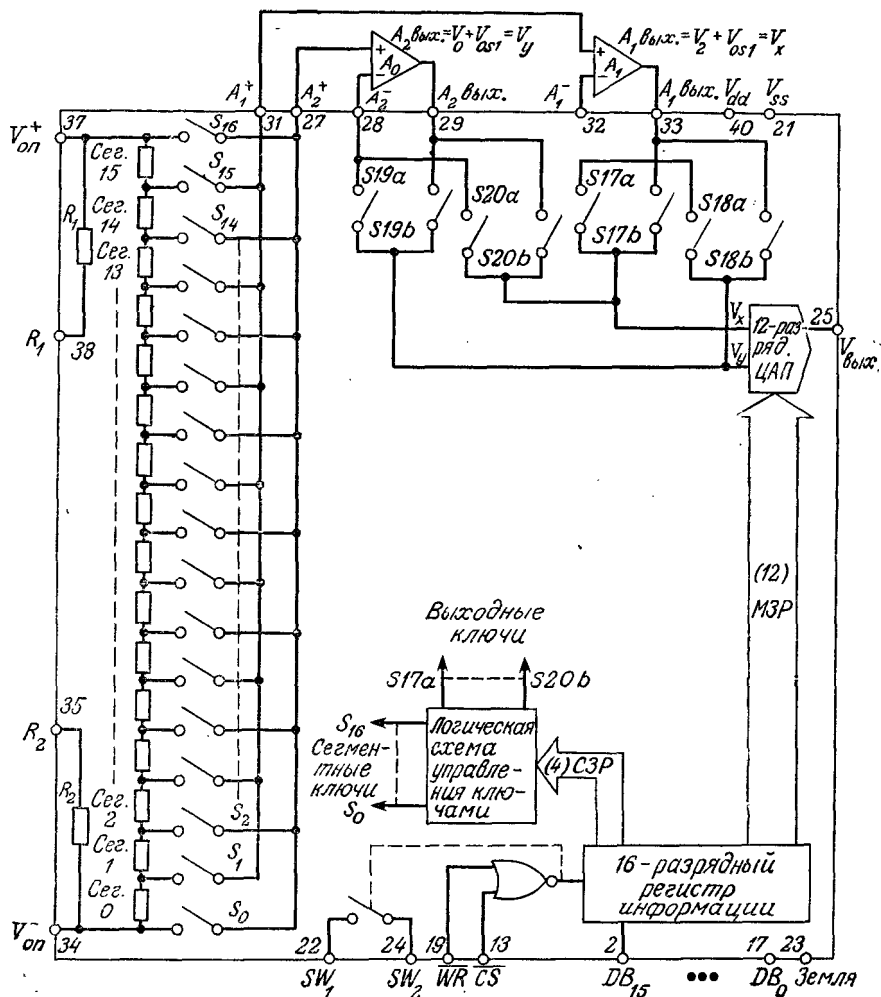


Рис. 6.20. 16-разрядный ЦАП с коммутацией напряжения, имеющий монотонную характеристику.

Разработанные в последнее время устройства на основе новых модифицированных базовых схем ЦАП позволяют получить монотонные характеристики, но при этом, однако, степень нелинейности не всегда получается одной и той же. В устройстве типа АМ6012 это достигается видоизменением схемы рис. 6.5 (рис. 6.19). Источники тока трех старших разрядов заменяются восемью одинаковыми источниками тока. Три этих разряда де-

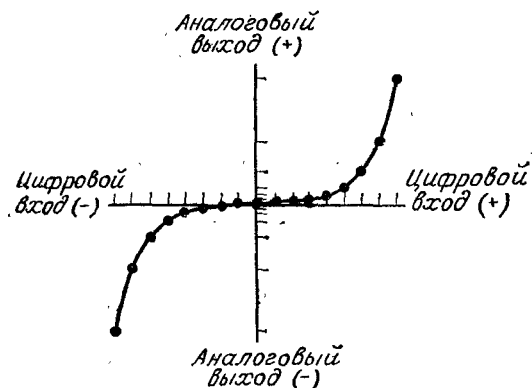


Рис. 6.21. Передаточная характеристика компандирующего ЦАП.

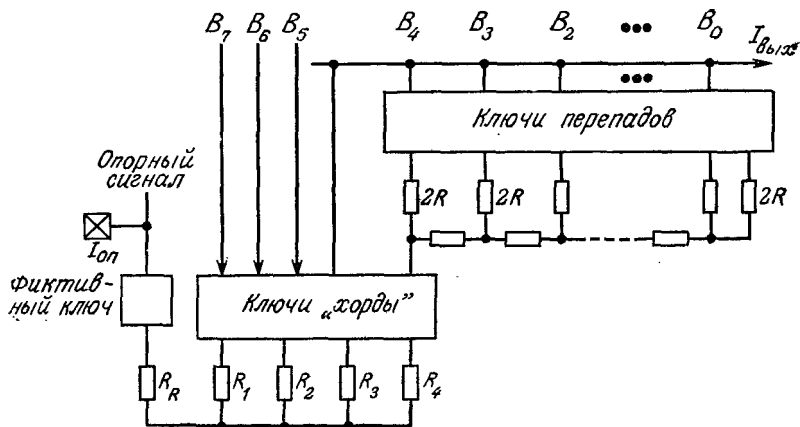


Рис. 6.22. Схема компандирующего ЦАП.

кодируются в числа от 0 до 7, и соответствующие токи поступают на выход, в то время как остальные разряды связаны с цепью лестничного типа. Токи этих разрядов суммируются с последовательными значениями сумм токов первых трех разрядов, благодаря чему обеспечивается монотонность характеристики для 12 разрядов без подгонки резисторов, что характерно при получении разрядности ЦАП не более девяти.

Аналогичное устройство, в основе которого лежит схема, приведенная на рис. 6.8, показана на рис. 6.20. В этом ЦАП с коммутацией напряжения происходит подключение к двум входам набора резисторов таким образом, что и в этом случае значения младших разрядов перераспределяются между старшими разря-

дами (в данном случае четырьмя старшими разрядами). Этот ЦАП имеет 16 разрядов и обладает монотонностью характеристики, однако его линейность может быть гораздо хуже.

Еще один класс ЦАП, до сих пор не рассмотренный, — это «компандирующие ЦАП», используемые в цифровых телефонных системах. Функция выхода этих ЦАП, приведенная на рис. 6.21, такова, что его разрешающая способность при малых значениях гораздо выше, чем при больших, что позволяет несколько уменьшить число входных разрядов. Можно показать, что получение приемлемого качества речи достигается при значительно меньшей скорости передачи информации, чем требуемая в соответствующей линейной системе. Схема такого устройства приведена на рис. 6.22.

### 6.3. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЦАП

Существует три основных параметра ЦАП: разрешающая способность, линейность и время установления. Разрешающая способность указывает на число разрядов входного цифрового сигнала и тем самым определяет число ступенек выходного аналогового сигнала. Это наименьшее приращение равно в среднем отношению опорного напряжения к этому числу, т. е.  $2^n$ . Линейность характеризует степень отклонения выходного значения от

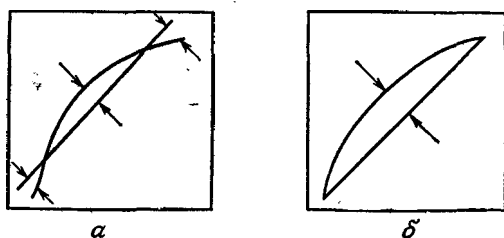


Рис. 6.23. Определение линейности. Наилучшая прямая линия (а); прямая, соединяющая конечные точки преобразования (б).

идеального и обычно задается в единицах МЗР. Заметим, что под идеальным значением обычно понимается либо «наилучшая прямая линия», либо линия, соединяющая начальную (наличие нулей на всех входах) и конечную (наличие единиц на всех входах) точки характеристики преобразования. Второе определение является более жестким и, вообще говоря, более предпочтительным, особенно если учесть то обстоятельство, что большинство ЦАП удовлетворяет требованию обеспечения нулевого значения на выходе при абсолютном нижнем пределе цифрового сигнала на входе (рис. 6.23).

Таблица 6.1. Таблица выбора устройства

| Цифро-аналоговые преобразователи         |                         |                       |              |              |
|------------------------------------------|-------------------------|-----------------------|--------------|--------------|
| 8-разрядные                              | 10-разрядные            | 12-разрядные          | 14-разрядные | 16-разрядные |
| Быстродействующие DAC-08                 | ...                     | HA562                 | ...          | ...          |
| Дешевые AD7520/30                        | AD7521/31               | AD7541                | ICL7134      |              |
| Аналого-цифровые преобразователи         |                         |                       |              |              |
| 8-разрядные                              | 10-разрядные            | 12-разрядные          | 14-разрядные | 16-разрядные |
| Сверхбыстродействующие TDC1007J          |                         |                       |              |              |
| Последовательного приближения:           |                         |                       |              |              |
| Быстродействующие                        | AD573                   | AD572                 | ICL7115      |              |
| Дешевые                                  |                         | AD574                 |              |              |
| Интегрирующие (двонные) ADC0801/4, AD570 |                         | ICL7109               | ICL7104-14   | ICL7104-16   |
| (десятичные)                             | ICL7136/7 (3 1/2 цифры) | ICL7135 (4 1/2 цифры) |              |              |
| Коммутаторы                              |                         |                       |              |              |
| 4-канальные                              | 8-канальные             | 16-канальные          |              |              |
| Одиночный                                | IN6108/DG508            | IN6116/DG506          |              |              |
| С защитой от перегрузок                  | IN5108                  |                       |              |              |
| Дифференциальный                         | IN6208/DG509            | IN6116/DG507          |              |              |
| С защитой от перегрузок                  | IN5208                  |                       |              |              |
| Аналоговые ключи                         |                         |                       |              |              |
| Общего назначения                        | DG180/191 семейства     |                       |              |              |
| Высококачественные                       | IN5140/5 семейства      |                       |              |              |
| Дешевые                                  | IN5009/38 семейства     |                       |              |              |

Другой параметр, который часто путают с линейностью, — это монотонность, означающая, что выходной сигнал по мере увеличения входного цифрового кода постоянно увеличивается (это для нелинейных ЦАП не всегда справедливо). Нелинейность меньше половины МЗР гарантирует монотонность, но не наоборот. Теоретически можно разработать ЦАП, имеющий монотонную характеристику, в котором все ступеньки, за исключением одной, будут ничтожно малы, но тем не менее его нелинейность будет составлять полную шкалу! Для некоторых систем управления и при сходных применениях понятия «монотонность» и «нелинейность» (при их приемлемых значениях) тождественны, но в большинстве случаев линейность ЦАП должна быть по крайней мере близка или (более желательно) лучше его разрешающей способности.

Время установления часто определяют как для малых, так и для больших скачков входного цифрового сигнала. В обоих случаях время установления определяется до момента, при котором выходной аналоговый сигнал окончательно войдет в зону шириной в единицу МЗР или менее. В большинстве ЦАП даже при небольших изменениях входных кодов цифровые коммутирующие сигналы от элементов управления через внутренние емкости поступают на выход, вызывая появление выбросов выходного сигнала. Внешние цифровые сигналы также могут проникнуть на выход через паразитные емкости в корпусе и т. д. Проблема выбросов и прямого прохождения сигналов может быть решена путем применения на выходе ЦАП схемы выборки и хранения, что потребует выполнения некоторых требований по тактированию и последовательности действий.

Такие характеристики ЦАП, как вид выхода (по току или по напряжению), полный ЦАП или умножающий ЦАП, являются важными с точки зрения удобства применения, а часто и с экономической точки зрения, однако устройство, которое плохо подходит для конкретного применения, может быть, как было показано, преобразовано в другой тип. Это справедливо и в отношении других параметров, которые могут быть приведены в справочных листках на ЦАП: тока потребления, уровней логических сигналов и т. п., а также наличия встроенных информационных регистров, которые, в частности, очень удобны при совмещении с микропроцессорами. Однако все указанные характеристики являются достаточно очевидными, и о них нет больше необходимости говорить.

### 6.3а. Список терминов

*Время установления:* время, требуемое для установления выходного сигнала ЦАП в пределах, соответствующих половине еди-

ницы МЗР для заданного изменения кода на входе, например при его изменении от нуля до полного значения шкалы.

*Двухполярный выход:* выход устройства или структуры, который может изменяться от положительного до отрицательного значения в зависимости от цифровых входов.

*Монотонность:* свойство всегда увеличивать значение на выходе при увеличении кода на входе. Это свойство гарантируется при линейности не хуже половины единицы МЗР, но не наоборот. Может быть полезным свойством само по себе, но не следует путать с линейностью.

*Нелинейность:* погрешность, вызванная отклонением передаточной характеристики от прямой линии. Эта прямая линия может быть определена как «наилучшая» либо как соединяющая конечные точки преобразования. Для умножающих ЦАП это свойство должно соблюдаться для всего диапазона.

*Погрешность прямого прохождения:* погрешность, вызванная прямым прохождением опорного напряжения  $V_{оп}$  на выход умножающего ЦАП при нулевом цифровом коде на входе. Не путать с прохождением цифрового сигнала.

*Прямое прохождение цифрового сигнала:* погрешность, вызванная прохождением цифрового сигнала на входе (или выходе) устройства на его аналоговый выход из-за наличия паразитных емкостных связей.

*Разрешающая способность:* значение МЗР. Таким образом,  $n$ -разрядный ЦАП имеет разрешающую способность  $V_{оп}/2^n$ . Разрешающая способность не подразумевает линейность, и эти два термина путать не следует.

*Усиление:* отношение напряжения на выходе умножающего ЦАП к опорному напряжению  $V_{оп}$  на входе. Соответствует погрешности коэффициента действующей шкалы. Для полных ЦАП это понятие часто входит в определение значения опорного сигнала.

## 6.4. ПРИНЦИПЫ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Как и раньше, можно провести деление АЦП на АЦП, использующие при работе непосредственно входное напряжение, и на АЦП, в которых преобразование осуществляется с использованием методов временного разделения. Почти все АЦП используют в качестве входного сигнала напряжение, и методы, упомянутые выше, можно рассматривать как исключение; поэтому различие АЦП по этому признаку здесь проводиться не будет.

С более общих позиций лучше провести разделение АЦП по основным методам преобразования, что мы здесь и делаем.

Основные методы аналого-цифрового преобразования следующие: «параллельный» или «мгновенный», «последовательного приближения» и «интегрирования», а преобразователи, в которых используются эти методы, имеют соответствующие названия. Каждый из методов будет описан и, кроме того, будут рассмотрены смешанные методы, а также методы, совершенно отличные от указанных. Прежде чем перейти к описанию этих методов аналого-цифрового преобразования, было бы полезно рассмотреть их некоторые типовые характеристики. На рис. 6.24

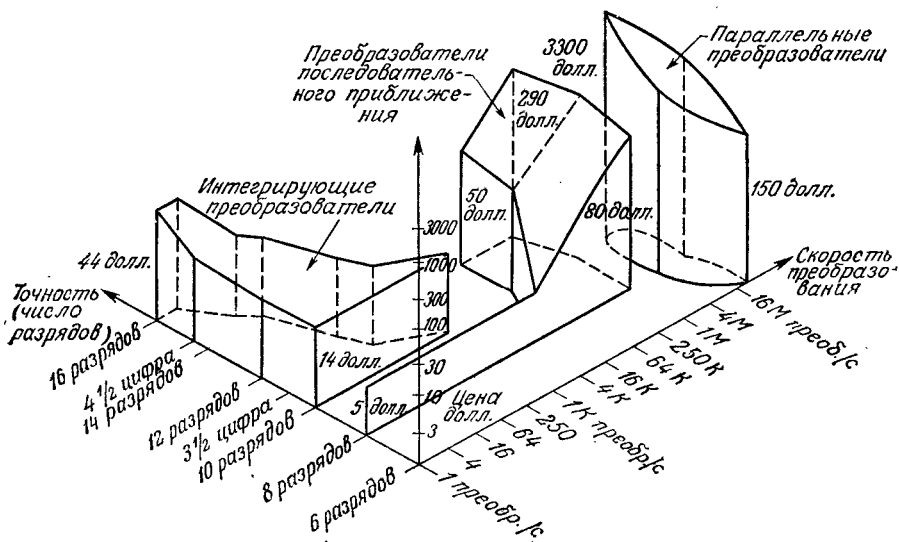


Рис. 6.24. Диаграмма цена — параметр для аналого-цифровых преобразователей.

представлен трехмерный график: быстродействие (число преобразований в секунду) — точность (число разрядов) — стоимость. Если точность выразить в процентах, то по всем трем осям получится логарифмический масштаб. Интересно заметить, что ни одна из «зон», занимаемых каким-либо одним основным типом преобразователя, не пересекается с другими и что получение наивысшего быстродействия сопровождается резким увеличением стоимости. Так как возможности рассматриваемых типов преобразователей не пересекаются, нет ничего удивительного в том, что каждый из них имеет свою область применения: там, где требуется низкое быстродействие, в основном используются интегрирующие АЦП, в то время как при обработке видеосигна-

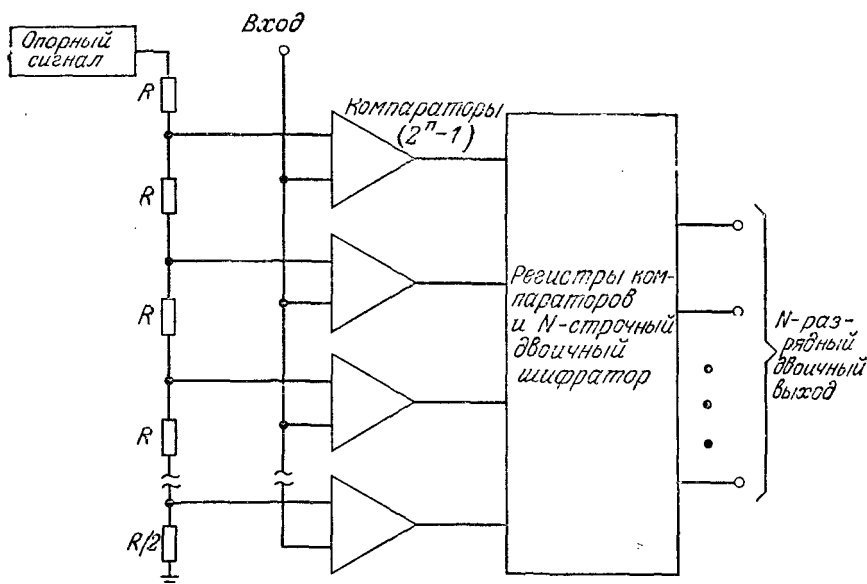


Рис. 6.25. Параллельный АЦП.

лов, в телевидении и в радиолокации применяются почти исключительно параллельные АЦП. Промежуточное положение занимают АЦП последовательного приближения.

#### 6.4а. Параллельное преобразование

Этот метод аналого-цифрового преобразования можно определить как метод «грубой физической силы». Здесь для каждого возможного выходного уровня используется один компаратор, и общий выходной сигнал получается в виде двоичного кода путем соответствующего декодирования (рис. 6.25). Обычный аналоговый компаратор можно рассматривать как одnorазрядный параллельный преобразователь, и если он является фиксирующим устройством, то получается уже преобразователь с регистром на выходе! Как правило, такой преобразователь имеет внутреннюю архитектуру конвейерного типа, благодаря чему цифровую обработку одного отсчета можно осуществлять одновременно с записью следующего отсчета. Такой способ позволяет осуществлять преобразование очень быстро: новый результат появляется на каждом такте. С другой стороны, в этом случае требуется большое число компараторов (255 или 256 для 8-разрядного преобразователя), что предопределяет относительно высокую стоимость устройства. В недалеком прошлом такой преобразователь



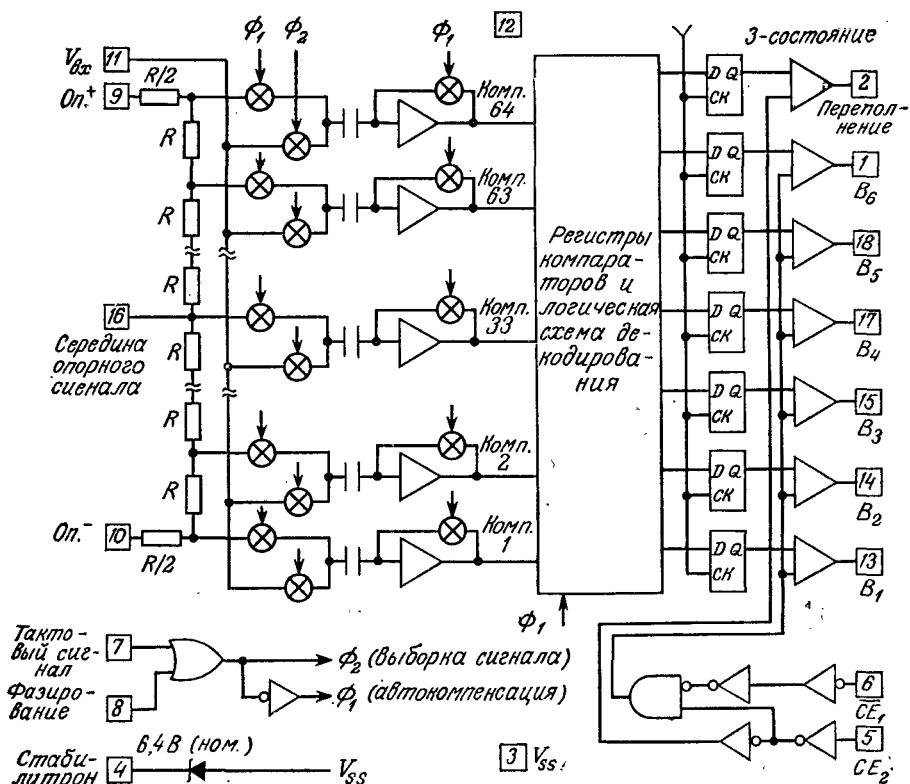


**Рис. 6.26.** Параллельный преобразователь с автокомпенсацией.

составлял внушительный «кусок» оборудования, но в последнее время появился ряд АЦП в интегральном исполнении с числом разрядов от 4 до 9.

Помимо очевидной сложности многоразрядных параллельных АЦП они имеют ограниченную точность из-за входных напряжений смещения компараторов. Разность соседних напряжений может составлять лишь несколько милливольт, и, если суммарное смещение пары соседних компараторов превышает эту величину, логический сигнал в неправильной последовательности поступит на логическую схему декодирования. Даже если логика работы схемы предусматривает это, ошибка тем не менее неизбежна. Эта проблема решается при реализации преобразователя такого типа в виде интегральной схемы при необходимости обеспечения небольших размеров бесполезной площади компаратора, чтобы достичь как высокого быстродействия, так и держать в разумных пределах бесполезную площадь кристалла и выход

готовых изделий. В последнее время появился новый преобразователь в виде интегральной схемы на КМОП-структуре, в которой указанная проблема решается путем автокомпенсации смещения нуля каждого компаратора в течение части цикла преобразования. Как видно из рис. 6.26, на вход каждого компаратора подключается конденсатор, соединенный с соответствующей точкой опорного сигнала, а выход компаратора соединен с его же входом. Поэтому конденсатор заряжается до напряжения, равного сумме напряжения точки опорного сигнала и напряжения смещения компаратора. В течение другой части цикла конденсатор подключается к точке подачи входного сигнала; в то же время петля обратной связи компаратора разрывается, разность напряжений в точках подачи входного и опорного сигналов воздействует на компаратор и соответствующий сигнал появляется на выходе. Большие коммутируемые токи конденсаторов приводят к некоторой балансировке, а получение низкого входного сопротивления обычно не является проблемой в высокоскоростных системах, где применяются эти устройства.

Такой тип преобразователей широко используется при обработке телевизионных и радиолокационных сигналов, причем для кадровой синхронизации в телевидении он дополняется буфером магазинного типа, а в радиолокационных системах — системой быстрого преобразования Фурье для проведения перекрестного анализа и т. п.

#### 6.46. Преобразователи последовательного приближения

Преобразователи последовательного приближения строятся на основе ЦАП и логической системы, которая управляет ЦАП до момента согласования его выходного сигнала с входным аналоговым сигналом АЦП. В этом случае цифровой вход ЦАП будет соответствовать требуемому выходному цифровому сигналу АЦП. Упрощенная блок-схема устройства показана на рис. 6.27. Регистр последовательного приближения представляет собой ту логическую систему, которая реализует предписанный алгоритм. В компараторе происходит сравнение входного сигнала с выходным сигналом ЦАП, а результат логической обработки вновь поступает в регистр, выходной цифровой сигнал которого в конце преобразования будет соответствовать требуемому значению.

Временная диаграмма работы преобразователя приведена на рис. 6.28. Как видно из диаграммы, сигналом с регистра последовательного приближения СЗР устанавливается в логическую 1, а все остальные разряды — в логический 0. Это значение соответствует половине полной шкалы преобразования, и после первого периода тактового сигнала на регистр последовательного приближения с выхода компаратора приходит сигнал логиче-

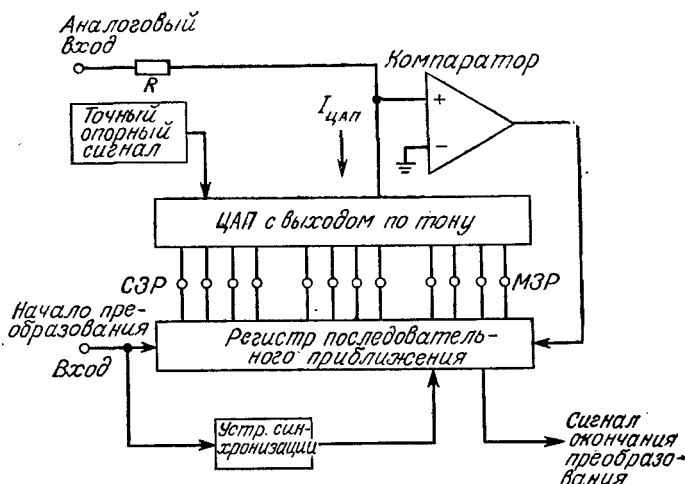


Рис. 6.27. Блок-схема преобразователя последовательного приближения.

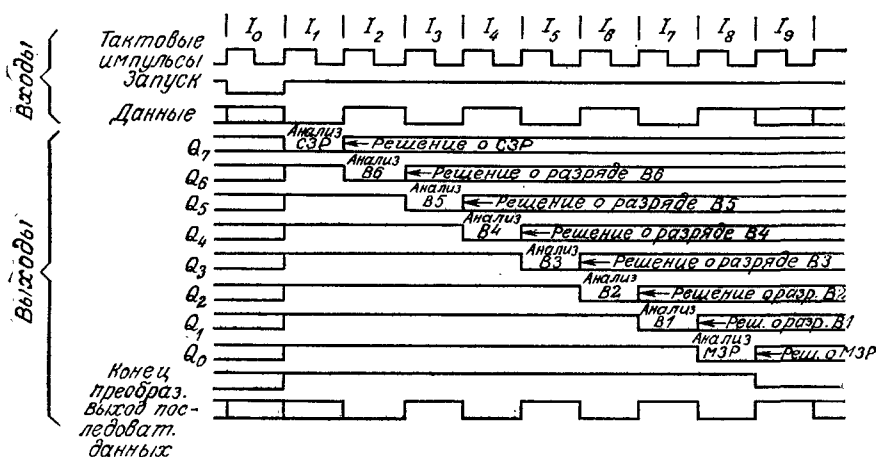


Рис. 6.28. Временная диаграмма работы. (Для иллюстрации на выходе последовательных данных показана комбинация 01010101.)

ского сравнения сигнала на выходе ЦАП с входным аналоговым сигналом. Если входной сигнал больше сигнала на выходе ЦАП, то в регистре последовательного приближения состояние логической 1 СЗР сохраняется; если меньше, то СЗР сбрасывается в 0 и устанавливается в состояние логической 1 второй значащий разряд. И эта процедура будет повторяться до тех пор, пока не

будет установлен в состояние логической 1 МЗР и не проанализирован, как и все предыдущие разряды. На рис. 6.29 показано развитие процесса последовательного приближения в аналоговом виде и то, каким образом происходит получение правильного результата для конкретного значения анализируемого сигнала.

В дополнение к представлению процесса последовательного приближения с помощью «логического анализатора» и «осцил-

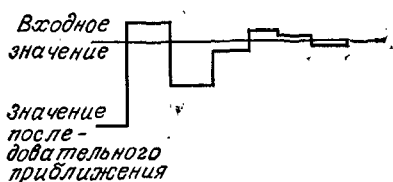


Рис. 6.29. Последовательные приближения.

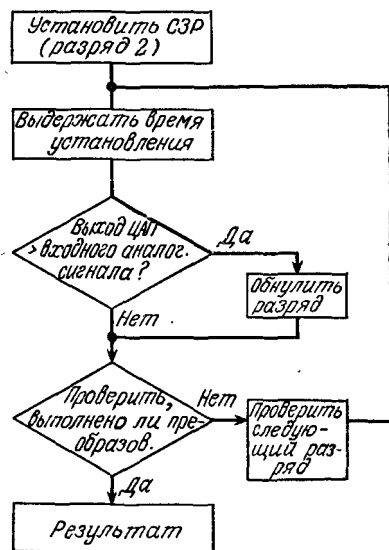


Рис. 6.30. Алгоритм последовательного приближения.

логафа» на рис. 6.30 приведено его «алгоритмическое» представление в виде блок-схемы алгоритма. Если рассматривать программную реализацию, то функцию регистра последовательного приближения может выполнить компьютер при введении соответствующих аппаратных связей. Действительно, довольно легко создать такую систему, которая работала бы как ЦАП или как АЦП последовательного приближения в зависимости от программного управления.

Схема АЦП последовательного приближения, встречающаяся на практике, представлена на рис. 6.31. В этой схеме в качестве ЦАП используется ЦАП, изображенный на рис. 6.8, и регистр последовательного приближения типа АМ2504, управляемый компаратором стандартного типа. Резистор обратной связи, предназначенный для получения выхода по напряжению (см. разд. 6.2г), в данной схеме используется как входной резистор. Это позволяет получить точность, соответствующую точности

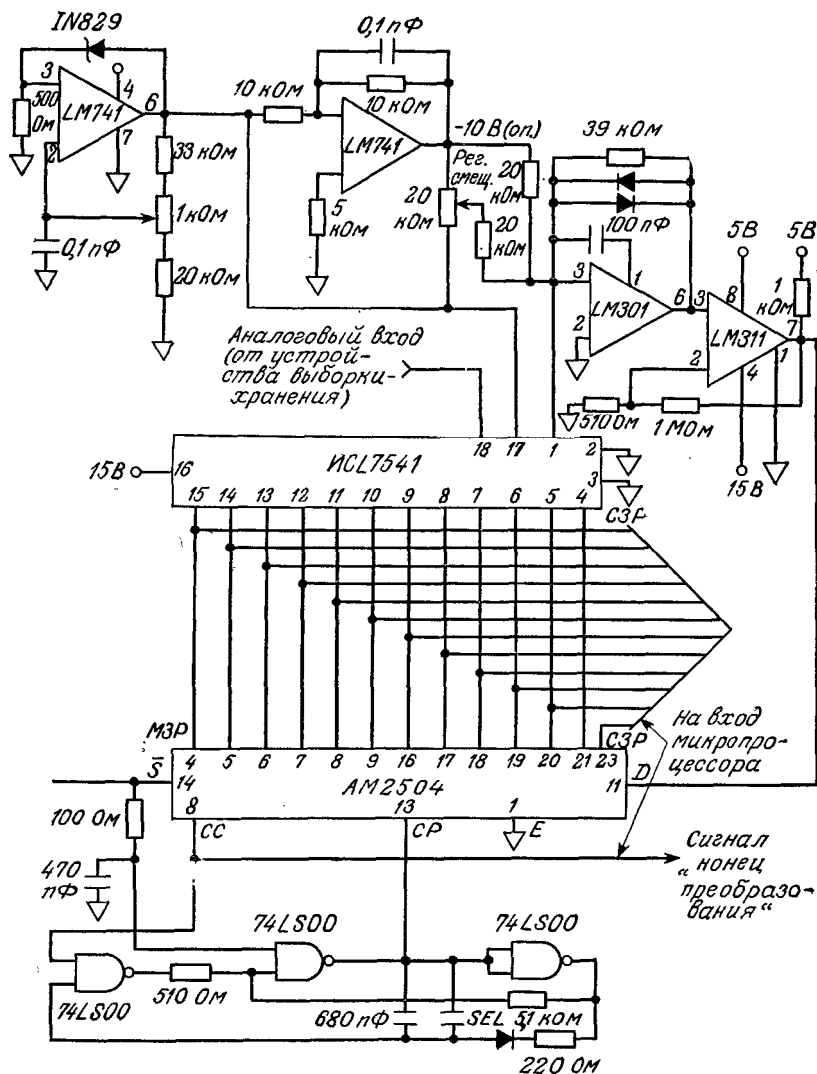


Рис. 6.31. Практический преобразователь последовательного приближения.

собственно ЦАП. Единственным дополнительным источником погрешности являющиеся входные элементы компаратора, которые должны быть рассчитаны с особой тщательностью. Другая схема, имеющая большие быстродействие и точность, приведена в разд. 6.4д.

### 6.4в. Интегрирующий преобразователь

В этом типе преобразователя для преобразования отношения входного и опорного напряжений используется система «временных пропорций». Существует несколько разновидностей интегрирующих преобразователей, но все они основаны на пилообразном изменении выходного сигнала интегратора под управлением соответствующих сигналов. Наиболее известным интегрирующим преобразователем является преобразователь с двойным интегрированием, обобщенная блок-схема которого приведена на рис. 6.32. Вход интегратора подключается либо к земле, либо к источнику входного сигнала, либо к источнику опорного сигнала,

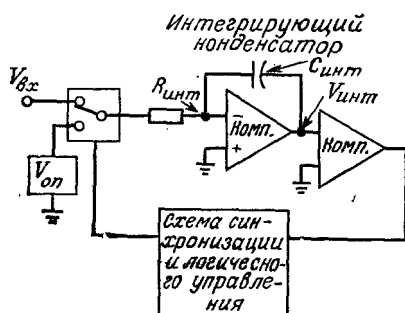


Рис. 6.32. Основная схема интегрирующего преобразователя.

а выход через компаратор — к устройству логической обработки и синхронизации. Это устройство, кроме того, управляет входным переключателем, фиксацией выходного сигнала и т. п.

Как показано на рис. 6.33, процесс преобразования распадается на три фазы: Первая фаза — «нулевая фаза». В этой фазе выход интегратора обнулен, напряжение смещения системы устанавливается, как правило, также равным нулю, вследствие чего эта фаза становится фазой «автокомпенсации нуля». Схема, обеспечивающая автокомпенсацию нуля, на рис. 6.32 не показана. Вторая фаза — фаза «интегрирования входного сигнала», или просто фаза «интегрирования». В этой фазе к входу интегратора подключается источник входного сигнала. Тем самым изменяющийся входной сигнал поступает на вход интегратора в течение фиксированного интервала времени, определяемого системой синхронизации и тактирования. В третьей фазе — «фаза интегрирования опорного сигнала», или просто фазе «обратного интегрирования», на вход интегратора подается сигнал от источника опорного напряжения в течение переменного интервала времени, определяемого временем достижения выходным

сигналом интегратора своего исходного значения. Это время фиксируется в схеме логической обработки как результат преобразования.

Выражение, описывающее этот принцип преобразования, имеет вид

$$V_{\text{инт}} = V_{\text{вх}} N_{\text{инт}} / (R_{\text{инт}} C_{\text{инт}}) = -V_{\text{оп}} N_{\text{де}} / (R_{\text{инт}} C_{\text{инт}}), \quad (6.6)$$

где  $N_{xx}$  характеризует число импульсов в соответствующей фазе преобразования,  $V_{\text{инт}}$  — напряжение на выходе интегратора. Это выражение можно переписать в виде

$$N_{\text{де}} = N_{\text{инт}} (V_{\text{вх}} / V_{\text{оп}}). \quad (6.7)$$

Заметим, что  $N_{\text{де}}$  и будет искомым результатом.

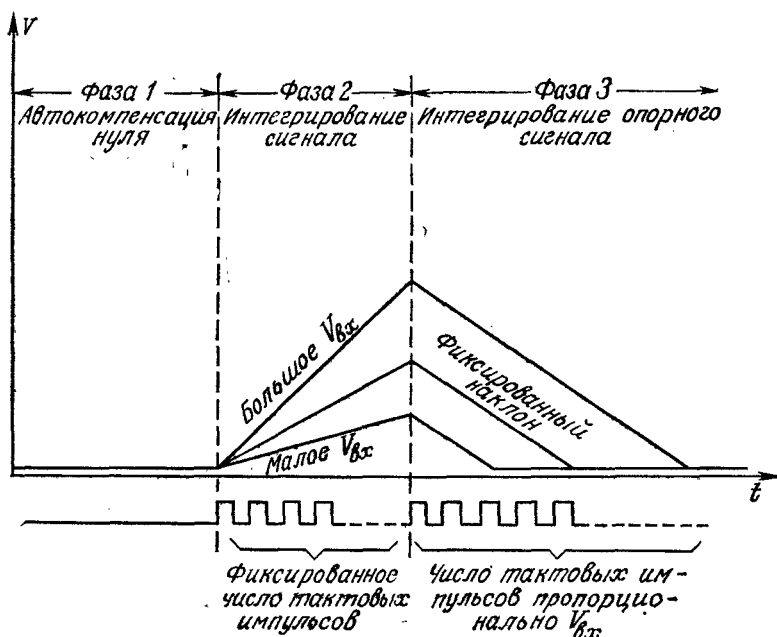


Рис. 6.33. Три фазы преобразования.

Источниками погрешностей в этом случае при правильно рассчитанном преобразователе с двойным интегрированием являются «дрожание» такта и опорное напряжение. Типовая практическая схема аналоговой части широко распространенного 3,5-декадного АЦП с двойным интегрированием приведена на рис. 6.34. На ней можно легко выделить схему интегратора и компаратора, а также более сложную схему переключателя.

Очень высокое входное сопротивление этой схемы обеспечивает входной буфер, а не резистор, как в схеме, приведенной на рис. 6.32. Для обеспечения автокомпенсации нуля сигнал с выхода компаратора подается на инвертирующий выход интегратора, обнуляя входной буфер-повторитель, интегратор, а также компаратор.

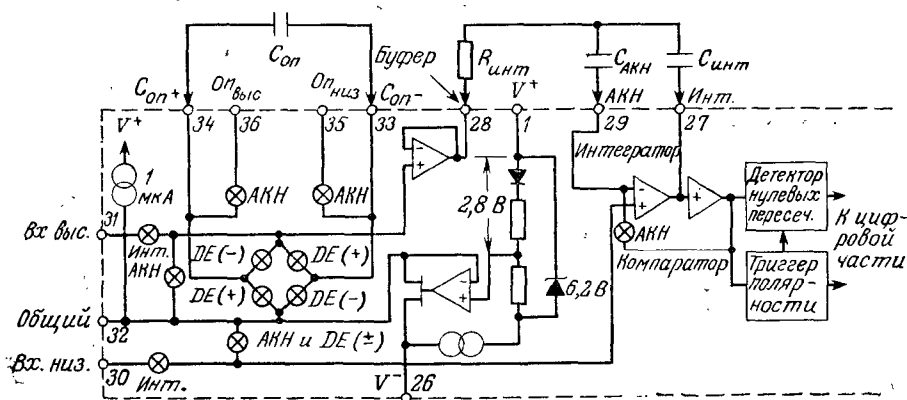


Рис. 6.34. Аналоговая часть типового интегрирующего преобразователя. (АКН — автокомпенсация нуля.)

Цифровая часть этого преобразователя приведена на рис. 6.35. Генератор и делитель управляют временем переключения совместно с регистром полярности и детектором нулевых пересечений. Значение, хранимое в регистре, декодируется в семисегментный код для непосредственного управления цифровым табло. Другие варианты этой базовой схемы позволяют получить двоичный выход, сопрягаемый с микропроцессором с числом разрядов до 12 на одном кристалле, с числом разрядов 16 на двух кристаллах, а также до 4,5 десятичных разрядов при представлении в двоично-десятичном коде.

В настоящее время имеются в наличии несколько устройств на одном и двух кристаллах, в которых используются варианты этого основного метода преобразования. В преобразователе с балансировкой заряда применена очень похожая блок-схема (рис. 6.36), но при этом цикл интегрирования и цикл обратного интегрирования перекрываются. Автокомпенсация осуществляется в течение половины рабочего цикла, связанной с подачей входного опорного сигнала, в то время как цикл преобразования чередуется с циклами подключения опорного сигнала для большинства групп импульсов счета и с циклами, занимающими небольшое определенное время. Типичная комбинация импульсов счета для цикла автокомпенсации нуля может состоять из четы-



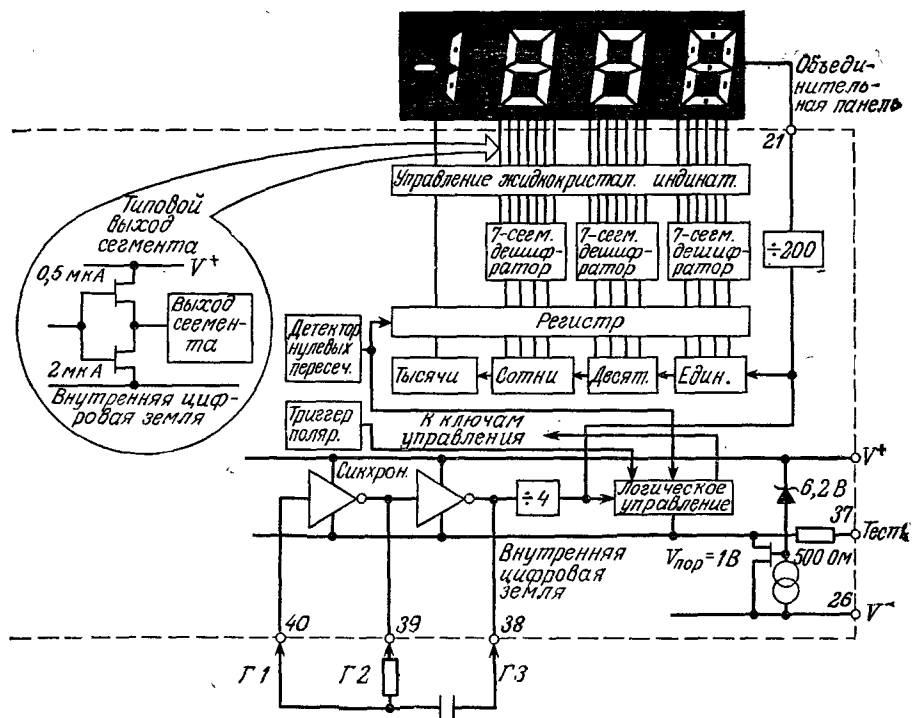


Рис. 6.35. Цифровая часть интегрирующего преобразователя.

рех импульсов счета «gef», за которыми следуют четыре импульса счета «по-gef», в то время как циклы преобразования состоят из одного импульса счета «gef» и семи импульсов счета «по-gef» или из семи импульсов счета «gef» и одного импульса счета «по-gef». Таким образом, восемь импульсов счета и два перехода существуют в каждом цикле. В период преобразования эти два перехода используются таким образом, чтобы удерживать выходной сигнал интегратора на уровне нуля. После того как основное преобразование завершено, накопленный результат будет выражен в единицах шести импульсов счета; поэтому вводится короткий «точный» или «верньерный» цикл, состоящий всего из одного импульса счета «gef» или «по-gef» при отключенном входе. Это гарантирует согласование остаточного напряжения на выходе интегратора и обеспечивает разрешающую способность в одну единицу счета. Основным преимуществом этого метода преобразования является то, что область изменения сигнала на выходе интегратора, определяемая компаратором, во много раз

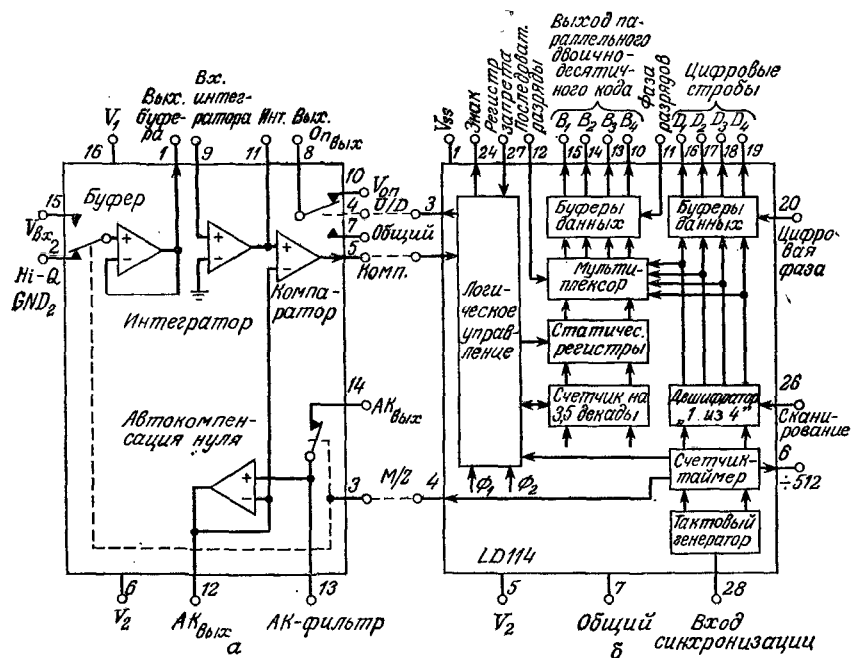


Рис. 6.36. Преобразователь с балансированием заряда. Аналоговый процессор LD111 (а); цифровой процессор LD114 (б).

больше, чем при двойном интегрировании, а это в значительной мере облегчает разработку компаратора.

Аналоговые части как для систем с преобразователями двойного интегрирования, так и для систем с преобразователями балансируемых зарядов существуют, и их можно согласовать (состыковать) с микропроцессорами, на которые можно возложить функции счета и управления. При этом необходимо быть уверенным в том, что обеспечивается равномерное тактирование, и если для этого используются командные циклы, то в критические моменты времени они должны быть, как правило, блокированы прерываниями. Тем не менее гибкость цифровой обработки делает ее привлекательной в тех случаях, когда требуется специальная обработка информации и имеется много интервалов времени, в течение которых обработка не производится.

#### 6.4г. Другие типы аналого-цифровых преобразователей

Для некоторых применений используется ряд других типов АЦП. Некоторые из них представляют собой комбинацию других преобразователей, среди которых основным можно назвать

двухступенчатый преобразователь, показанный на рис. 6.37. Его основой является схема последовательного приближения, в которой в качестве компаратора используется параллельный преобразователь. Многоразрядный результат первого преобразования с помощью точного ЦАП вычитается из входного сигнала, а остаток умножается и подвергается второму преобразованию. Общий результат представляет собой цифровую сумму результатов двух преобразований. Общая разрядность данной схемы приближается к удвоенному числу разрядов одного параллельного преобразователя (необходимо некоторое перекрытие), в то время как его быстродействие в два с небольшим раза ниже

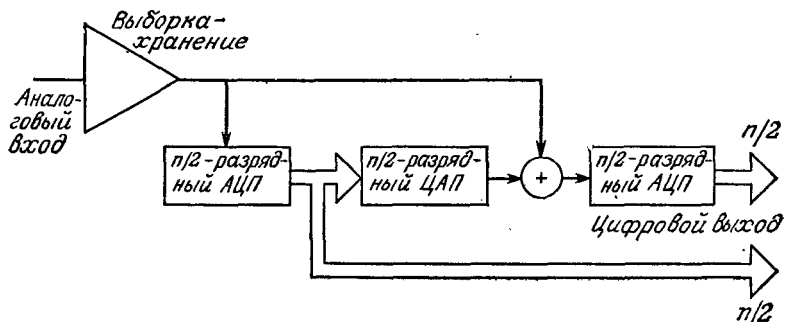


Рис. 6.37. Двухступенчатый высокоскоростной преобразователь.

быстродействия одного параллельного преобразователя, но, однако, гораздо выше, чем в преобразователе последовательного приближения той же разрядности. Второе преобразование может быть выполнено на том же преобразователе либо на другом устройстве. Преобразователи данного типа выпускаются как в модульном, так и в гибридном исполнении, но возможна реализация и в виде монолитной схемы.

Другой интересный метод аналого-цифрового преобразования используется в так называемых циклических преобразователях, в которых один каскад выполняет одноразрядное преобразование (коммутатор), вычитает значение разряда и удваивает остаток, так что в следующем каскаде этот процесс может быть повторен. Идея использования последовательно соединенных идентичных каскадов заманчива, и выбором соответствующей конфигурации каждого каскада можно добиться представления суммарного результата в коде Грея — очень выгодной формы представления для такого типа преобразователя, так как характеристика преобразования является непрерывной и последовательные цифровые значения отличаются друг от друга не более

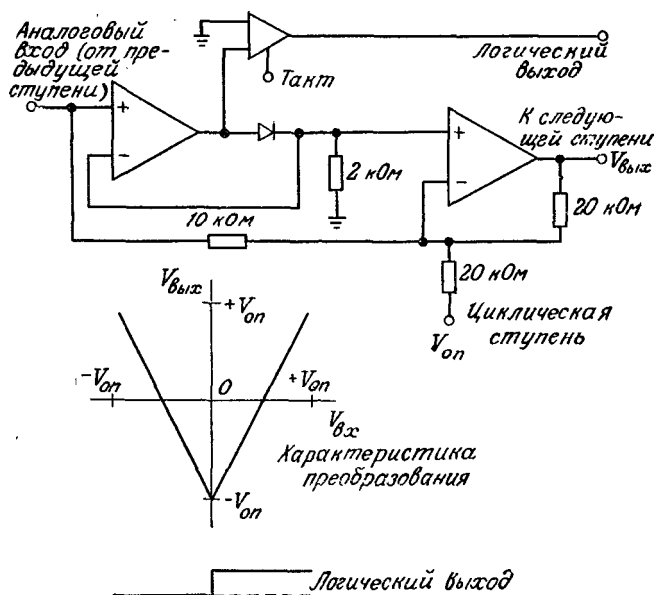


Рис. 6.38. Циклический преобразователь и его характеристика преобразования.

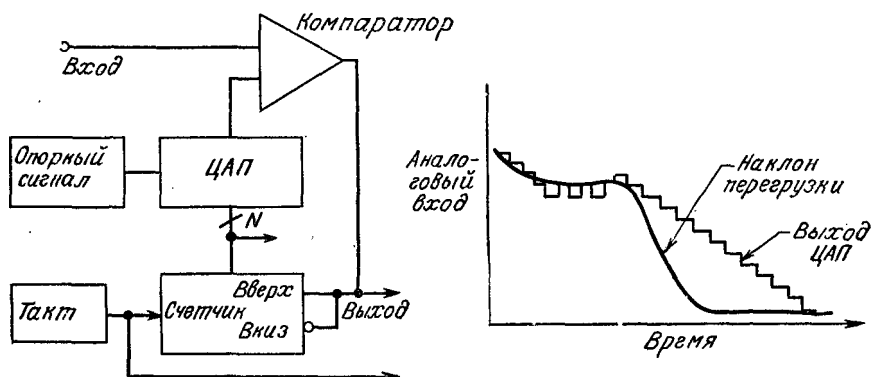


Рис. 6.39. Следящий АЦП.

чем в одном разряде. Требуемая характеристика преобразования и упрощенная схема приведены на рис. 6.38.

Другой, когда-то популярный, а теперь все реже применяемый тип АЦП — это следящий АЦП, представленный на рис. 6.39. Он во многом похож на преобразователь последовательного приближения, но в нем вместо регистра последователь-

ного приближения используется реверсивный счетчик. С приходом каждого тактового импульса состояние счетчика изменяется в ту или другую сторону в зависимости от сигнала на выходе компаратора, и, таким образом, выход АЦП отслеживает состояние аналогового сигнала на входе, что и дало название «следящий» этому типу АЦП. Очевидно, цифровые значения на выходе ЦАП будут отслеживать входной сигнал при его изменении со скоростью не более единицы МЗР за один тактовый импульс, и если это условие соблюдается, то сигнал на входе будет отслеживаться с задержкой, меньшей одного тактового интервала. При программной реализации АЦП последовательного приближения можно провести его перепрограммирование в ЦАП следящего типа при медленных изменениях входного сигнала и вновь вернуться к алгоритму АЦП последовательного приближения при быстром изменении входного сигнала, обеспечивая при этом максимальную скорость считывания.

#### 6.4д. Некоторые практические АЦП

Отметим еще раз, что рассмотренные выше схемы являются в подавляющем большинстве схемами реальных устройств. Так, на рис. 6.26 приведена схема преобразователя СА3300 фирмы RCA, на рис. 6.34 представлена аналоговая часть преобразователей ICL7106, ICL71707 и ICL7126 фирмы Intersil и очень похожий вариант использован в преобразователях ICL7109, ICL7116, ICL7117 и ICL7135. Схемы соответствующих цифровых частей устройств отличаются от схемы, приведенной на рис. 6.35, главным образом в деталях: типом счетчика (двоичный или десятичный), информацией управления и состояния, форматом выходного сигнала. Подобным же образом схема на рис. 6.36 отражает схему аналоговой части LD111 и цифровой части LD114. В других преобразователях используется схема, приведенная на рис. 6.27, в которой применяются ЦАП, рассмотренные выше, и поэтому нет необходимости касаться этого вопроса еще раз. Так, например, в традиционных гибридных и модульных АЦП, разработанных достаточно давно и до сих пор выпускаемых, используется схема на рис. 6.27 с ЦАП по схеме, представленной на рис. 6.17.

Руководствуясь тем же порядком изложения, что и в предыдущих разделах, мы можем рассмотреть другие практические параллельные АЦП. Выпускаемое в настоящее время семейство параллельных преобразователей фирмы TRW обеспечивают разрядность до девяти с частотой преобразования до 30 МГц! Шестиразрядный преобразователь SDA5010 фирмы Siemens обеспечивает частоту преобразований 100 МГц. В основе всех этих преобразователей лежит блок-схема, приведенная на рис. 6.25,

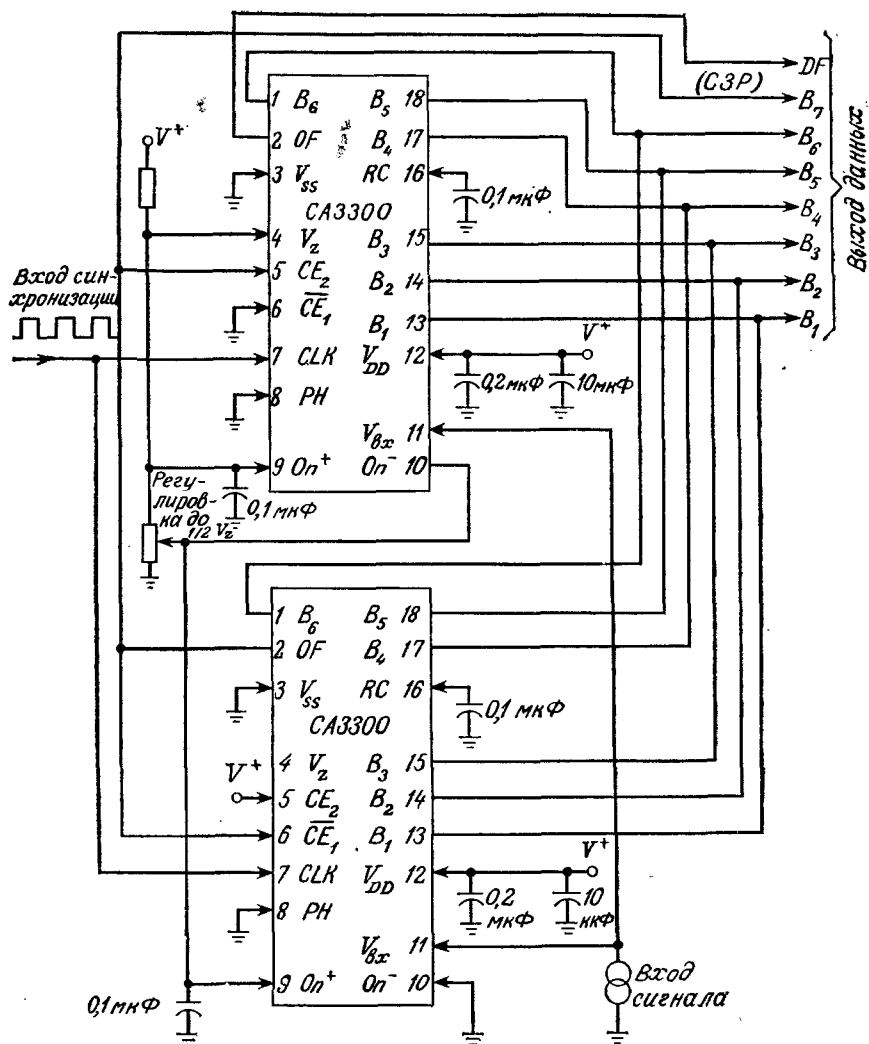


Рис. 6.40. Соединение параллельных преобразователей для увеличения разрешающей способности.

с некоторыми особенностями, такими как конвейерная архитектура (при которой осуществляется цифровая обработка информации, записанной в регистр на предыдущем такте — при этом возможно несколько этапов) и перекрывающиеся выходы, позволяющие наращивать преобразователи по вертикали с целью увеличения разрешающей способности. Пример последнего приема

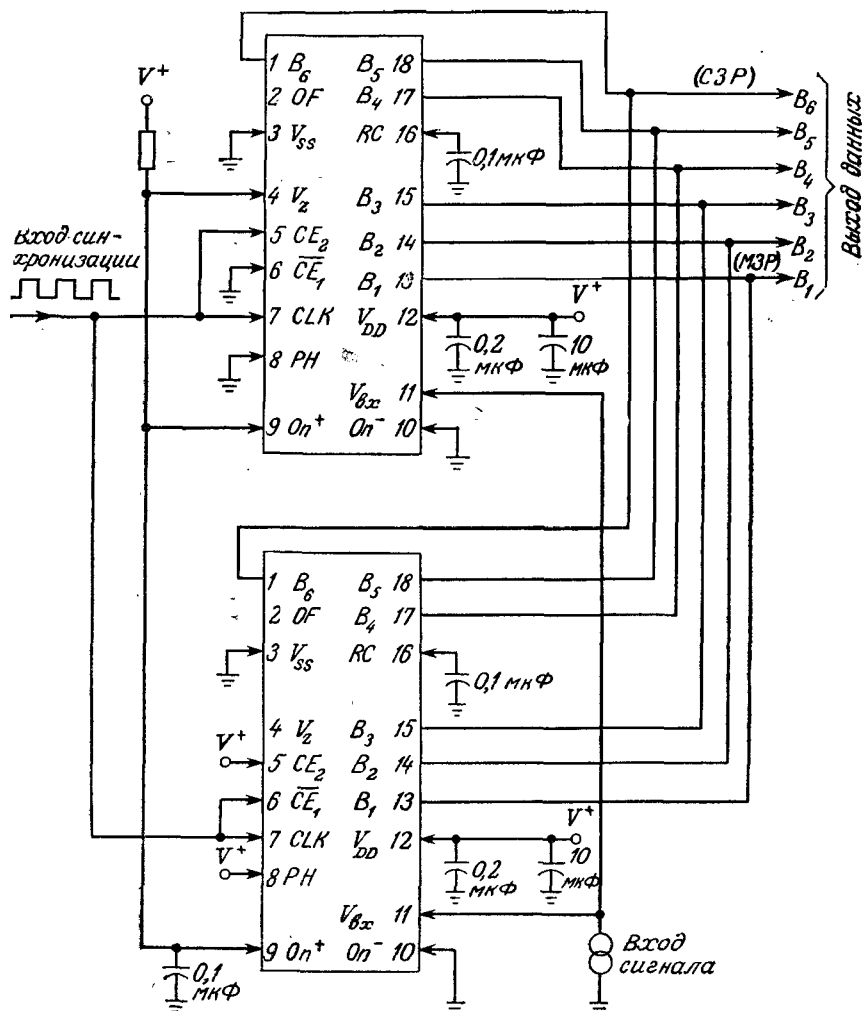


Рис. 6.41. Соединение двух параллельных преобразователей для увеличения быстродействия в два раза.

приведен на рис. 6.40. Увеличения скорости преобразования можно достичь путем опроса двух устройств противофазными тактовыми импульсами, благодаря чему в один тактовый интервал получаются два результата преобразования (рис. 6.41).

Выпускаемые преобразователи последовательного приближения имеют ряд отличий, на которых следует остановиться под-

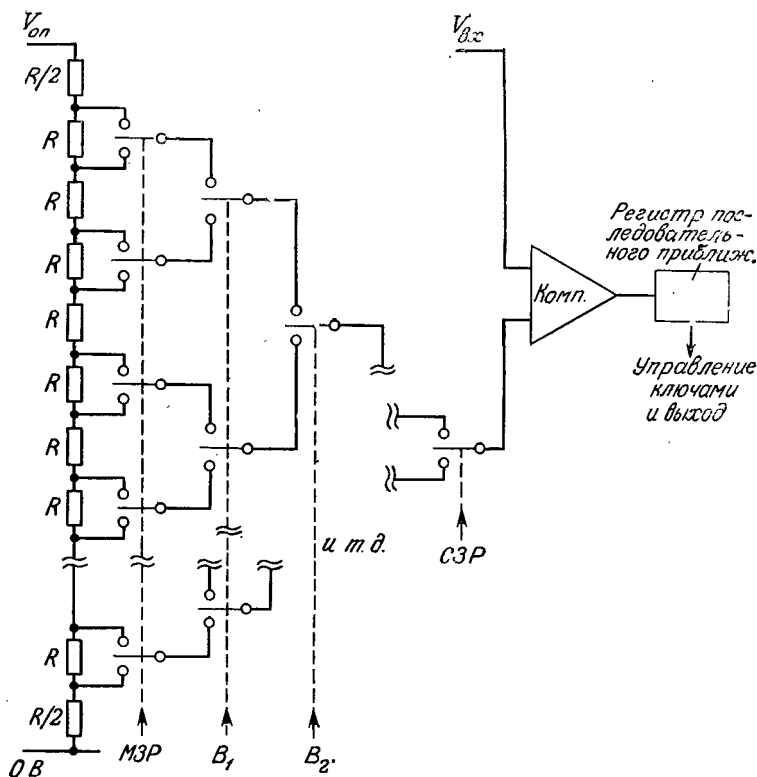


Рис. 6.42. Простой 8-разрядный АЦП с использованием резисторной лестничной цепи.

рробнее. Уже упоминаемая при обсуждении ЦАП структура, показанная на рис. 6.42, часто используется при разработке 8-разрядных АЦП и нередко размещается на одном кристалле вместе с входным мультиплексором (как, например, в ADC0808) или с небольшим микрокомпьютером (например, 18022). В них применены набор одинаковых резисторов аналогично тому, как это сделано в параллельных преобразователях, и, кроме того, регистр последовательного приближения для определения того отвода, который соответствует в наибольшей степени входному сигналу. Хотя при этом удастся избежать «пропуска кодов» (см. ниже), получаемая линейность обычно не соответствует требуемой для 8-разрядного АЦП точности.

Такая длинная лестничная схема не позволяет достичь большей точности (разрядности). Более гибкая схема приведена на рис. 6.43, где резисторы лестничной схемы сочетаются с набором



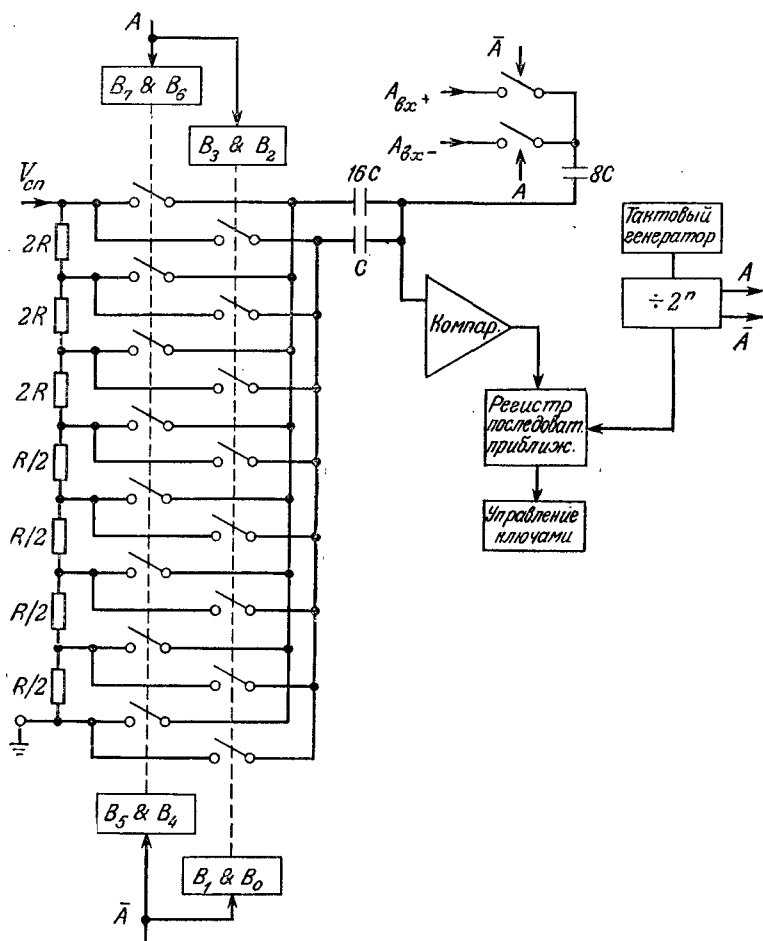


**Рис. 6.43.** ADC0801: смешанный резистивно-конденсаторный АЦП последовательного приближения. Каждый набор из четырех ключей управляется двумя разрядами регистра последовательного приближения и противофазными тактовыми импульсами  $A$  и  $\bar{A}$ .

конденсаторов, имеющих определенное отношение емкостей, что позволяет более эффективно получать тот же результат. Входное значение сравнивается в компараторе, имеющем систему автоматической коррекции нуля и управляемым регистром последовательного приближения, со значением, определяемым двумя точками лестничной цепи, взвешенными в соответствии с отношением емкостей. Такой принцип используется в семействе устройств ADC0801-4.

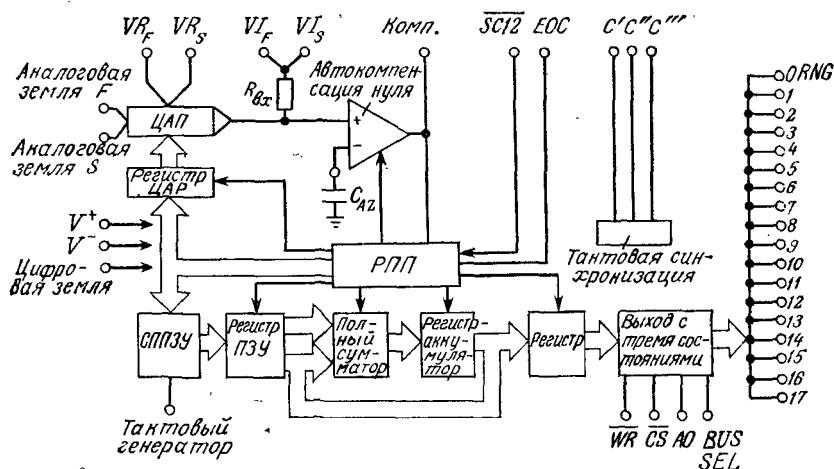


Рис. 6.44. 14-разрядный КМОП-АЦП последовательного приближения с коррекцией на ЦАПЗУ. РПП — регистр последовательного приближения и управляющая логика.

Для получения большей точности необходимо, как это было показано при рассмотрении ЦАП, применять лазерную подгонку. Хотя система с ЦАПЗУ, показанная на рис. 6.18, совместно с регистром последовательного приближения может дать такой же результат, новая модификация принципа работы АЦП последовательного приближения имеет ряд существенных преимуществ: новое устройство ICL7115 фирмы Intersil тому пример. Блок-схема этого устройства приведена на рис. 6.44. Основное отличие от «нормального» АЦП состоит в наличии ЦАП с основанием системы счисления не 2,0, как при обычном двоичном взвешивании, а около 1,8. Такое значение гарантирует, что если при сравнении граничных значений в компараторе произойдет ошибка, то она может быть исправлена на следующих этапах преобразования. Для этого к каждому сравниваемому значению добавляется временное приращение, которое после проведения пробы исключается. Кроме того, результат наращивается в сумматоре и основывается на действительном значении аналогового сигнала в каждой ветви (хранятся в ЦАПЗУ), добавляемом по мере запоминания. Результатом является создание цифрового откалиброванного АЦП, требующего больше шагов (17 возможных ветвей, проб и циклов необходимы для получения 14-разрядной точности), но это компенсируется увеличением скорости работы компаратора. Этот АЦП разработан по КМОП-технологии и имеет малую мощность рассеивания, выход с тремя состояниями, а также возможность сопряжения с микропроцессором.



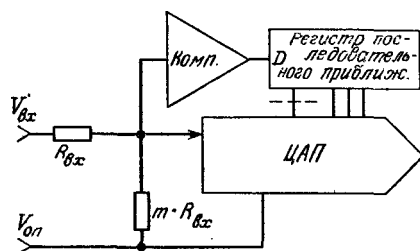


Рис. 6.46. Смещение двухполярного АЦП последовательного приближения.  $V_{вх}/R_{вх} + V_{оп}/(mR_{вх}) + I_{ЦАП} = 0$ , или  $V_{вх} = R_{вх}I_{ЦАП} - mV_{оп}$ .

приближения двух схем типа АМ25(L)03. В данной схеме производится инверсия СЗР, которая позволяет использовать как биполярный выход встроенного ЦАП, так и реализовать выходной сигнал в дополнительном коде при необходимости. Заметим, что для оптимизации времени преобразования, связанной со временем установления компаратора, используется разная тактовая частота при обработке старших и младших разрядов. Кроме того, для сокращения времени установления входного сигнала компаратора в схеме используется двухкаскадный компаратор, обеспечивающий виртуальную землю на выходы ЦАП. Это приносит значительную пользу в случае, если суммарная емкость в этой точке существенна, что является типичным при реализации ЦАП по КМОП-технологии. При использовании ЦАП с переключаемой полярностью, как, например, в ЦАП типа DAC-100, необходимо соблюдать правильное фазирование подаваемых сигналов.

Более общим методом получения двухполярных АЦП последовательного приближения является смещение входного сигнала путем подключения к источнику опорного напряжения  $V_{оп}$  соответствующего резистора. На рис. 6.46 приведена схема преобразователя, разработанного на основе ЦАП с коммутацией тока, в которой применен такой вариант смещения. Резистор необходим для обеспечения согласования опорного и входного резисторов и в таких конфигурациях размещается в резисторных матрицах. В данной схеме выходной код может быть смещенным двоичным, а инвертированием СЗР (инверсный выход имеется в большинстве регистров последовательного приближения) можно получить на выходе дополнительный код.

В интегрирующих преобразователях основные отличия от устройств, рассмотренных в предыдущем разделе, касаются форматов выходного сигнала, охватывающего диапазон применений от управления семисегментным индикатором, который может быть представлен в двоично-десятичном коде, а также совмещаться с микропроцессором по двоичной шине для осуществле-

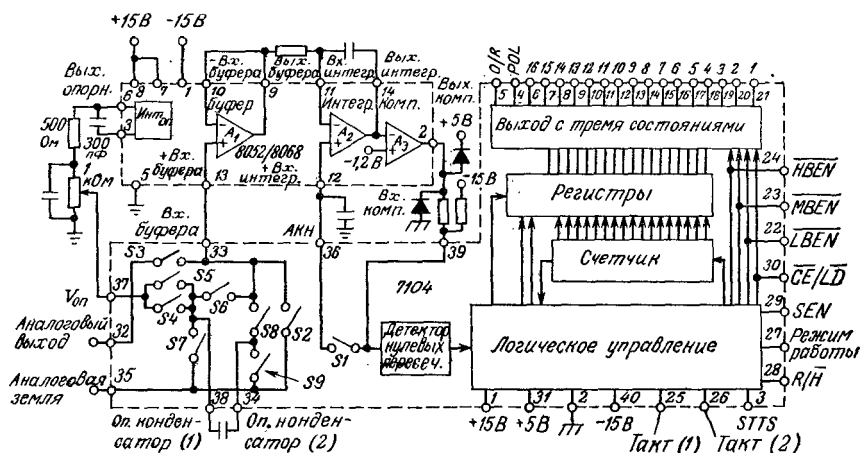


**Рис. 6.47.** 16-разрядный преобразователь с двоичным выходом.

ния побайтового обмена и даже последовательного побитового обмена. Интегрирующий 16-разрядный АЦП на двух кристаллах с двоичным выходом, рассчитанным на стандартный интерфейс, а также на интерфейс для обмена по шине, приведен на рис. 6.47. Это устройство является другой границей диапазона интегрирующих АЦП, а первая граница обозначена преобразователями, приведенными на рис. 6.34 и 6.35. Некоторые из этих устройств переживают второе рождение, и именно они в основном используются для управления цифровыми табло и при построении цифровых мультиметров.

## 6.5. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ АЦП

Основные параметры АЦП такие же, как и для ЦАП, однако существует и некоторое различие. Разрешающая способность и в этом случае характеризует число разрядов (или эквивалентное им число цифр) цифрового выхода АЦП и тем самым определяет число различных ступенек входного сигнала. Наименьшая различимая ступенька входного сигнала, таким образом, определяется как частное от деления «полной шкалы входного сигнала» на это число, т. е.  $2^n$  для двоичной системы или  $10^n$  для десятичной системы счисления. Заметим, что привычное обозначение «3,5-» или «4,5-» значные преобразователи точнее должны были бы называться « $3\frac{1}{3}$ »- или « $4\frac{1}{3}$ »-значные преобразователи, так как нормальный верхний предел счета составляет 2000 или 20 000. Заметим также, что полярность выходного сигнала часто выделяется отдельно, в результате чего удваивается число раз-

личимых уровней входного сигнала и тем сам добавляется еще один разряд.

Линейность определяется как отклонение отношения вход/выход от идеального. Это отклонение может отсчитываться от «наилучшей прямой линии», а для интегрирующих АЦП — от «наилучшей прямой линии» для положительных значений входного сигнала и для отрицательных значений входного сигнала, так что возможен небольшой разрыв при нулевом входном сигнале. Дифференциальная нелинейность означает, насколько больше или меньше идеальной ступеньки входного сигнала реальная ступенька, соответствующая соседним кодам. До некоторой степени связанный с этим параметр, обычно относящийся к АЦП последовательного приближения, касается возможности пропуска кодов. Если АЦП последовательного приближения реализован на основе немонотонного ЦАП (разд. 6.3), то может оказаться, что будут существовать такие коды, которые на выходе АЦП никогда не появятся. Это явление возникает в том случае, когда дифференциальная нелинейность превысит единицу младшего значащего разряда.

Быстродействие АЦП, как правило, определяется как скорость преобразования, т. е. та максимальная скорость, с которой можно получить новый результат преобразования. Иногда существуют ограничения на то, в какой степени полученные результаты независимы друг от друга. Так, например, в случае многих параллельных преобразователей задается ширина полосы, определяемая как максимальная частота, при которой выходной сигнал еще отслеживает входной с некоторыми искажениями выше тех, которые имеют место при гораздо более низких частотах. Эти искажения возникают в том случае, если входные сигналы компараторов не успевают отслеживать входной сигнал со скоростью, согласованной со скоростью получения новых результатов преобразования, так что результат преобразования оказывается зависимым в какой-то степени от предыдущего входного сигнала. Аналогичный эффект появляется и в некоторых других интегрирующих преобразователях, в которых небольшая остаточная погрешность может повлиять на работу системы автокомпенсации нуля, связанную с предыдущим преобразованием, особенно при наличии переполнения. В основном АЦП последовательного приближения не имеют такого недостатка, хотя с такой проблемой можно столкнуться при разработке схемы выборки и хранения, которая часто используется с АЦП такого типа (см. ниже).

Еще один параметр, который часто неправильно трактуют, — это «показатель отношения». Совершенно очевидно, что значение цифрового выхода зависит от значения опорного сигнала, однако преобразователь с «показателем отношений» является преобра-

зователем, результат преобразования которого самым тесным образом зависит от отношения входного и опорного сигналов и не зависит от подгонки каких-либо компонентов. Таким образом, преобразователи с двойным интегрированием (рис. 6.34 и 6.46), параллельные преобразователи (рис. 6.25 и 6.26) и преобразователь последовательного приближения (рис. 6.42) являются преобразователями с «показателем отношения», в то время как АЦП последовательного приближения (рис. 6.43—6.45) не являются таковыми, поскольку отношение некоторых пар конденсаторов и резисторов может изменять коэффициент шкалы, если это отношение изменяется со временем, температурой, режимом работы и т. п. Аналогично преобразователь с балансированием заряда (рис. 6.36) не является в строгом смысле слова преобразователем с «показателем отношения», так как коэффициент шкалы зависит от пары резисторов.

Существуют другие технические характеристики, которые здесь не обсуждаются ввиду их очевидности. При необходимости работы на микропроцессорную шину серьезным препятствием может оказаться низкая нагрузочная способность преобразователя, поскольку, как и у многих других периферийных устройств на ПЗУ, его выходного тока часто оказывается недостаточно для загрузки большой системной шины и для организации работы по ней может возникнуть необходимость введения в схему шинного магистрального усилителя. Для удобства применения АЦП в той его части, которая в основном определяет его точность, обычно используются схемы с дифференциальным входом, и, кроме того, в них нередко применяется дифференциальный вход опорного сигнала, что упрощает многие применения АЦП. Динамический диапазон значений опорного сигнала, который может быть использован, снизу ограничен шумом и напряжением смещения на входе и в этой связи должен выбираться с особой тщательностью. Такие характеристики АЦП, как входное сопротивление и ток потребления, очевидны, и, хотя диапазон мощности рассеяния, который охватывают АЦП, лежит от 2 Вт до 500 мкВт, в этом нет ничего удивительного!

### 6.5а. Список терминов

*Дифференциальная нелинейность*: разность между диапазонами входных сигналов, соответствующих двум соседним выходным кодам, и идеальным значением (единица МЗР).

*Нелинейность*: погрешность, обусловленная отклонением передаточной характеристики (строго говоря, в середине диапазона входного сигнала, соответствующего каждому значению выходного сигнала) от идеальной прямой линии.

*«Погрешность опрокидывания»:* разность между значениями отсчетов, соответствующих одинаковым амплитудам сигналов разного знака. Этот параметр является общим для всех интегрирующих преобразователей.

*Показатель отношения:* строго говоря, это преобразователь, коэффициент шкалы между значениями входных и опорных сигналов которого не зависит ни от значений компонентов, ни от их отношений, так что такой преобразователь не подвержен влиянию условий производства, времени или колебаниям температуры и т. п. Иногда ошибочно применяется к устройствам, в которых коэффициент шкалы является номинально основным числом (например, 2:1 или 1:2). Это свойство полезно в случае преобразования результата работы датчиков, выходной сигнал которых пропорционален управляющему напряжению, которое в свою очередь может быть использовано в качестве опорного напряжения АЦП.

*Полная шкала входного сигнала:* максимальное значение входного сигнала, при котором обеспечивается устойчивое считывание. Для параллельных АЦП и АЦП последовательного приближения это то же самое, что и значение опорного напряжения, в то время как большинство АЦП с двойным интегрированием имеет полную шкалу входного сигнала, в два раза превышающую опорное напряжение.

*Пропускание кодов:* существование теоретически таких кодов, которые на выходе практически не появляются. Обычно определяется величина, обратная указанной: отсутствие пропускания кодов, и обычно относится к АЦП последовательного приближения, хотя с этой проблемой также сталкиваются и при использовании других типов АЦП. Это понятие связано с понятием дифференциальной нелинейности, так как, если последняя составляет  $1/2$  МЗР, никакого «пропускания кодов» не наблюдается.

*Разрешающая способность:* значение МЗР. Так,  $n$ -разрядный АЦП имеет значение МЗР, определяемое отношением полной шкалы входного напряжения  $V_{\text{пш}}$  к числу  $2^n$ ; аналогично и для десятичной системы. Разрешающая способность, линейность и точность — понятия разные, и их нельзя смешивать.

*Скорость преобразования:* максимальная скорость, при которой преобразование может быть выполнено правильно. Этот параметр может предполагать незначительное изменение входного сигнала между преобразованиями и определяется типом и детальной реализацией преобразователя. См. *ширина полосы*.

*Ширина полосы:* максимальная частота входного сигнала, при которой еще может произойти преобразование с определенным уменьшением выходного цифрового сигнала (относительно уровня аналогового сигнала). Заметим, что так называемая



точка снижения уровня на 3 дБ соответствует только потере двух разрядов точности. Это требование обычно относится к параллельным АЦП или к другим устройствам, предназначенным для обработки видео- и телевизионных сигналов.

## **6.6. ДРУГИЕ СХЕМЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЯХ**

Существует ряд вспомогательных схем, которые связаны с АЦП и ЦАП, но еще не рассматривались в этой книге. Наиболее важные среди них — это аналоговые коммутаторы и ключи, усилители выборки и хранения. Другие элементы, такие как предусилители датчиков, усилители с программируемым усилением и выходные усилители большой мощности, могут быть разработаны на основе операционных усилителей, усилителей постоянного тока с преобразованием сигнала, измерительных усилителей в сочетании с ключами, резисторными матрицами и т. п. с применением стандартных методов. Основное внимание при обсуждении будет уделено использованию и специфическим свойствам, которые отличают указанные элементы при нестандартном их применении.

### **6.6а. Предусилители датчиков**

В этом случае основное отличие состоит в повышении точности и линейности, что обычно требуется для систем, ориентированных на применение цифровой обработки. Достижение этой цели в общем связано с улучшением характеристик операционных усилителей и особенно с разработкой в последние годы дешевого усилителя постоянного тока с преобразованием сигнала. Схема, в которой используется это устройство, показана на рис. 6.48. В этой схеме показано и использование управляющего напряжения датчика в качестве источника опорного напряжения, что также повышает точность и стабильность преобразователя с «показателем отношения».

Другой метод устранения смещения на входе и дрейфа предусилителя показан на рис. 6.49, где для управления усилителем выборки-разности используется выходной сигнал интегрирующего преобразователя. Применение операционных усилителей с малым уровнем шумов гарантирует хорошие характеристики всей системы, так как эффективное значение шума на входе АЦП уменьшается усилением предусилителя. Хотя возможно, что размещение такой системы перед коммутатором и приводит к неко-

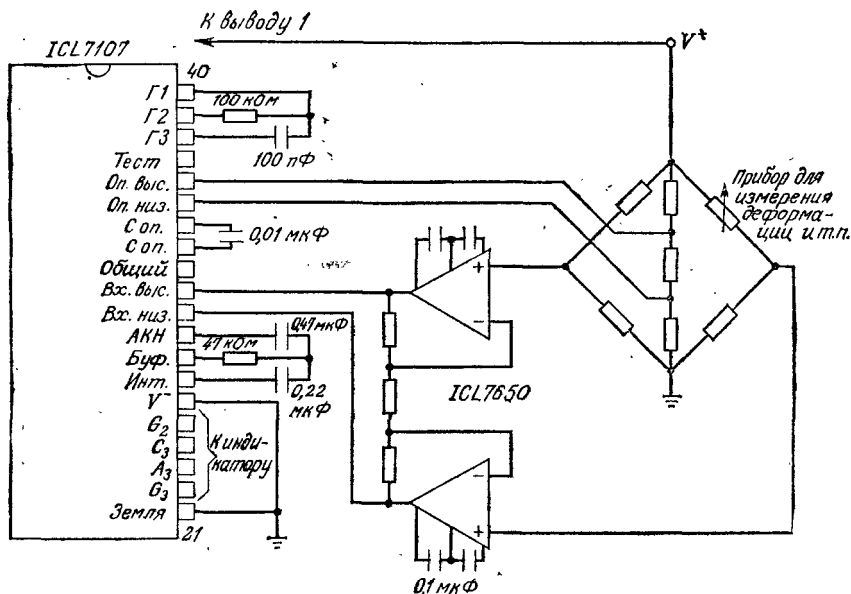


Рис. 6.48. Предусилитель с высокой точностью.

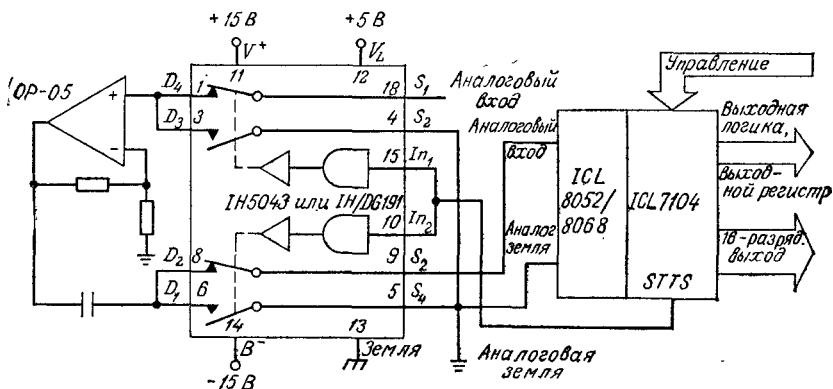


Рис. 6.49. Предусилитель выборки-разности.

торому усложнению процесса коммутации, однако в этой системе можно предусмотреть режим ожидания каждого нового канала, в который требуется произвести выборку.

### 6.66. Аналоговые коммутаторы и ключи

Эти устройства позволяют с помощью логического управления изменить конфигурацию схемы. Наиболее распространены два типа ключей, выполненных по разной технологии, — это ключ



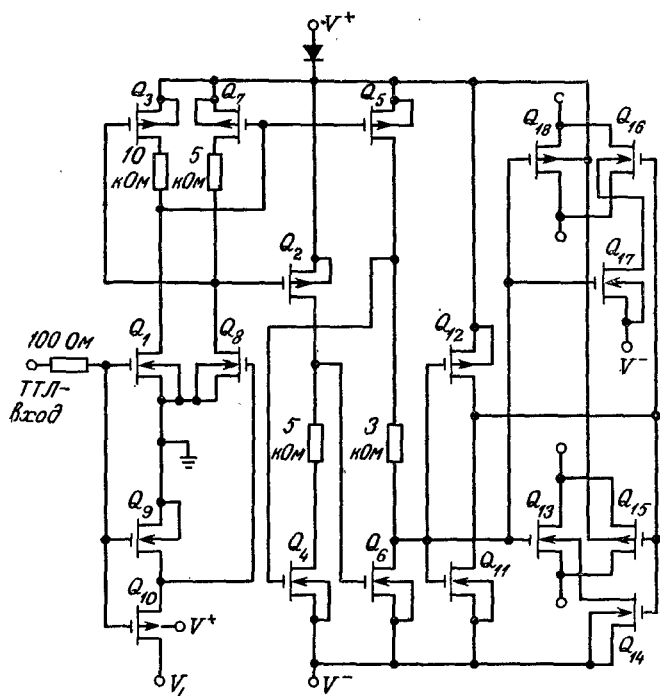


Рис. 6.51. Аналоговый ключ на КМОП-структуре.

случаев также и на выходной сигнал. Одно такое устройство показано на рис. 6.53.

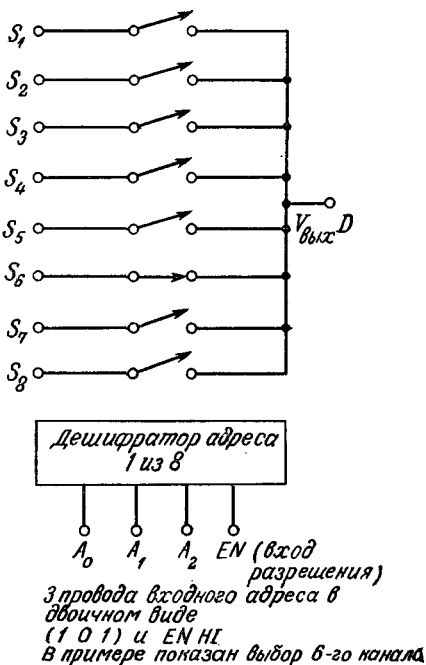
Большинство ключей и коммутаторов рассчитано на подачу сигналов в диапазоне от  $+10$  В до  $-10$  В, а многие из них — на сигналы  $\pm 15$  В. Типовые сопротивления ключа в положении «включено» колеблются от 30 до 75 Ом, тогда как для коммутаторов они составляют обычно 500—1000 Ом. Ток утечки по каждому входу и выходу во многих случаях не превышает 1 нА, хотя при повышении температуры этот ток, как правило, возрастает. Токи и напряжения входных сигналов соответствуют логическим уровням, что обеспечивает их совместимость с сериями микросхем типа ТТЛ и КМОП, многие из которых имеют высокое быстродействие и низкую мощность рассеяния. Важной особенностью многих устройств является наличие режима работы «сначала сломай — потом сделай», который гарантирует отсутствие взаимного влияния в процессе переключения.

Увеличение числа каналов достигается способом, показанным на рис. 6.54. Однако увеличение тока утечки на выходе и сум-

Рис. 6.52. Аналоговый коммутатор.

марной емкости может привести к погрешностям как в статическом, так и динамическом режиме, что особенно существенно в больших многоканальных системах, в связи с чем более предпочтительным способом организации большого числа каналов является способ, показанный на рис. 6.55. Некоторое увеличение сопротивления ключа в состоянии «включено» с лихвой компенсируется уменьшением тока утечки и емкости в выходных цепях устройства.

Помимо очевидной задачи выбора входного сигнала для обработки или пересылки выходного сигнала по назначению аналоговые ключи и коммутаторы используются для регулирования усиления усилителей, разработки усилителей выборки и хранения, а также для многих других задач. Некоторые из этих задач были рассмотрены выше, остальные будут рассмотрены в последнем разделе настоящей главы.



## 6.6в. Усилители выборки и хранения (слежения и хранения)

Хотя, строго говоря, под термином «функция усилителя выборки и хранения» понимают взятие отсчета входного сигнала в определенный момент времени и хранение его до прихода следующего стробирующего импульса в отличие от устройства, которое отслеживает входной сигнал до тех пор, пока не придет команда его хранить, тем не менее этот сложившийся термин настолько широко применяется для описания именно последней функции, что совершенно невозможно руководствоваться рациональным началом!

К счастью, названия, описывающего функцию, совершенно достаточно для того, чтобы можно было уйти вперед и рассмотреть методы решения этой задачи вне зависимости от того, как мы его назвали. Одна из схем, предназначенных для этой цели, приведена на рис. 6.56, где изображено монолитное устройство, идущее на смену гибридно-модульному его исполнению, которое



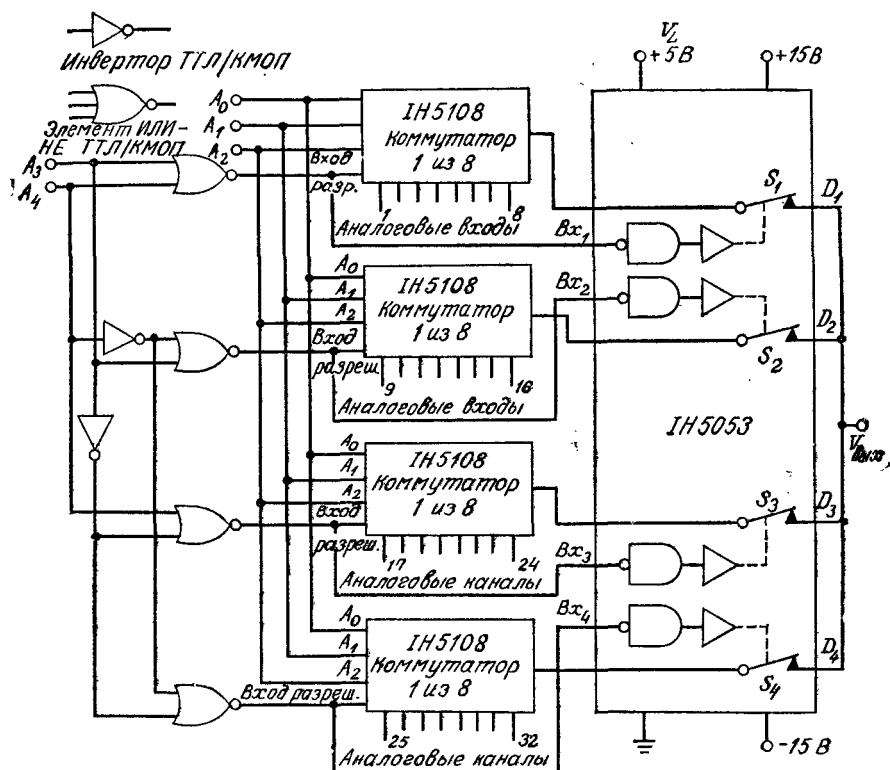


Таблица истинности дешифратора

| $A_4$ | $A_3$ | $A_2$ | $A_1$ | $A_0$ | Замкнут<br>ключ |
|-------|-------|-------|-------|-------|-----------------|
| 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | $S_1$           |
| 0     | 0     | 0     | 0     | 1     | $S_2$           |
| 0     | 0     | 0     | 1     | 0     | $S_3$           |
| 0     | 0     | 0     | 1     | 1     | $S_4$           |
| 0     | 0     | 1     | 0     | 0     | $S_5$           |
| 0     | 0     | 1     | 0     | 1     | $S_6$           |
| 0     | 0     | 1     | 1     | 0     | $S_7$           |
| 0     | 0     | 1     | 1     | 1     | $S_8$           |
| 0     | 1     | 0     | 0     | 0     | $S_9$           |
| 0     | 1     | 0     | 0     | 1     | $S_{10}$        |
| 0     | 1     | 0     | 1     | 0     | $S_{11}$        |
| 0     | 1     | 0     | 1     | 1     | $S_{12}$        |
| 0     | 1     | 1     | 0     | 0     | $S_{13}$        |
| 0     | 1     | 1     | 0     | 1     | $S_{14}$        |
| 0     | 1     | 1     | 1     | 0     | $S_{15}$        |
| 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | $S_{16}$        |

Таблица истинности дешифратора

| $A_4$ | $A_3$ | $A_2$ | $A_1$ | $A_0$ | Замкнут<br>ключ |
|-------|-------|-------|-------|-------|-----------------|
| 1     | 0     | 0     | 0     | 0     | $S_{17}$        |
| 1     | 0     | 0     | 0     | 1     | $S_{18}$        |
| 1     | 0     | 0     | 1     | 0     | $S_{19}$        |
| 1     | 0     | 0     | 1     | 1     | $S_{20}$        |
| 1     | 0     | 1     | 0     | 0     | $S_{21}$        |
| 1     | 0     | 1     | 0     | 1     | $S_{22}$        |
| 1     | 0     | 1     | 1     | 0     | $S_{23}$        |
| 1     | 0     | 1     | 1     | 1     | $S_{24}$        |
| 1     | 1     | 0     | 0     | 0     | $S_{25}$        |
| 1     | 1     | 0     | 0     | 1     | $S_{26}$        |
| 1     | 1     | 0     | 1     | 0     | $S_{27}$        |
| 1     | 1     | 0     | 1     | 1     | $S_{28}$        |
| 1     | 1     | 1     | 0     | 0     | $S_{29}$        |
| 1     | 1     | 1     | 0     | 1     | $S_{30}$        |
| 1     | 1     | 1     | 1     | 0     | $S_{31}$        |
| 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | $S_{32}$        |

Рис. 6.55. Применение субкоммутатора для уменьшения погрешностей.

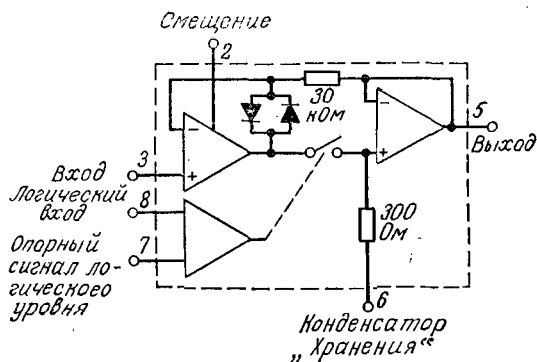


Рис. 6.56. Усилитель выборки (слежения) и хранения типа LF198.

было популярно на протяжении долгого времени. Входной усилитель управляет конденсатором хранения  $C_h$  в период «слежения», так что выходной усилитель отслеживает входной сигнал. При переходе в режим хранения конденсатор обеспечивает хранение соответствующего значения. Это гарантирует появление на выходе схемы правильного значения хранимого сигнала. Входные параметры схемы определяются входным усилителем, в то время как для минимизации скорости спада сигнала на выходе необходимо обеспечить очень низкое значение тока смещения на входе выходного усилителя. Однако напряжение смещения на его входе делится на коэффициент усиления входного усилителя с разомкнутой петлей обратной связи, и поэтому им можно пренебречь. Вообще говоря, желательно ввести некоторое средство замыкания петли обратной связи входного усилителя в режиме хранения с целью уменьшения сдвигов напряжения, вызванных выходом из насыщения при возвращении в режим слежения (выборки). Основным оставшимся источником погрешности является инжекция носителей заряда в конденсатор хранения при стробировании, которая может быть уменьшена при тщательном проектировании и особенно при использовании для их стирания «фиктивных» ключей.

Можно упомянуть еще две конфигурации. На рис. 6.57 показан «инвертирующий» усилитель слежения и хранения, который обладает тем преимуществом, что имеет «виртуальную землю» в чувствительном узле, где инжекция заряда и токи утечки могут создать проблему, а на рис. 6.58 представлено устройство, в котором один и тот же усилитель используется как входное и выходное устройство, причем изменение его функции осуществляется под управлением выборки.

Одной из наиболее важных характеристик усилителя выборки (слежения) и хранения является апертурная задержка. Есте-



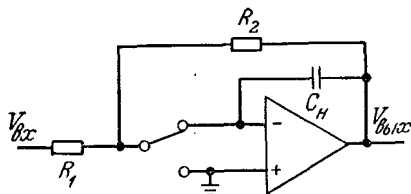


Рис. 6.57. Инвертирующий усилитель слежения и хранения.

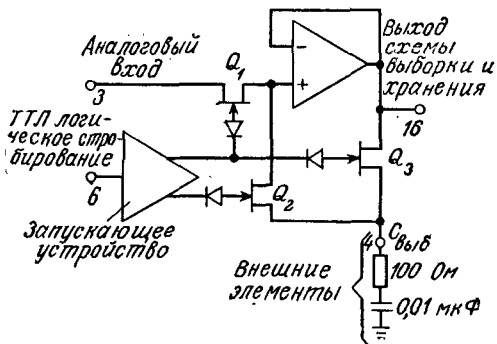


Рис. 6.58. Устройство слежения и хранения на одном усилителе.

ственно, что, когда входная логическая схема создает режим хранения, необходимо время, чтобы отреагировать на эту команду. Обычно для работы системы это не очень важно, но в тех случаях, когда с этой задержкой приходится считаться, необходимо либо подавать сигнал управления несколько раньше, либо производить задержку входного аналогового сигнала. Однако изменение этого времени в ряде применений превращается в настоящую проблему, и такой «апертурный джиттер» требует в этих случаях тщательного контроля. Особое внимание требуется обратить на зависимость задержки от уровня входного сигнала, так как это может привести к «перекоосу» результата.

Применение этих устройств широко и многообразно, однако большинство из них подпадает под две категории. Первая — совместное использование с АЦП последовательного приближения. Полезность размещения устройства выборки и хранения перед АЦП последовательного приближения иллюстрируется рис. 6.59, на котором показаны несколько возможных вариантов формы входного сигнала и кривая последовательного приближения. Как видно из рисунка, все они приводят к одному и тому же цифровому результату (рис. 6.29 и разд. 6.4в). Этот результат соответствует значению входного сигнала в некоторый момент времени процесса преобразования, однако этот момент мо-

жет быть определен не очень точно, что для многих систем анализа формы сигналов может представлять серьезную проблему. При использовании устройства выборки (слежения) и хранения значение сигнала на время преобразования поддерживается постоянным, и упомянутые моменты времени соответствуют началу режима хранения.

Другое наиболее общее применение устройства выборки и хранения — в качестве выходного устройства цифро-аналоговых

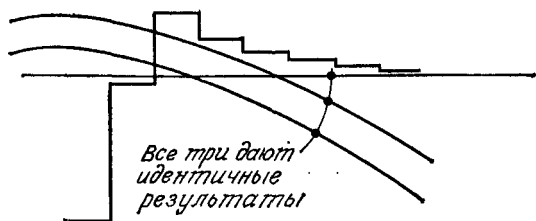


Рис. 6.59. Необходимость использования схемы выборки (слежения) и хранения для АЦП последовательного приближения.

преобразователей. В момент изменения цифрового кода на выходе многих типов ЦАП возникают импульсные помехи (выбросы), которые могут быть устранены считыванием сигнала в ре-

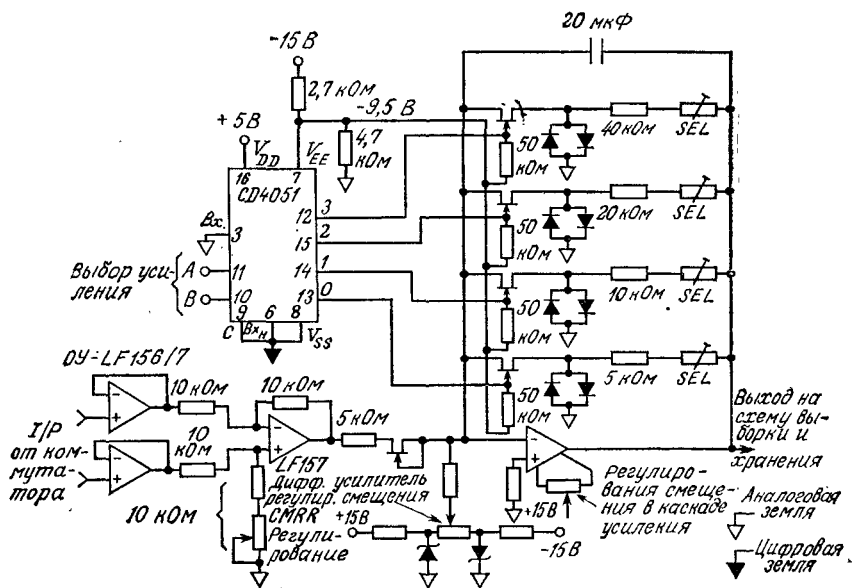


Рис. 6.60. Традиционный программируемый усилитель.

жиме хранения. В системах с большим числом аналоговых входов применение одного ЦАП с аналоговым коммутатором и рядом устройств выборки и хранения может оказаться более выгодным, чем применение индивидуальных ЦАП.

### 6.6г. Программируемые усилители

Усилители с программируемым коэффициентом передачи используются для предварительной обработки аналогового сигнала перед подачей его на АЦП в тех случаях, когда требуемое усиление заранее неизвестно или динамический диапазон входного сигнала оказывается шире динамического диапазона АЦП. Традиционная схема, представленная на рис. 6.60, включает в себя стандартный инвертирующий усилитель (перед которым часто ставится измерительный усилитель), коэффициент передачи которого меняется путем подключения разных наборов резисторных матриц с помощью аналогового ключа или коммутатора.

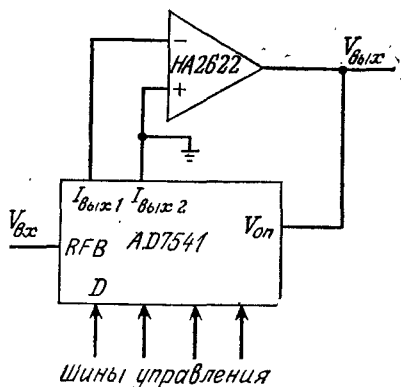


Рис. 6.61. Программируемый усилитель на основе ЦАП.

Более интересная схема для решения той же задачи приведена на рис. 6.61. В ней используется ЦАП по КМОП-технологии, включенный в цепь обратной связи операционного усилителя. Коэффициент передачи задается программным способом путем подачи соответствующего цифрового кода на ЦАП, и достигаемая точность определяется точностью ЦАП при малых усилениях. Заметим, что при больших усилениях точность усиления падает так как погрешность в единицу младшего значащего разряда составляет большее значение при малой глубине обратной связи, чем при малых усилениях, когда глубина обратной связи большая.

### 6.7. СИСТЕМЫ СБОРА ДАННЫХ

Развитие микрокомпьютерных систем наводит на мысль о создании систем сбора данных на одной плате, которые должны быть сконструированы таким образом, чтобы иметь возможность сопрягаться с объединительными платами наиболее распростра-

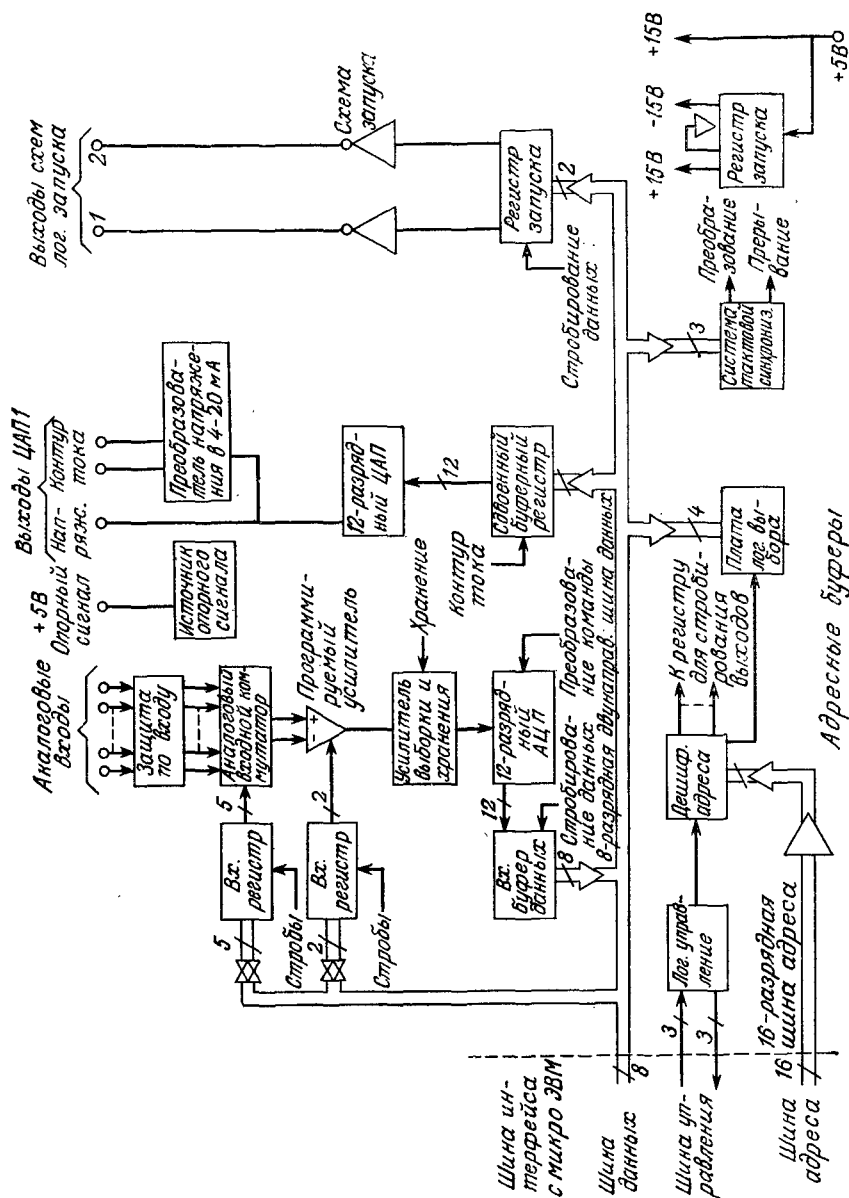


Рис. 6.62. Типовая система сбора данных (полная система часто содержит несколько выходов с ЦАП, причем каждый из них имеет свой регистр).

ненных микрокомпьютеров, включая интерфейс. Например, наряду с другими платами имеются платы для организации стандартной шины, мультишины, шины S100, а также шины микроЭВМ PDP-11 и LSI-11. Такие платы в основном строятся по принципу, показанному на рис. 6.62, и включают в себя полностью системы АЦП и ЦАП. В их состав часто входят шины цифровых входных и выходных сигналов. Управление мультиплексным каналом, программируемым усилением, устройством выборки и хранения и АЦП может быть осуществлено программно, хотя могут быть разработаны и более простые системы, имеющие меньшую гибкость. Адреса обращения к плате могут размещаться или в области памяти, или в адресном пространстве для периферийных устройств (устройства ввода-вывода) вычислительной машины. Эти две платы называются соответственно платой «с размещением в памяти» и платой «с размещением в устройстве ввода-вывода», и большинство плат, обладающих гибкостью, позволяет пользователю выбирать как принцип адресации, так и принцип размещения с помощью перемычки, ключей в корпусах с двухрядным расположением выводов и т. д.

Система, описанная выше, работает наилучшим образом с ограниченным числом входных сигналов, источник каждого из которых расположен достаточно близко от вычислительного комплекса, и позволяет обрабатывать большие объемы информации каждого канала за короткое время. Однако существует много применений систем сбора данных, в которых источники аналоговых сигналов расположены достаточно далеко, их число довольно большое, а темп поступления данных от каждого из них очень низок. Такие задачи, как, например, контроль температуры в большом здании или в процессе очистки нефти либо контроль концентрации воспламеняющегося газа в угольных шахтах, больше подходят под второй, чем под первый, класс задач. Для того чтобы решить этот класс задач, был разработан ряд систем, ориентированных на последовательную передачу данных от ряда удаленных центров сбора данных, каждая из которых имеет в своем составе предусилитель, коммутатор и АЦП. Типичный пример такой системы представлен на рис. 6.63, а блок-схема так называемого удаленного терминала — на рис. 6.64. В состав терминала входят входной коммутатор, АЦП с двойным интегрированием, поскольку скорость данных низка, и микроЭВМ для выполнения протокола передачи последовательных данных по одной витой паре проводов. В этой конкретной системе к одной паре можно подключить до 256 одинаковых удаленных терминалов на расстояния до нескольких километров, а протокол позволяет обслуживать до 512 удаленных терминалов при использовании плат двух типов. В зависимости от осо-

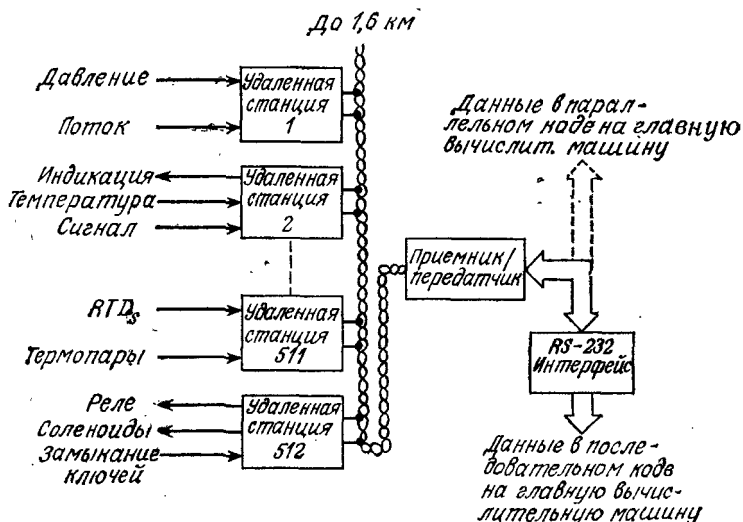


Рис. 6.63. Система сбора данных последовательного действия.

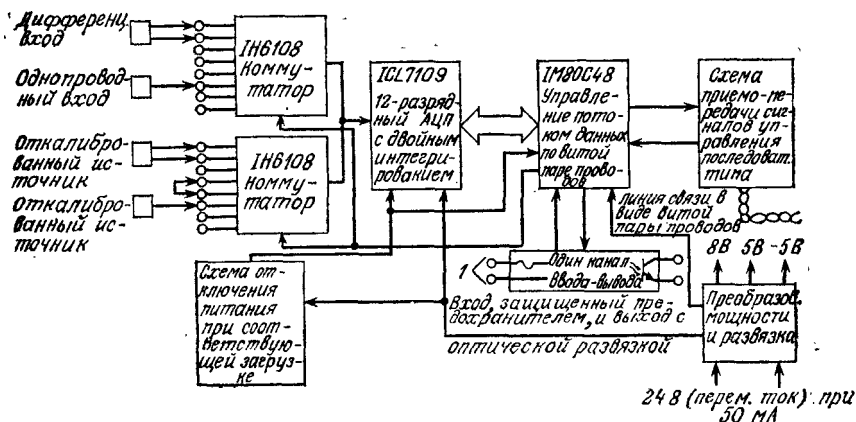


Рис. 6.64. Удаленная аналоговая станция из рис. 6.63.

бенностей построения все эти терминалы могут быть опрошены менее чем за 6 с, что вполне достаточно для таких систем. Стоимость ввода в эксплуатацию системы довольно низка по сравнению со стоимостью системы, аналогично той, которая изображена на рис. 6.62.

Обобщенная система сбора данных представлена на рис. 6.65. Большинство систем строится по ее образу и подобию, хотя не-

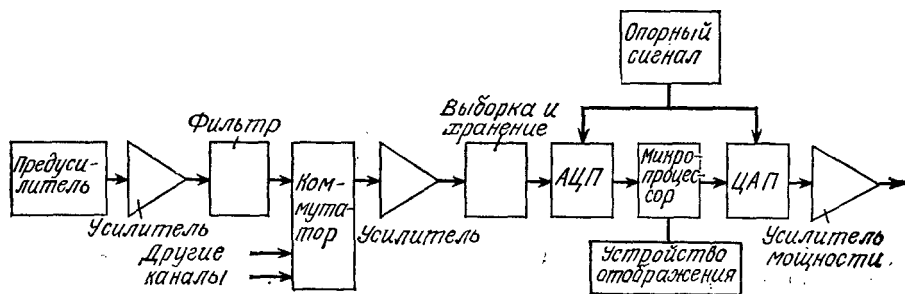


Рис. 6.65. Схема большинства систем сбора данных.

которые элементы часто исключаются или упрощаются (например, преобразователь для цифровых вольтметров вырождается в обыкновенный шуп).

Интересно заметить, что в разработках таких устройств в гибридно-модульном исполнении основной упор в последние годы делается на сосредоточении большинства элементов этих систем во все более функционально-законченные «кубики». При разработке систем в виде интегральной микросхемы такая тенденция сохраняется при числе разрядов до 8 (т. е. в системах с низкой точностью): мультиплексоры совмещаются с АЦП, а ЦАП — даже со статическими ОЗУ. Предвестником будущего можно считать так называемый аналоговый процессор на одном кристалле, в состав которого входят: ЦАП (с перестраиваемой конфигурацией для реализации АЦП последовательного приближения), входные и выходные схемы выборки и хранения и программируемый микропроцессор. Строка У. Блейка «видеть мир в одной песчинке...» не так далека от истины, как мы об этом думаем!

# ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ МАЛОЙ СТЕПЕНИ ИНТЕГРАЦИИ

*Х. Олдридж<sup>1)</sup>*

### 7.1. ВВЕДЕНИЕ

Устойчивой тенденцией отрасли промышленности, выпускающей интегральные схемы, является создание все более сложных, более насыщенных кристаллов. Такая тенденция стала возможной благодаря разработке новых технологий изготовления микросхем и совершенствованию процесса их производства.

Интегральные схемы малой степени интеграции (МИС) заменяются интегральными схемами средней степени интеграции (СИС), большой степени интеграции (БИС) и сверхбольшой степени интеграции (СБИС). Однако при разработке систем, требующих выполнения простых логических операций, существует необходимость в интегральных схемах малой степени интеграции.

Цель данной главы — помочь разработчикам выбрать и применить такие микросхемы в соответствии с предъявляемыми требованиями к разрабатываемому устройству. В главе приводятся характеристики каждого семейства логических схем для облегчения выбора наилучшего семейства для конкретного применения. В качестве примеров рассмотрены типовые задачи, возникающие при разработке, и приводится их поэтапное решение.

### 7.2. ТИПЫ СЕМЕЙСТВ ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ

Хотя со временем было разработано несколько технологий изготовления интегральных схем, только три технологии заняли господствующее положение: ТТЛ-технология (транзисторно-транзисторные логические схемы), КМОП-технология (логические

---

<sup>1)</sup> Hamil Aldridge, Paradyne Corp., Largo, Fla.



схемы на комплементарных структурах металл — окисел — полупроводник), ЭСЛ-технология (логические схемы с эмиттерными связями).

## 7.2а. ТТЛ-технология

Интегральные схемы типа ТТЛ получили широкое признание в последние несколько лет. Разработанное в 1964 г. фирмой Texas Instruments, это семейство интегральных схем быстро завоевало популярность благодаря удачному компромиссу между быстродействием и потребляемой мощностью.

Семейство ТТЛ-схем наряду со стандартными ТТЛ-схемами включает в себя такие разновидности, как маломощные ТТЛ-схемы, быстродействующие ТТЛ-схемы, быстродействующие ТТЛ-схемы с диодами Шоттки, маломощные ТТЛ-схемы с диодами Шоттки, недавно появившиеся улучшенные ТТЛ-схемы с диодами Шоттки и самые современные маломощные ТТЛ-схемы с диодами Шоттки. Все разновидности ТТЛ-схем в своей основе имеют одну и ту же базовую схему и совместимы между собой.

В каждой серии существует компромисс между быстродействием и мощностью. Поскольку произведение быстродействия на мощность есть величина, почти постоянная, увеличение быстродействия должно сопровождаться увеличением рассеиваемой мощности и наоборот. Это объясняется тем, что для достижения большего быстродействия и меньших задержек распространения сигнала необходимо уменьшать значения резисторов в схеме. А уменьшение значений резисторов означает увеличение потребляемой мощности.

Одним из путей улучшения зависимости быстродействие — мощность является совершенствование схемы. Введение в нее фиксирующих диодов Шоттки предотвращает переход транзисторов в режим насыщения, что приводит к уменьшению времени памяти транзисторов. В результате происходит увеличение быстродействия без увеличения потребляемой мощности, вследствие чего семейство логических схем с диодами Шоттки является наиболее эффективным.

Выпускаемые серии ТТЛ-схем предназначены для двух областей применений, что и показано в таблице:

| Область применения | Серия | Температурный интервал, °С | Диапазон напряжения питания, В (пост. ток) |
|--------------------|-------|----------------------------|--------------------------------------------|
| Военная            | 54XX  | от —55 до +125             | от +4,5 до +5,5                            |
| Промышленная       | 74XX  | от 0 до +70                | от +4,75 до +5,25                          |

### 7.2б. КМОП-технология

Интегральные схемы на симметричных комплементарных структурах металл — окисел — полупроводник (КМОП) получают все большее распространение благодаря низкой мощности рассеивания и их способности работать в широком диапазоне питающих напряжений. В схемах на КМОП-структурах используются два типа МОП-вентилей: один тип — *p*-канальный МОП-вентиль, другой — *n*-канальный МОП-вентиль. Наличие МОП-вентилей разного типа проводимости (комплементарных) дало название такой структуре.

Замечательной особенностью КМОП-вентиля является отсутствие тока как в состоянии «логическая единица», так и в состоянии «логический нуль». Мощность рассеивается только в момент переключения КМОП-вентиля из одного состояния в другое. Следовательно, мощность рассеивания пропорциональна частоте переключения.

Платой за низкую мощность рассеивания, присущую КМОП-структуре, является быстродействие. Как и другие интегральные схемы на МОП-структурах, интегральные схемы на КМОП-структурах пригодны для построения устройств с тактовой частотой до 7 МГц.

Интегральные схемы на КМОП-структурах обычно выпускаются в двух вариантах исполнения для разных условий эксплуатации. Так, для серии RCA CD4000A эти данные приведены в следующей таблице:

| Вариант схемы | Температурный интервал, °C | Диапазон напряжения питания, В (пост. ток) |
|---------------|----------------------------|--------------------------------------------|
| Первый        | от —55 до +125             | от +3 до +12                               |
| Второй        | от —40 до +85              | от +3 до +12                               |

### 7.2в. ЭСЛ-технология

Логические схемы с эмиттерными связями (ЭСЛ) хорошо известны благодаря наибольшему быстродействию. Интегральные схемы типа ЭСЛ представляют собой ненасыщенную форму цифровых интегральных схем, в которых время памяти транзистора как параметра, ограничивающего быстродействие, отсутствует, чем и создается возможность работы с очень высокой скоростью. Однако платой за ненасыщенный режим работы служат наименьшая среди рассмотренных трех технологий надежность интегральных схем типа ЭСЛ и наибольшая рассеиваемая мощность.

В ключах ЭСЛ-типа используется пара входных транзисторов: один находится в открытом состоянии, другой — в закрытом. Переключение осуществляется подачей сигнала через общий резистор в цепи эмиттеров, что и дало название «эмиттерно-связанная логика» этому виду логических схем.

Семейство MECL I было первой разработкой цифровых монокристаллических интегральных схем, проведенной фирмой Motorola. Созданное в 1962 г., это семейство в значительной степени опережало требования того времени. Нет какого-либо другого вида логических микросхем, которые бы по своим характеристикам приблизились к характеристикам семейства MECL I. В этой связи в ряде высококачественных систем были использованы логические схемы семейства MECL I.

В настоящее время, два десятилетия спустя, появление TTL-технологии с диодами Шоттки привело к уменьшению разрыва в характеристиках. Фирмой Motorola за это время были последовательно разработаны следующие серии ЭСЛ-схем: MECL II, MECL III и MECL 10000. Каждая последующая серия имела преимущества по отношению к предшествующим либо по характеристикам, либо по легкости применения. Конечным результатом этих разработок явилось создание серии MECL III, имеющей типовое значение задержки распространения порядка 1 нс и частоту переключения 500 МГц.

Выпускаемые серии микросхем ЭСЛ-типа, рассчитанные для работы в трех различных температурных интервалах, представлены в следующей таблице:

| Серия                                                   | Температурный интервал,<br>°C | Диапазон напряжения<br>питания $V_{EE}$ , В |
|---------------------------------------------------------|-------------------------------|---------------------------------------------|
| 1. MC10500<br>MC10600<br>MCM10500<br>MC1648M<br>MC12500 | от $-55$ до $+125$            | $-5,2 \pm 0,010$                            |
| 2. MC10100<br>MC10200<br>MC1600<br>MC12000              | от $-30$ до $+85$             | $-5,2 \pm 0,010$                            |
| 3. MC10100<br>MC1697A<br>MC12000                        | от $0$ до $+75$               | $-5,2 \pm 0,010$                            |

### 7.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ СЕМЕЙСТВ ЛОГИЧЕСКИХ МИКРОСХЕМ

Выбор оптимального логического семейства является ключевым вопросом любой разработки. Для одних разработок требуется высокое быстродействие, для других — малая потребляемая мощность, третьи разработки должны обладать низкой стоимостью. В данном разделе приводится необходимая информация — схемы и графики, призванные помочь разработчику в осуществлении такого выбора.

#### 7.3а. Типовая структура логического элемента

На рис. 7.1 приведен типовой двухвходовый логический элемент каждого семейства логических микросхем. Схематическое изображение логического элемента отражает входные и выходные схемы каждого семейства логических микросхем. Такая информация может быть полезна разработчику при сопряжении с нестандартными схемами.

#### 7.3б. Передаточные характеристики по напряжению

Типовые передаточные характеристики каждого семейства логических микросхем приведены на рис. 7.2. Эти кривые представляют интерес для разработчиков, поскольку отражают зависимость выходного напряжения включения и выключения от входного напряжения включения и выключения, а также позволяют оценить запас помехоустойчивости по постоянному току (статическую помехоустойчивость). Кроме указанных зависимостей иногда также приводятся: 1) изменения передаточной характеристики от питающих напряжений; 2) изменения передаточной характеристики от температуры; 3) мощность в режиме переключения (если на том же графике показан ток потребления); 4) характеристика гистерезиса при необходимости (например, для триггера Шмитта).

В листах технических данных фирмы-изготовителя передаточные характеристики в виде графиков приводятся редко. Вместо этого в них указывается рекомендуемая для работы зона передаточной характеристики (рис. 7.3). Точка *a* определяет минимальное входное напряжение ( $V_{IH}$ ), требуемое для получения на выходе логической схемы максимального напряжения низкого уровня ( $V_{OL}$ ). Точка *б* определяет максимальное входное напряжение ( $V_{IL}$ ), требуемое для получения на выходе логической схемы минимального высокого уровня ( $V_{OH}$ ). Обычно приводятся типовые и предельные значения выходных напряжений.

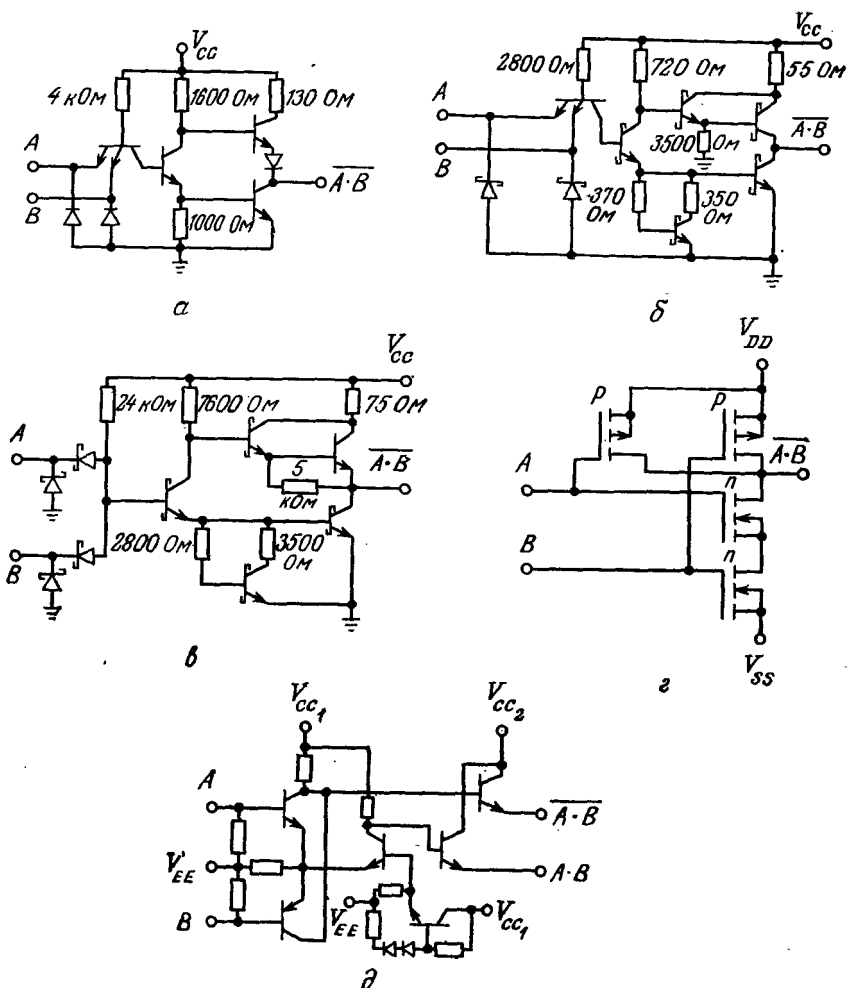


Рис. 7.1. Типовая структура базового логического элемента каждого семейства логических микросхем: 74 (а); 74S (б); 74LS (в); КМОП (г); ЭСЛ (д).

Такая информация особенно важна при сопряжении логических схем различных семейств.

Два устройства согласуются, если выполняются следующие неравенства:

$$VOL \text{ (передатчик)} \leq VIL \text{ (приемник)}, \quad (7.1)$$

$$VOH \text{ (передатчик)} \geq VIH \text{ (приемник)}. \quad (7.2)$$

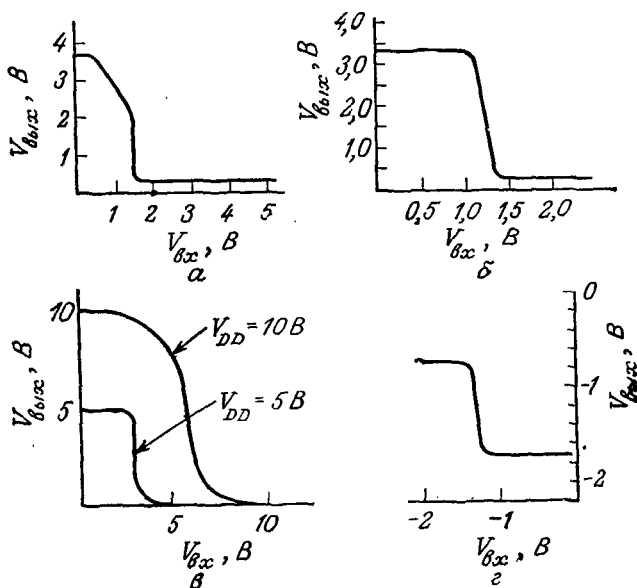


Рис. 7.2. Передаточные характеристики семейств микросхем: ТТЛ(а); ТТЛ с диодами Шоттки (б); КМОП (в); ЭСЛ (г).

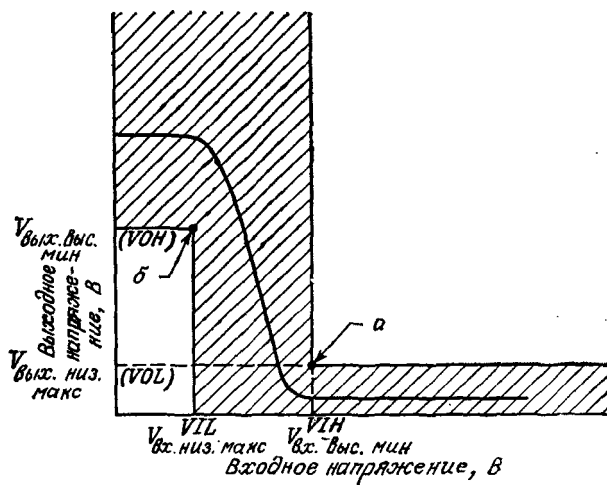


Рис. 7.3. Передаточная характеристика типового инвертирующего вентиля.

### 7.3в. Быстродействие или задержка распространения

При проектировании систем быстродействие семейства логических микросхем, как правило, является одним из наиболее важных параметров. Быстродействие характеризуется обычно так называемой задержкой распространения, которая представляет собой время прохождения сигнала через устройство. Для инвертирующего элемента это задержка в появлении на его выходе какой-либо определенной точки входного сигнала (рис. 7.4). Обычно эту точку выбирают на уровне 0,5 — между напряжением низкого логического уровня и напряжением высокого логического уровня (так называемая 50 %-ная точка).

Различают два вида времени задержки.  $t_{plh}$  — время задержки распространения при переходе выходного сигнала из состояния низкого уровня в состояние высокого уровня,  $t_{phl}$  — время задержки распространения при переходе выходного сигнала из состояния высокого уровня в состояние низкого уровня.

Общее время задержки распространения через схему может быть найдено путем суммирования индивидуальных задержек распространения каждого элемента схемы. Поэтому разработчику важно определить переходный режим каждого элемента. На рис. 7.5 показаны диапазоны времени задержки распространения каждого семейства логических микросхем.

Фирмы-изготовители используют другой параметр, характеризующий быстродействие, — скорость переключения, или частоту переключения. Под этим понимается максимальная частота, с которой элемент может переходить из одного логического состояния в другое при так называемой триггерной работе. Переключение с большей частотой, чем максимально допустимая, приводит к неопределенности состояния уровня на выходе элемента и поэтому является нежелательным.

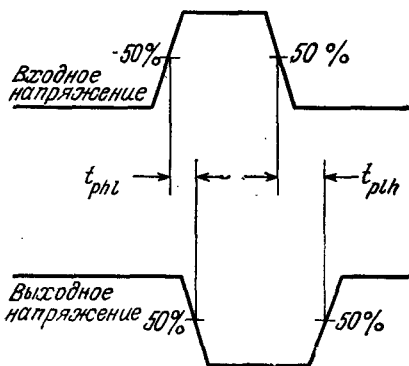


Рис. 7.4. Задержка распространения типового инвертирующего логического элемента.

### 7.3г. Рассеиваемая мощность

Рассеиваемая мощность становится особенно важным параметром в том случае, когда должно быть обеспечено точное значение

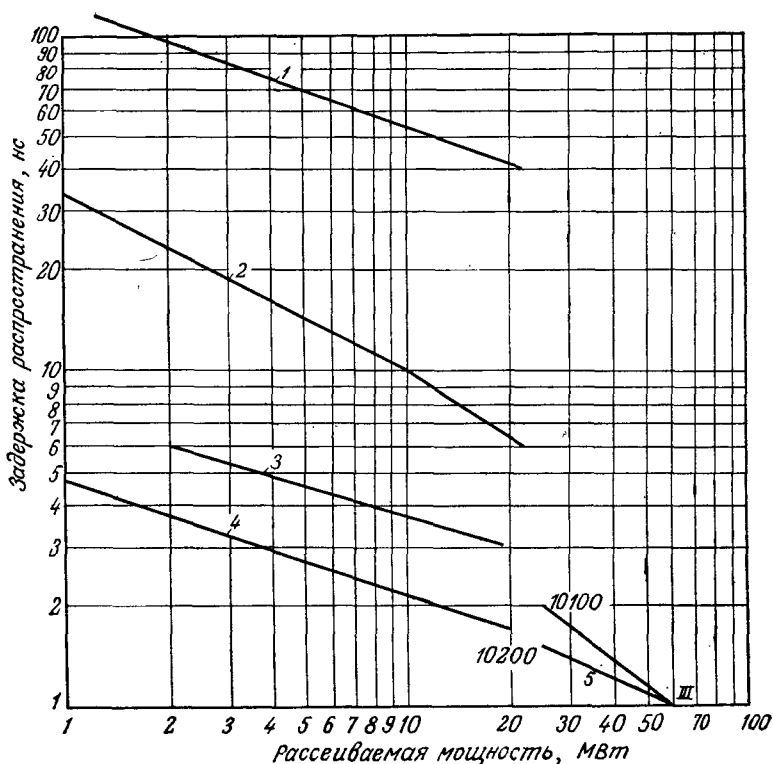


**Рис. 7.5.** Зависимость задержки распространения от мощности для стандартных семейств логических микросхем.

1—КМОП; 2—стандартная ТТЛ; 3—ТТЛ с диодами Шоттки; 4—усовершенствованная ТТЛ с диодами Шоттки; 5—ЭСЛ.

ние тока потребления или когда тепловая мощность рассеяния становится критическим требованием.

Рассеиваемая мощность определяется как произведение напряжения питания на среднее значение тока, потребляемого схемой. Рассеиваемая мощность в большинстве случаев определяется в расчете на один элемент (удельная рассеиваемая мощность). Для получения общей рассеиваемой мощности необходимо удельную рассеиваемую мощность умножить на число эквивалентных элементов системы или схемы.

Для каждого семейства логических микросхем рассеиваемая мощность изменяется в зависимости от скорости работы. На рис. 7.6 приведена зависимость рассеиваемой мощности от частоты для каждого семейства логических микросхем. Заметим, что для ТТЛ-схем удельная рассеиваемая мощность постоянна до частоты 5 МГц, после чего происходит ее резкое увеличение.



Для КМОП-схем удельная рассеиваемая мощность возрастает линейно с частотой. Поэтому при сравнении семейств логи-

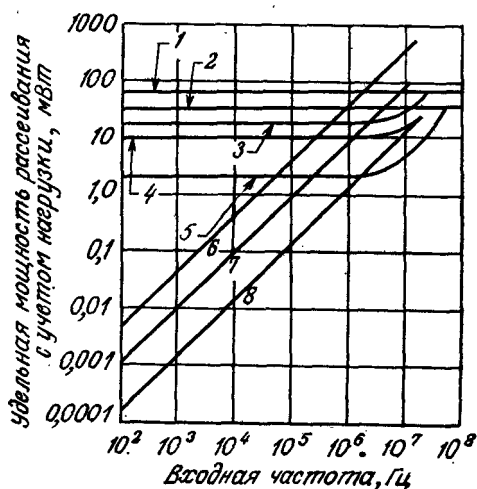


Рис. 7.6. Зависимость мощности рассеивания на элемент от частоты каждого семейства логических микросхем.

1—ЭСЛ (510 Ом—5,2 В); 2—ЭСЛ (75 Ом—2 В); 3—ТТЛ с диодами Шоттки; 4—стандартная ТТЛ; 5—маломощная ТТЛ с диодами Шоттки; 6—КМОП ( $V_{DD}=15$  В); 7—КМОП ( $V_{DD}=10$  В); 8—КМОП ( $V_{DD}=5$  В);  $C_L=15$  пФ.

ческих микросхем по рассеиваемой мощности разработчику необходимо учитывать предполагаемую рабочую частоту разрабатываемого устройства.

### 7.3д. Помехоустойчивость

Нет ни одной системы с использованием микросхем, которая была бы абсолютно совершенной. Вследствие этого помеха оказывается объективным фактором, с которым должен считаться разработчик. Помеха может привести к изменению состояний логических элементов системы и вызвать ошибки в ее работе. Устранение нежелательных помех можно вести по двум направлениям. Первое направление связано с уменьшением уровня помех в источнике их возникновения. Способы организации линии передачи, развязки, экранирование — вот лишь некоторые методы уменьшения уровня помех самого источника помех. Второе направление — снижение чувствительности к помехам непосредственно самих логических схем. Помехоустойчивость семейства

логических микросхем характеризует его способность правильно функционировать при наличии помех. Как правило, менее быстродействующие логические микросхемы оказываются менее чувствительными к помехам, так как медленнее реагируют на их выбросы.

Представляют интерес два вида помехоустойчивости. Первый вид известен как помехоустойчивость по постоянному току (статическая помехоустойчивость) и связан со статическими входными напряжениями, которые могут быть поданы на устройства в процессе работы. Возвращаясь к условию (7.1), заметим, что величина напряжения, при которой VOL (передатчик) меньше VIL (приемник), характеризует запас по шуму при входном сигнале низкого уровня и определяется следующим образом:

$$V_{\text{вх. н. ш}} = |V_{\text{IL MAX}} (\text{приемник}) - V_{\text{OL MAX}} (\text{передатчик})|. \quad (7.3)$$

Аналогично из условия (7.2) можно заметить, что величина напряжения, при котором VOL (передатчик) превышает VIL (приемник), характеризует запас по шуму при входном сигнале высокого уровня и может быть определена по формуле

$$V_{\text{вх. в. ш}} = |V_{\text{OH MIN}} (\text{передатчик}) - V_{\text{IH MIN}} (\text{приемник})|. \quad (7.4)$$

В табл. 7.1 приведены значения  $V_{\text{вх. н. ш}}$  и  $V_{\text{вх. в. ш}}$  для каждого семейства логических микросхем. Из нее следует, что наилучшими показателями обладают КМОП-схемы, далее идут стандартные ТТЛ-схемы, ТТЛ-схемы с диодами Шоттки и, наконец, ЭСЛ-схемы.

Таблица 7.1. Помехоустойчивость семейств логических микросхем

| Семейство логических микросхем | $V_{\text{вх. н. ш.}}$<br>В | $V_{\text{вх. в. ш.}}$<br>В |
|--------------------------------|-----------------------------|-----------------------------|
| Стандартная ТТЛ                | 0,4                         | 0,4                         |
| ТТЛ с диодами Шоттки           | 0,3                         | 0,7                         |
| КМОП                           | 0,95                        | 0,95                        |
| ЭСЛ                            | 0,175                       | 0,145                       |

Второй вид помехоустойчивости — это помехоустойчивость по переменному току (динамическая помехоустойчивость). В справочных данных редко приводится значение динамической помехоустойчивости, поскольку она зависит от многих факторов. Как и статическая помехоустойчивость, динамическая помехоустой-

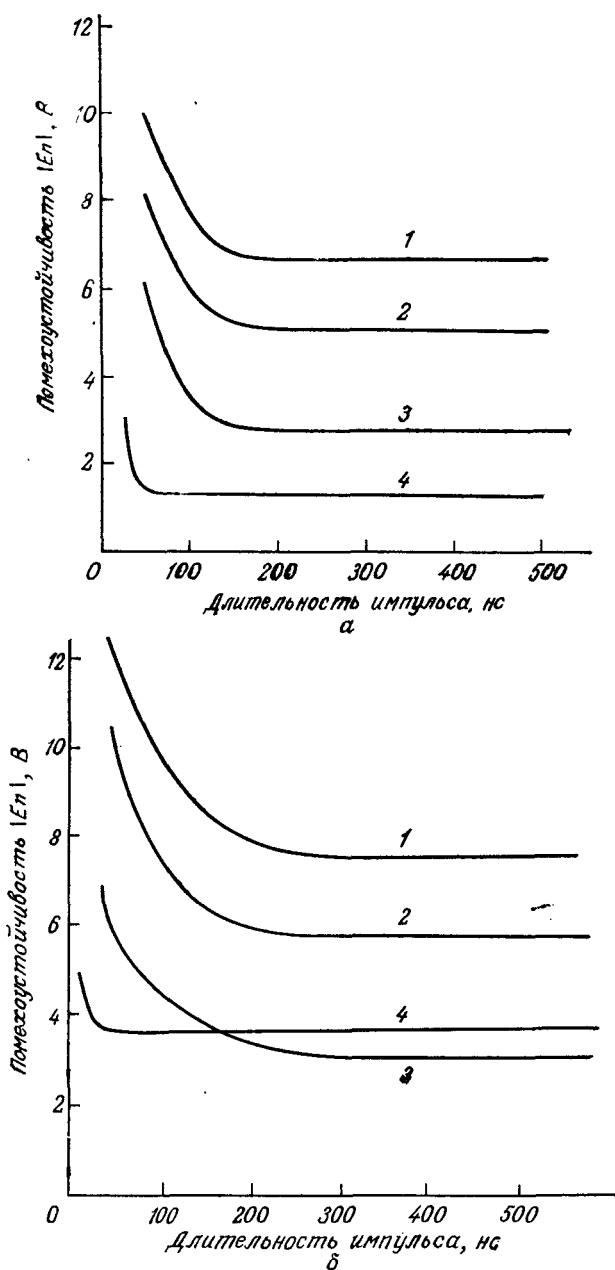


**Рис. 7.7.** Типовая зависимость динамической помехоустойчивости от длительности импульса.

*a* — положительный импульс; *б* — отрицательный импульс.

1 — КМОП ( $V_{DD}=5$  В); 2 — КМОП ( $V_{DD}=10$  В); 3 — КМОП ( $V_{DD}=5$  В); 4 — ТТЛ.

чивость должна рассматриваться в зависимости от длительности воздействия и от его амплитуды. Если помеха воздействует на входные схемы устройства достаточно продолжительное время, то устройство может изменить свое состояние. На рис. 7.7 показано влияние длительности импульса на динамическую помехоустойчивость КМОП- и ТТЛ-схем. Заметим, что по мере уменьшения длительности импульсов помехи требуется увеличение амплитуды импульса.

### 7.3е. Нагрузочная способность

В любой разработке реализация заданной логической функции требует соединения нескольких микросхем. Нагрузочная способность определяет число входов логических элементов, которое может быть подключено к выходу данного логического элемента. Это можно объяснить, пользуясь терминами «коэффициент разветвления по выходу»  $K_{раз}$  и «коэффициент объединения по входу»  $K_{об}$ . Коэффициент разветвления по выходу — это показатель нагрузочной способности логического элемента. Коэффициент объединения по входу — это число входов логического элемента. Пусть  $N$  — число входов логических элементов, на которые должен быть нагружен данный логический элемент, тогда, принимая во внимание требование условия

$$\text{Выход передатчика} \geq \text{суммарная нагрузка} \quad (7.5)$$

и переходя к обозначениям  $N$ ,  $K_{раз}$ ,  $K_{об}$ , получим

$$K_{раз} \geq N K_{об}. \quad (7.6)$$

Разделив обе части неравенства на  $K$  и произведя перестановку членов, получим

$$N \leq K_{раз}/K_{об}. \quad (7.7)$$

Из этого выражения следует, что число входов  $N$ , на которые можно нагрузить логический элемент, должно быть меньше или равно целому числу, представляющему собой частное от деления коэффициента разветвления по выходу на коэффициент объединения по входу. В табл. 7.2 приводятся характеристики нагрузочной способности для логического элемента каждого из трех рассматриваемых семейств логических микросхем.

### 7.3ж. Стоимость/доступность

Стоимость семейства логических микросхем играет важную роль в том случае, когда другие характеристики (быстродействие, потребляемая мощность) не являются при выборе серии микросхем определяющими.

Цена и доступность обычно взаимосвязаны. Более низкие цены, как правило, означают массовое производство, широкое применение и большую доступность. Высокие цены означают, как правило, меньшую доступность из-за большого спроса и ограниченности предложения или из-за неспособности изготовителя выпускать продукцию в значительных объемах.

Таблица 7.2. Таблица нагрузочных характеристик семейств логических микросхем

| Премия                                              | Передачик |                      |                                 |                                          |                                                     |            | ЭСЛ |
|-----------------------------------------------------|-----------|----------------------|---------------------------------|------------------------------------------|-----------------------------------------------------|------------|-----|
|                                                     | ТТЛ       | ТТЛ с диодами Шоттки | Маломощные ТТЛ с диодами Шоттки | Усовершенствованная ТТЛ с диодами Шоттки | Усовершенствованная маломощная ТТЛ с диодами Шоттки | КМОП (5 В) |     |
| ТТЛ                                                 | 10        | 8                    | 40                              | 8                                        | 40                                                  | > 100 *    | +   |
| ТТЛ с диодами Шоттки                                | 12        | 10                   | 50                              | 10                                       | 50                                                  | > 100 *    | +   |
| Маломощные ТТЛ с диодами Шоттки                     | 5         | 4                    | 20                              | 4                                        | 20                                                  | > 100 *    | +   |
| Усовершенствованная ТТЛ с диодами Шоттки            | 12        | 10                   | 50                              | 10                                       | 50                                                  | > 100 *    | +   |
| Усовершенствованная маломощная ТТЛ с диодами Шоттки | 5         | 10                   | 20                              | 4                                        | 20                                                  | > 100 *    | +   |
| КМОП                                                | 0         | 0                    | 1                               | 0                                        | 1                                                   | > 100      | +   |
| ЭСЛ                                                 | +         | +                    | +                               | +                                        | +                                                   | +          | +   |

\* При использовании резистора подтверждения высокого уровня.

+ Непосредственно не совмещаются из-за разных уровней логических сигналов; требуется схема преобразователя уровня.

+ См. соответствующий справочный листок изготовителя.

## 7.4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Справочные листки на цифровые интегральные микросхемы, выпускаемые изготовителем, обычно состоят из трех разделов. Первый раздел включает краткое описание функции микросхемы и может содержать, кроме того, таблицу истинности, схематическое изображение и логическую блок-схему. Во втором разделе приводятся предельно допустимые значения параметров, а в третьем разделе — электрические характеристики. Первый раздел не требует пояснений, в то время как второй и третий раз-

даны не так очевидны. Этот раздел книги поможет понять разработчику смысл предельно допустимых значений параметров и электрических характеристик.

#### 7.4а. Предельно допустимые значения параметров

Предельно допустимые значения параметров — это такие значения, при которых устройство не выходит из строя. Типовыми параметрами, рассматриваемыми в данном разделе, являются напряжение питания, входное напряжение, диапазон рабочих температур, диапазон температур при хранении. В этот раздел для специализированных партий могут быть включены другие параметры.

Важно подчеркнуть, что предельно допустимые значения параметров не должны быть превышены разработчиком ни при каких обстоятельствах, а не являются предельными, при которых еще сохраняется работоспособность устройства.

#### 7.4б. Электрические характеристики

Эти значения параметров соответствуют рекомендованным изготовителем режимам эксплуатации. В данном разделе содержится такая информация, как требования к входным и выходным сигналам микросхемы, напряжению питания и характеристикам переключения. Разработчик должен всегда иметь в виду условия, при которых измерялись параметры. Типовые параметры измеряются, как правило, при номинальных напряжениях питания и при температуре 25 °C. Максимальные и минимальные значения параметров должны быть измерены при наихудших с точки зрения работы микросхемы значениях напряжений питания и рабочей температуры.

В примечании к этому разделу справочного листка приводится схема подсоединения нагрузки. Разработчик должен определить, может ли он в конкретной разработке нарушить типовые режимы эксплуатации. Если может, то необходимо провести дополнительные испытания для определения значений соответствующих параметров микросхемы в конкретном ее применении. Если в разработке применяются совместимые семейства логических микросхем, то вопрос нагрузочной способности и времени задержки распространения не доставляет особых хлопот разработчику. Однако, если сопряжение различных семейств логических микросхем осуществляется с помощью нестандартных схем или устройств, каждый параметр должен быть тщательно проверен на соответствие эксплуатационным значениям.

## 7.5. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

### 7.5а. Логический элемент И

Логический элемент И имеет выходной сигнал, определяемый логической функцией И его входных сигналов. Так, если все входы логического элемента имеют состояние логической 1, то и его выход имеет состояние логической 1. В табл. 7.3(а) приведены стандартное графическое изображение, логическое выражение и таблица истинности двухвходового логического элемента И. Как видно из таблицы истинности, для получения на выходе  $Y$  логической 1 необходимо наличие логической 1 как на входе  $A$ , так и на входе  $B$ . Логическое выражение представляет собой другую форму записи таблицы истинности. Выход  $Y$  равен логической 1, когда входы  $A$  и  $B$  равны логической 1. Хотя в нашем примере рассмотрен двухвходовый логический элемент И, помимо микросхем с двухвходовыми элементами И промышленностью выпускаются микросхемы, содержащие четырех- и восьмивходовые логические элементы И.

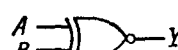
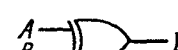
### 7.5б. Логический элемент И-НЕ

Логический элемент И-НЕ можно рассматривать как элемент, реализующий логическую функцию И-НЕ. Если на выход логического элемента И, рассмотренного выше, поставить инвертор, выполняющий логическую функцию НЕ, то получится логический элемент И-НЕ. Если все входы элемента имеют состояние логической 1, то его выход имеет состояние логического 0. В табл. 7.3(б) приведены стандартное графическое изображение, логическое выражение и таблица истинности двухвходового логического элемента И-НЕ. Обратим внимание на кружок на выходе логического элемента, черту над правой частью логического выражения и на выход таблицы истинности. Такая символика отражает реализацию функции НЕ по отношению к логическому элементу И. Выпускаются микросхемы, содержащие двух-, трех-, четырех- и восьмивходовые логические элементы И-НЕ.

### 7.5в. Логический элемент ИЛИ

Логический элемент ИЛИ имеет выходной сигнал, определяемый логической функцией ИЛИ его входных сигналов. Так, если хотя бы один из входов логического элемента имеет состояние логической 1, то и его выход имеет состояние логической 1. В табл. 7.3(в) представлены стандартное графическое изображение, логическое выражение и таблица истинности двухвходово-

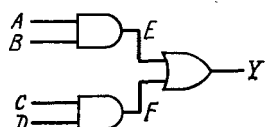
Таблица 7.3. Базовые логические элементы

| Функция                  | Стандартное<br>графическое<br>изображение                                           | Логическое<br>выражение                                         | Таблица<br>истинности                                                                                                                                                                                                                        |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
|--------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| а) И                     |    | $Y = A \cdot B$                                                 | <table> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>Y</th> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </table> | A | B | Y | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| A                        | B                                                                                   | Y                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 0                        | 0                                                                                   | 0                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 0                        | 1                                                                                   | 0                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 1                        | 0                                                                                   | 0                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 1                        | 1                                                                                   | 1                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| б) И-НЕ                  |    | $Y = \overline{A \cdot B}$                                      | <table> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>Y</th> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table> | A | B | Y | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| A                        | B                                                                                   | Y                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 0                        | 0                                                                                   | 1                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 0                        | 1                                                                                   | 1                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 1                        | 0                                                                                   | 1                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 1                        | 1                                                                                   | 0                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| в) ИЛИ                   |    | $Y = A + B$                                                     | <table> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>Y</th> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </table> | A | B | Y | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| A                        | B                                                                                   | Y                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 0                        | 0                                                                                   | 0                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 0                        | 1                                                                                   | 1                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 1                        | 0                                                                                   | 1                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 1                        | 1                                                                                   | 1                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| г) ИЛИ-НЕ                |    | $Y = \overline{A + B}$                                          | <table> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>Y</th> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table> | A | B | Y | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| A                        | B                                                                                   | Y                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 0                        | 0                                                                                   | 1                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 0                        | 1                                                                                   | 0                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 1                        | 0                                                                                   | 0                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 1                        | 1                                                                                   | 0                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| д) ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ<br>ИЛИ    |  | $Y = A\bar{B} + \bar{A}B$<br>$Y = A \oplus B$                   | <table> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>Y</th> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table> | A | B | Y | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| A                        | B                                                                                   | Y                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 0                        | 0                                                                                   | 0                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 0                        | 1                                                                                   | 1                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 1                        | 0                                                                                   | 1                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 1                        | 1                                                                                   | 0                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| е) ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ<br>ИЛИ-НЕ |  | $Y = \bar{A} \cdot \bar{B} + AB$<br>$Y = \overline{A \oplus B}$ | <table> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>Y</th> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </table> | A | B | Y | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| A                        | B                                                                                   | Y                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 0                        | 0                                                                                   | 1                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 0                        | 1                                                                                   | 0                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 1                        | 0                                                                                   | 0                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 1                        | 1                                                                                   | 1                                                               |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| ж) Инвертор (НЕ)         |  | $Y = \bar{A}$                                                   | <table> <tr> <th>A</th> <th>Y</th> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table>                                                                                                                          | A | Y | 0 | 1 | 1 | 0 |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| A                        | Y                                                                                   |                                                                 |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 0                        | 1                                                                                   |                                                                 |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
| 1                        | 0                                                                                   |                                                                 |                                                                                                                                                                                                                                              |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |



| Функция | Стандартное графическое изображение | Логическое выражение | Таблица истинности |
|---------|-------------------------------------|----------------------|--------------------|
|---------|-------------------------------------|----------------------|--------------------|

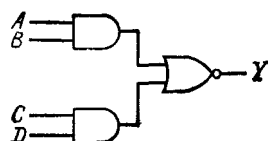
а) И-ИЛИ



$$Y = (A \cdot B) + (C \cdot D)$$

| A | B | C | D | Y |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

в) И-ИЛИ-НЕ



$$Y = \overline{(A \cdot B) + (C \cdot D)}$$

| A | B | C | D | Y |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |

вого логического элемента ИЛИ. Из таблицы истинности видно, что если на входах  $A$  или  $B$  присутствуют логические 1, то и выход элемента имеет логическую 1. Логическое выражение, как и выше, подтверждает таблицу истинности: выход  $Y$  равен логической 1, когда на входе  $A$  или входе  $B$  присутствует логическая 1. Выпускаются микросхемы, содержащие двух-, трех-, четырех- и восьмивходовые логические элементы ИЛИ.

### 7.5г. Логический элемент ИЛИ-НЕ

Логический элемент ИЛИ-НЕ эквивалентен логическому элементу ИЛИ, к выходу которого подключен инвертор, реализующий функцию НЕ. Если хотя бы один из входов логического элемента имеет состояние логической 1, то его выход имеет состояние логического 0. В табл. 7.3(г) приведены стандартное графическое изображение, логическое выражение и таблица истинности для двухвходового логического элемента ИЛИ-НЕ. Обратим внимание на кружок на выходе логического элемента, черту над правой частью логического выражения и на выход таблицы истинности. Таблица истинности этого логического элемента является полной инверсией таблицы истинности логического элемента ИЛИ. Микросхемы, выпускаемые промышленностью, содержат двух-, трех-, четырех- или восьмивходовые логические элементы ИЛИ-НЕ.

### 7.5д. Логический элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ

Логический элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ имеет выходной сигнал, определяемый логической функцией ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ его входных сигналов. Если только один из входов логического элемента имеет состояние логической 1, то и его выход имеет состояние логической 1. Любая другая комбинация состояний входов логического элемента приводит к появлению на его выходе состояния логического 0. В табл. 7.3(д) представлены стандартное графическое изображение, логическое выражение и таблица истинности двухвходового логического элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. Символ  $\oplus$  в логическом выражении обозначает функцию ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ.

Понимание взаимосвязи между логическими функциями ИЛИ и ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ может помочь читателю осмыслить происхождение названия ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. Логическая функция ИЛИ, полное наименование которой ВКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, означает появление на выходе элемента состояния логической 1. Любой вход (один или несколько) является включающим, поскольку в этом случае охватываются все комбинации, при которых вход(ы) находится в состоянии логической 1.

И наоборот, логическая функция ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ означает появление на выходе логической 1 тогда и только тогда, когда лишь один вход имеет состояние логической 1 и исключается вариант, при котором больше чем один вход находится в состоянии логической 1 (см. таблицу истинности для логического элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ). Этим и объясняется происхождение названия данной логической функции.

Две интересные логические функции могут быть получены с помощью логической функции ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. Из таблицы истинности можно видеть, что выход  $Y$  находится в состоянии логического 0 при одинаковом состоянии обоих входов. Таким образом, логический элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ можно использовать для реализации логической функции сравнения. Кроме того, можно заметить, что если вход  $B$  находится в состоянии логического 0, то состояние выхода  $Y$  соответствует состоянию входа  $A$ . И наоборот, если вход  $B$  имеет состояние логической 1, состояние выхода  $Y$  соответствует инверсии состояния входа  $A$ . Вследствие этого существует возможность реализовать функцию инверсия/отсутствие инверсии программным способом. Выпускаемые микросхемы содержат двухвходовые логические элементы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ.

### 7.5е. Логический элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ

Логический элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ можно рассматривать как элемент, реализующий логическую функцию ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ. Состояние его выхода представляет инверсию состояния выхода логического элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. Выход  $Y$  находится в состоянии логического 0 тогда и только тогда, когда лишь один из входов  $A$  или  $B$  имеет состояние логической 1. Во всех других случаях выход элемента имеет состояние логической 1. В табл. 7.3(е) представлены стандартное графическое изображение, логическое выражение и таблица истинности двухвходового логического элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ. Микросхемы, выпускаемые промышленностью, содержат двухвходовые логические элементы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ.

### 7.5ж. Логический элемент НЕ (инвертор)

Логический элемент НЕ имеет выходной сигнал, представляющий собой инверсию входного сигнала. Так, если вход инвертора находится в состоянии логической 1, то его выход имеет состояние логического 0. И наоборот, если вход инвертора имеет состояние логического 0, то его выход имеет состояние логической 1. В табл. 7.3(ж) приведены стандартное графическое

изображение, логическое выражение и таблица истинности инвертора. Заметим, что функция инверсии может быть реализована и с помощью других логических функций НЕ (И-НЕ, ИЛИ-НЕ, ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ), а не только с помощью инвертора. Для каждого из упомянутых логических элементов читатель может по соответствующей таблице истинности (табл. 7.3) определить, что нужно подать на неиспользуемые входы.

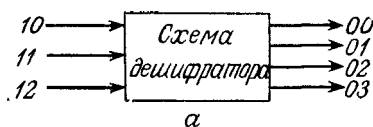
### 7.5з. Логический элемент И-ИЛИ

Функция И-ИЛИ мало отличается от рассмотренных выше функций. Две логические функции реализуются с помощью логического элемента И-ИЛИ. Вначале реализуется логическая функция И, а затем ИЛИ. В табл. 7.3(з) показаны стандартное графическое изображение, логическое выражение и таблица истинности двух двухвходовых логических элементов. Выход  $Y$  имеет логическую 1, если в точке  $E$  и (или) точке  $F$  имеется логическая 1. В свою очередь точка  $E$  имеет логическую 1, если входы  $C$  и  $D$  имеют логическую 1. Следовательно, выход  $Y$  имеет состояние логической 1, если входы  $A$  и  $B$  имеют состояние логических 1 или входы  $C$  и  $D$  имеют состояние логических 1.

### 7.5и. Логический элемент И-ИЛИ-НЕ

Три логические функции реализуются в логическом элементе И-ИЛИ-НЕ последовательно. Вначале реализуется функция И для группы входов. Затем выполняется функция ИЛИ для результатов реализации каждой функции И и, наконец, выполняется функция НЕ, т. е. производится инверсия окончательного результата. В табл. 7.3(и) представлены стандартное графическое изображение, логическое выражение и таблица истинности логического элемента И-ИЛИ-НЕ с двумя группами двухвходовых элементов И. Из таблицы истинности видно, что для получения на выходе  $Y$  состояния логического 0 необходимо иметь состояние логической 1 либо на входах  $A$  и  $B$ , либо на входах  $C$  и  $D$ . Читатель может заметить, что функция И-ИЛИ-НЕ представляет собой инверсию рассмотренной выше функции И-ИЛИ. Промышленностью выпускаются микросхемы, которые содержат логические элементы И-ИЛИ-НЕ, имеющие группы из двух, трех, четырех входовых элементов И с числом таких групп две или четыре.

**Пример 7.1. Проектирование дешифратора.** Требуется разработать схему дешифратора, входные сигналы которого 10, 11, 12 и выходные сигналы 00, 01, 02, 03 которого удовлетворяют таблице истинности, представленной на рис. 7.8.



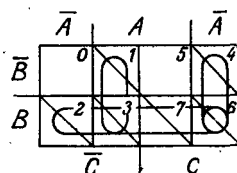
| Такт | 12 | 11 | 10 | а          |            |            |           |
|------|----|----|----|------------|------------|------------|-----------|
|      |    |    |    | Zero<br>00 | Lood<br>01 | Push<br>02 | Pop<br>03 |
| 0    | 0  | 0  | 0  | 0          | 1          | 1          | 1         |
| 1    | 0  | 0  | 1  | 1          | 0          | 1          | 1         |
| 2    | 0  | 1  | 0  | 1          | 0          | 0          | 1         |
| 3    | 0  | 1  | 1  | 1          | 1          | 1          | 0         |
| 4    | 1  | 0  | 0  | 1          | 0          | 1          | 0         |
| 5    | 1  | 0  | 1  | 0          | 1          | 1          | 0         |
| 6    | 1  | 1  | 0  | 1          | 1          | 1          | 1         |
| 7    | 1  | 1  | 1  | 1          | 1          | 1          | 1         |

Рис. 7.8. Дешифратор для примера 7.1. Блок-схема (а); таблица истинности (б).

Решение.

- а) Отобразим, во-первых, выходной сигнал 00 на карте Мэхани (см. [4]).  
б) Соединим все возможные входы на карте следующим образом:

00



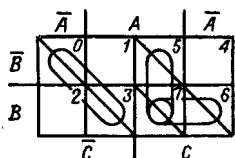
- в) Преобразуем результаты и запишем выражение, содержащее минимальное число произведений:

$$00 = B + (\bar{A}C + A\bar{C}).$$

г)  $00 = B + A \oplus C.$

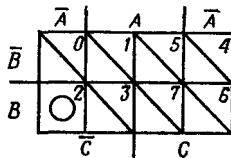
Повторим этапы «а» — «в» для выходных сигналов 01, 02, 03.

01



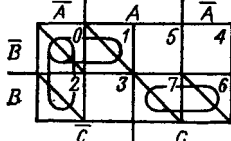
$$01 = AC + BC + A \oplus B \cdot \bar{C}.$$

02



$$02 = \bar{A} B \bar{C}.$$

03



$$03 = \bar{B} \oplus C + \bar{A} \bar{C}.$$

Схема дешифратора в результате примет вид, представленный на рис. 7.9.

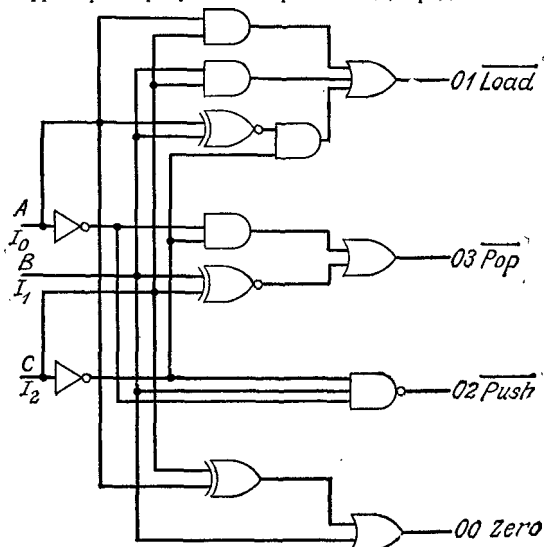


Рис. 7.9. Решение примера 7.1.

**Пример 7.2.** Получение сигналов синхронизации заданного вида. Задана выходная последовательность сигналов регистра Джонсона, представленная

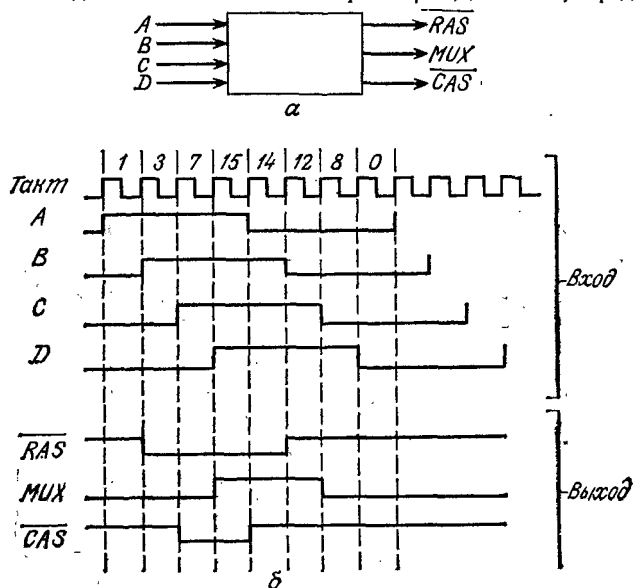


Рис. 7.10. Постановка задачи для примера 7.2. Блок-схема (а); временная диаграмма (б).

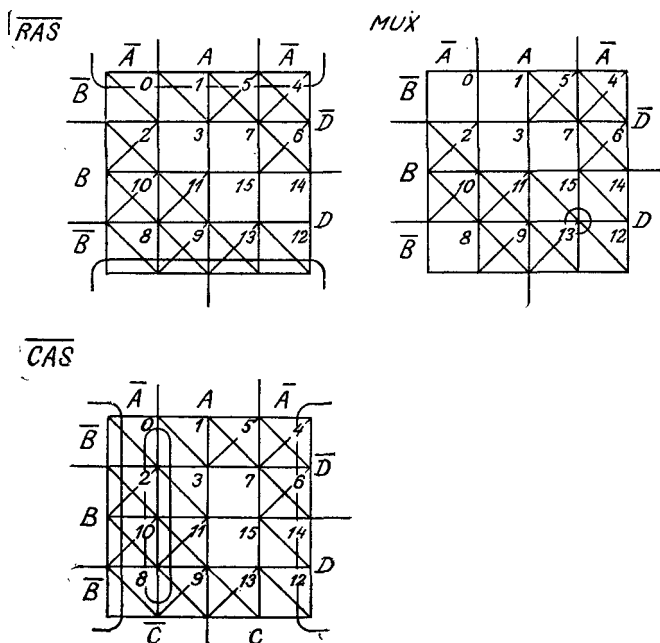
на рис. 7.10. Требуется получить следующие сигналы синхронизации:  $\overline{RAS}$ ,  $MUX$ ,  $\overline{CAS}$ .

Решение.

а) На основании временной диаграммы составим таблицу истинности.

| Такт | D | C | B | A | $\overline{RAS}$ | MUX | $\overline{CAS}$ |
|------|---|---|---|---|------------------|-----|------------------|
| 0    | 0 | 0 | 0 | 0 | 1                | 0   | 1                |
| 1    | 0 | 0 | 0 | 1 | 1                | 0   | 1                |
| 2    | 0 | 0 | 1 | 0 | x                | x   | x                |
| 3    | 0 | 0 | 1 | 1 | 0                | 0   | 1                |
| 4    | 0 | 1 | 0 | 0 | x                | x   | x                |
| 5    | 0 | 1 | 0 | 1 | x                | x   | x                |
| 6    | 0 | 1 | 1 | 0 | x                | x   | x                |
| 7    | 0 | 1 | 1 | 1 | 0                | 0   | 0                |
| 8    | 1 | 0 | 0 | 0 | 1                | 0   | 1                |
| 9    | 1 | 0 | 0 | 1 | x                | x   | x                |
| 10   | 1 | 0 | 1 | 0 | x                | x   | x                |
| 11   | 1 | 0 | 1 | 1 | x                | x   | x                |
| 12   | 1 | 1 | 0 | 0 | 1                | 1   | 1                |
| 13   | 1 | 1 | 0 | 1 | x                | x   | x                |
| 14   | 1 | 1 | 1 | 0 | 0                | 1   | 1                |
| 15   | 1 | 1 | 1 | 1 | 0                | 1   | 0                |

б) Отобразим состояние каждого выхода, представленного в таблице истинности



в) Запишем логическое выражение для каждого выхода:

$$\overline{RAS} = \overline{B},$$

$$MUX = C \cdot D,$$

$$\overline{CAS} = \overline{A} + \overline{C},$$

или

$$\overline{CAS} = \overline{A \cdot C}.$$

г) По логическому выражению синтезируем схему, которая приведена на рис. 7.11.

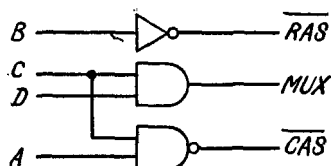


Рис. 7.11. Схемное решение примера 7.2.

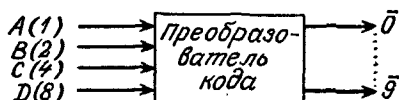


Рис. 7.12. Преобразователь двоичного кода в десятичный для примера 7.3.

**Пример 7.3. Преобразователь двоичного кода в десятичный.** Требуется разработать схему, которая преобразует двоичный взвешенный код (1248) в десятичный код в соответствии с рис. 7.12.

*Решение.*

а) Составим таблицу истинности, отражающую все возможные комбинации входных и выходных сигналов.

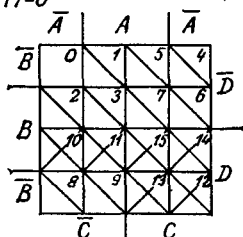
| Такт         | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 |
|--------------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|----|----|----|----|----|----|
| <b>Вход</b>  |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |    |    |    |    |    |    |
| A            | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0  | 1  | 0  | 1  | 0  | 1  |
| B            | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1  | 1  | 0  | 0  | 1  | 1  |
| C            | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0  | 0  | 1  | 1  | 1  | 1  |
|              | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1  | 1  | 1  | 1  | 1  | 1  |
| <b>Выход</b> |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |    |    |    |    |    |    |
| 0            | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | x  | x  | x  | x  | x  | x  |
| 1            | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | x  | x  | x  | x  | x  | x  |
| 2            | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | x  | x  | x  | x  | x  | x  |
| 3            | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | x  | x  | x  | x  | x  | x  |
| 4            | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | x  | x  | x  | x  | x  | x  |
| 5            | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | x  | x  | x  | x  | x  | x  |
| 6            | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | x  | x  | x  | x  | x  | x  |
| 7            | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | x  | x  | x  | x  | x  | x  |
| 8            | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | x  | x  | x  | x  | x  | x  |
| 9            | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | x  | x  | x  | x  | x  | x  |

б) Отобразим каждый выходной сигнал от 0 до 9 на карте Мэхани.

в) Используя логическое выражение, синтезируем схему, реализующую каждую логическую функцию. Решение представлено на рис. 7.13.



$f1 = \bar{0}$

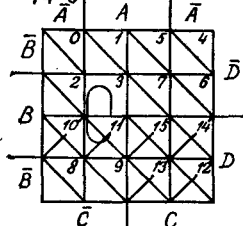


$f1 = A + C + B + D$

или

$f1 = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \bar{D}$

$f4 = \bar{3}$

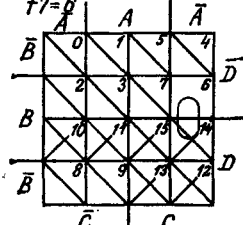


$f4 = C + \bar{B} + \bar{A}$

или

$f4 = A \cdot B \cdot C$

$f7 = \bar{6}$

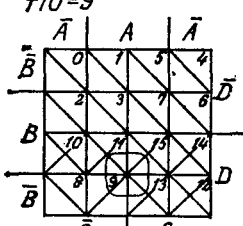


$f7 = A + \bar{B} + \bar{C}$

или

$f7 = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C}$

$f10 = \bar{9}$

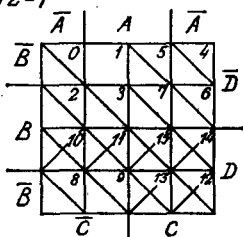


$f10 = \bar{D} + \bar{A}$

или

$f10 = \bar{A} \cdot \bar{B}$

$f2 = \bar{7}$

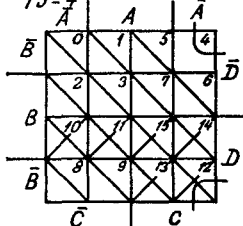


$f2 = \bar{A} + C + B + D$

или

$f2 = A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \bar{D}$

$f5 = \bar{4}$

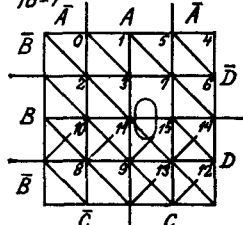


$f5 = \bar{C} + B + A$

или

$f5 = \bar{A} \cdot B \cdot \bar{C}$

$f8 = \bar{7}$

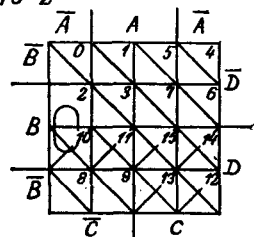


$f8 = \bar{C} + \bar{B} + \bar{A}$

или

$f8 = A \cdot B \cdot C$

$f3 = \bar{2}$

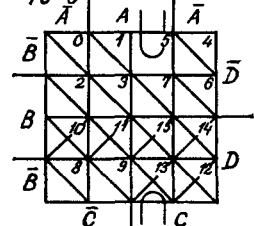


$f3 = \bar{B} + C + A$

или

$f3 = \bar{A} \cdot B \cdot \bar{C}$

$f6 = \bar{5}$

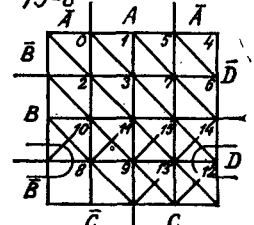


$f6 = \bar{C} + B + \bar{A}$

или

$f6 = A \cdot \bar{B} \cdot C$

$f9 = \bar{8}$



$f9 = A + \bar{D}$

или

$f9 = \bar{A} \cdot \bar{D}$

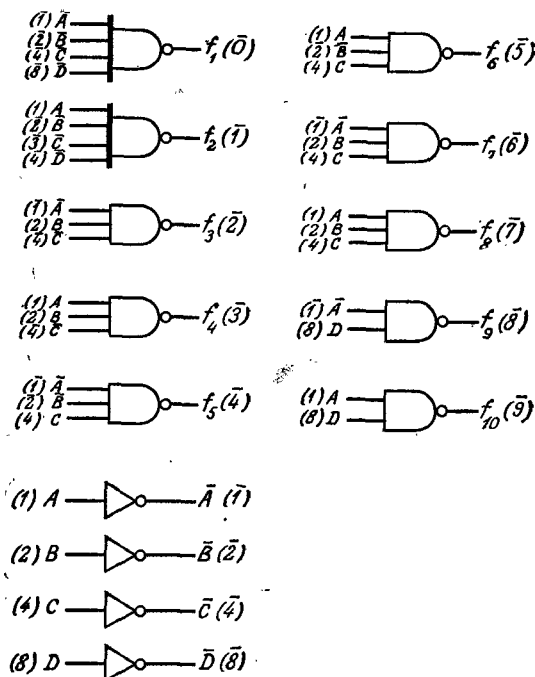


Рис. 7.13. Реализация схемы примера 7.3.

## 7.6. ЗАЩЕЛКИ И ТРИГГЕРЫ

На протяжении долгого времени для запоминания единичных событий использовались устройства с двумя устойчивыми состояниями. Основными среди таких устройств являются защелка и триггер.

Защелки работают асинхронно, и сигнал на ее выходе появляется сразу же после появления его на входе. Такой тип устройства можно классифицировать как «устройство, управляемое данными», поскольку его состояние определяется исключительно входными данными. Защелки RS-типа обычно образуются перекрестным соединением двух логических элементов И-НЕ, хотя могут быть использованы и другие типы логических элементов, как показано на рис. 7.14.

Защелки D-типа (или «прозрачные» защелки) работают несколько по-иному. В отличие от защелки RS-типа, имеющей два входа  $R$  и  $S$ , защелки D-типа имеют лишь один вход данных  $D$ . Дополнительный вход  $G$  используется для снятия запрета на

запись данных. При появлении положительного перепада сигнала на этом разрешающем входе сигнал данных транслируется на выход устройства. Отрицательный перепад сигнала на разрешающем входе фиксирует состояние выхода, и устройство не реагирует на изменение состояния входа данных до появления очередного положительного перепада на разрешающем входе. На рис. 7.15 представлены графическое изображение и таблица истинности защелки D-типа.

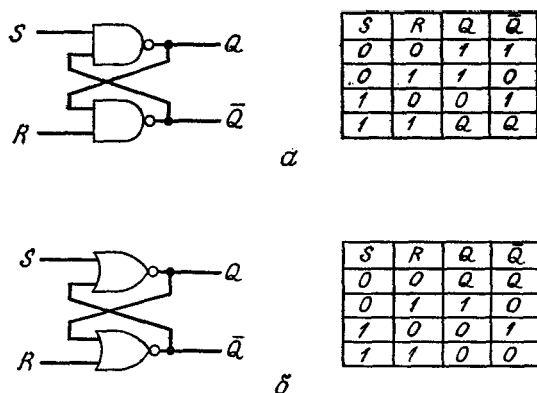


Рис. 7.14. Схемы-защелки на логических элементах И-НЕ (а) и на логических элементах ИЛИ-НЕ (б).

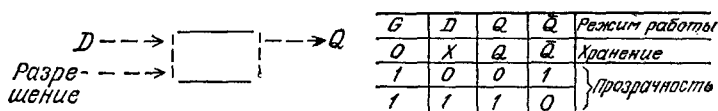


Рис. 7.15. Защелка D-типа.

Триггер работает синхронно, т. е. входной сигнал данных появляется на его выходе в строго определенные моменты времени, связанные с входным сигналом синхронизации. Синхронизацию можно рассматривать как стробирование информации в моменты времени, определяемые перепадами сигналов синхронизации. Вследствие этого триггеры можно классифицировать как «устройства, управляемые синхронизацией», — момент, чрезвычайно важный при синхронной работе. В настоящее время в триггерах используется один из трех возможных методов синхронизации. Рассмотрим вкратце все три.

*Синхронизация потенциального типа или запуск по фронту.* При запуске по фронту тактируется информационный вход в тот момент времени, когда синхроимпульс превысит порог срабаты-

вания логического элемента. Устройства могут обрабатывать либо по положительному фронту синхроимпульса, либо по отрицательному фронту. Вариант обработки от обоих фронтов исключается.

**Синхронизация типа «ведущий — ведомый».** Устройство этого типа лучше всего рассмотреть на примере двух элементов. В этом случае информация тактируется в первом (ведущем) элементе положительным фронтом синхроимпульса. Далее сигнал с выхода первого элемента тактируется во втором (ведомом) элементе и поступает на выход.

**Синхронизация импульсного типа.** Синхронизирующий генератор связан с устройством триггерного типа через разделительный конденсатор. Благодаря этому обеспечивается развязка по постоянному току с тактируемой схемой.

**Пример 7.4. Схема коммутатора «без дребезга».** Требуется разработать схему коммутатора «без дребезга», управляемого механическим переключателем, представленным на рис. 7.16, а. Когда переключатель находится в положении В, на выходе схемы должен быть низкий уровень.

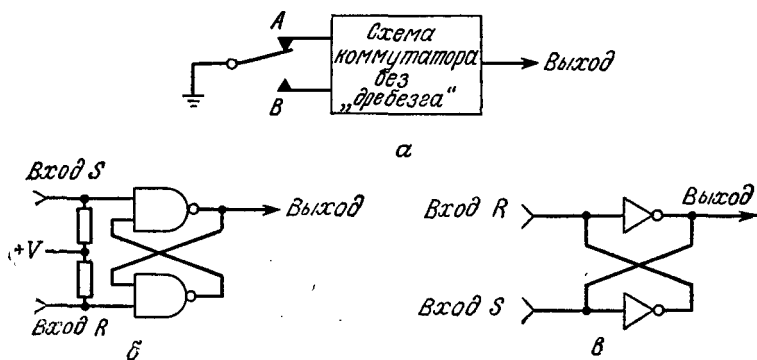


Рис. 7.16. Коммутатор без «дребезга». Блок-схема (а); на защелке RS-типа (б); на инверторах (в).

**Решение.** Одно из наиболее опробованных решений — использование схемы защелки RS-типа путем перекрестного соединения двух логических элементов, как показано на рис. 7.16, б. Следует заметить, что, поскольку переключатель не может запустить схему, необходимо дополнить ее нагрузочными резисторами, подсоединенными к источнику питания. Кроме того, существует задержка между замыканием контактов и сигналом на выходе, вызванная распространением сигнала через логические элементы.

Другое решение задачи относится к последнему времени и связано с применением двух инверторов (рис. 7.16, в). На первый взгляд такое решение может вызвать некоторое опасение из-за наличия в этом случае режима короткого замыкания. Тем не менее выходные каскады большинства логических элементов ТТЛ-схем способны выдерживать ток короткого замыкания порядка 100 мА в течение некоторого времени. Это время представляет собой тепловую постоянную времени и в зависимости от изготовителя колеблется от 2

до 10 с. В нашем случае такой режим создается на время, определяемое задержкой распространения элементов. Для большинства ТТЛ-схем это время составляет от 10 до 30 нс на элемент и даже в наихудшем случае не превышает 60 нс.

### 7.6а. D-триггер

Запускаемый фронтом импульса синхронизации D-триггер переписывает информацию, имеющуюся на входе  $D$ , на выходы  $Q$  и  $\bar{Q}$  по переходу синхроимпульса. Примером триггера с запуском от положительного фронта могут служить микросхема 7474 серии ТТЛ и CD4013 серии КМОП.

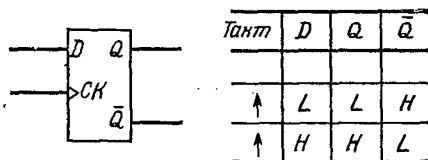


Рис. 7.17. D-триггер с запуском по положительному фронту.

### 7.6б. JK-триггер с запуском по фронту

Работа JK-триггера, запускаемого фронтом синхроимпульса, во многом напоминает работу рассмотренного выше D-триггера. Сигналы с информационных входов  $J$  и  $K$  по фронту синхроимпульса переписываются на выход триггера. Существуют JK-триггеры, запускаемые как по положительному, так и по отрицательному фронту синхроимпульса. В качестве примера можно назвать микросхему 74S109, содержащую JK-триггер с запуском по положительному фронту. Графическое изображение и таблица истинности этого триггера приведены на рис. 7.18, а.

Микросхема 74112 содержит JK-триггеры, запускаемые по отрицательному фронту. На рис. 7.18, б приведены графическое изображение и таблица истинности для этого типа JK-триггера.

Более сложный вид JK-триггера — это JK-триггер со структурой типа «ведущий — ведомый». Такой триггер образуется последовательным соединением двух триггеров. На рис. 7.19 приведена эквивалентная схема такого триггера, а на рис. 7.20 — его временная диаграмма.

Высоким уровнем синхроимпульса открываются входные ключи, и информация со входов  $J$ ,  $K$  записывается в ведущий триггер. Последующим низким уровнем синхроимпульса открываются переходные ключи, и сигнал с выхода ведущего триггера поступает на ведомый триггер. Заметим, что переходом синхроимпульса из высокого уровня в низкий закрываются входные

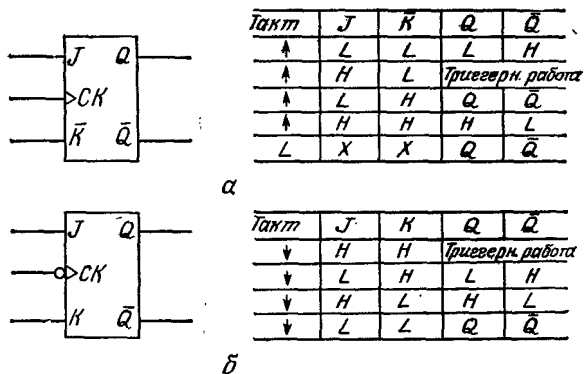


Рис. 7.18. JK-триггеры: запускаемый по положительному фронту (а); запускаемый по отрицательному фронту (б).

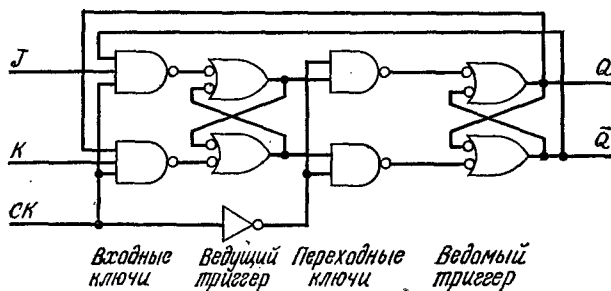


Рис. 7.19. Эквивалентная схема триггера со структурой типа «ведущий — ведомый».

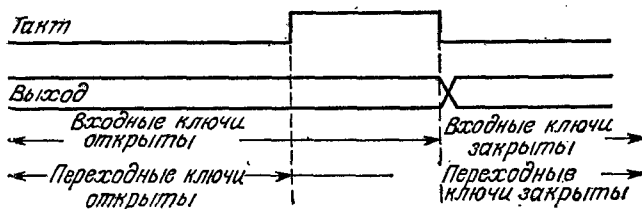


Рис. 7.20. Временная диаграмма структуры типа «ведущий — ведомый».

ключи, и информация, имеющаяся в ведущем триггере, фиксируется. Можно в качестве примера назвать следующие микросхемы, содержащие такой JK-триггер: 74107, CD4027 и MC10135.

Разработчик должен ясно представлять те ограничения, которые накладывает применение JK-триггеров типа «ведущий — ведомый». Если триггер имеет состояние 1 ( $Q = H$ ,  $\bar{Q} = L$ ) и

синхроимпульс имеет высокий уровень, высокий уровень сигнала на входе  $K$  приведет к сбросу триггера в состояние 0. Аналогично ведущий триггер перейдет в состояние 1, если синхроимпульс имеет высокий уровень и триггер перед этим был в состоянии 0, и на входе  $J$  появляется высокий уровень. Одним из способов уменьшения такой опасности является ограничение длительности синхроимпульса.

Как видно из таблицы истинности, для каждого типа триггера можно ввести вход «сброс» или входы «сброс» и «установка». В этом случае независимо от состояния других входов сигнал низкого уровня на входе «сброс» переведет триггер в состояние 0 ( $\bar{Q} = 1, Q = 0$ ). Аналогично сигнал низкого уровня на входе «установка» переведет триггер в состояние 1 ( $\bar{Q} = 0, Q = 1$ ). Наличие сигналов низкого уровня на обоих рассматриваемых входах приводит к неопределенному состоянию триггера.

**Пример 7.5. Параллельный счетчик.** Требуется разработать параллельный счетчик, имеющий следующий набор последовательных состояний: 0, 1, 3, 7, 15, 14, 12, 8, 0, 1, ....

*Решение.*

а) Запишем последовательность состояний в двоичном виде:

| Последовательность состояний |   |   |   |   |    |    |    |   |
|------------------------------|---|---|---|---|----|----|----|---|
|                              | 0 | 1 | 3 | 7 | 15 | 14 | 12 | 8 |
| $Q_A$                        | 0 | 1 | 1 | 1 | 1  | 0  | 0  | 0 |
| $Q_B$                        | 0 | 0 | 1 | 1 | 1  | 1  | 0  | 0 |
| $Q_C$                        | 0 | 0 | 0 | 1 | 1  | 1  | 1  | 0 |
| $Q_D$                        | 0 | 0 | 0 | 0 | 1  | 1  | 1  | 1 |

б) Нарисуем схему в общем виде. Эта схема представлена на рис. 7.21.

в) Составим карты Мэхани для выходов  $G_A, G_B, G_C$  и  $G_D$ .

г) Выберем тип триггера и структуру. Для этого примера можно взять D-триггер, имеющий внутреннее управление. Таблица истинности для D-триггера приведена ниже.

| $D$ | $Q$ |
|-----|-----|
| 0   | 0   |
| 1   | 1   |

д) Пользуясь вышеприведенной таблицей, отобразим каждое состояние  $Q_A$ , руководствуясь следующим правилом: ставим в соответствующий квадрат 1, если выход  $Q_A$  триггера на следующей такте имеет состоя-

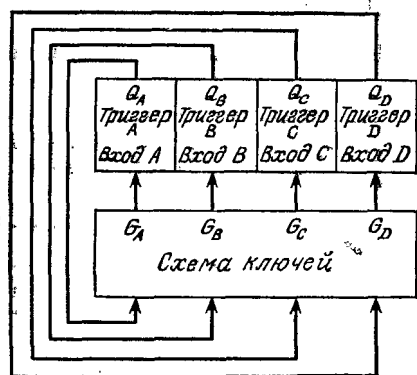


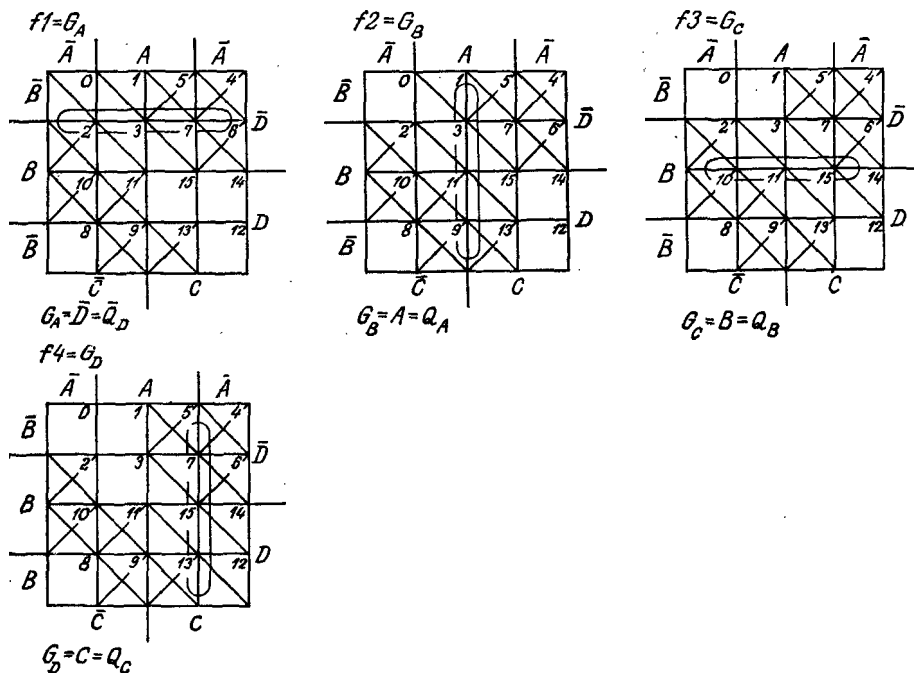
Рис. 7.21. Общее решение примера 7.5.

ние 1; ставим в тот же квадрат 0, если выход  $Q_A$  триггера на следующем такте имеет состояние 0.

е) Повторим этап «д» для выходов  $Q_B$ ,  $Q_C$  и  $Q_D$ .

ж) Любое число, не соответствующее последовательности состояний, является ограничением.

з) Найдем для каждой карты минимальное число произведений.



и) Для каждого логического выражения синтезируем схему. Полученная схема приведена на рис. 7.22, а.

Используя кольцевые счетчики, можно получить схемное решение, представленное на рис. 7.22, б.

*Другой вариант решения.*

г) Вернемся к этапу «г» и в качестве триггера выберем JK-триггер, работающий в счетном режиме. Таблица истинности для этого случая приведена ниже.

| J/K | Q                 |
|-----|-------------------|
| 0   | Без изменения     |
| 1   | Триггерная работа |

д) Используя вышеприведенную таблицу истинности, отобразим каждое состояние  $Q_A$ , руководствуясь следующим правилом: ставим в соответствующую



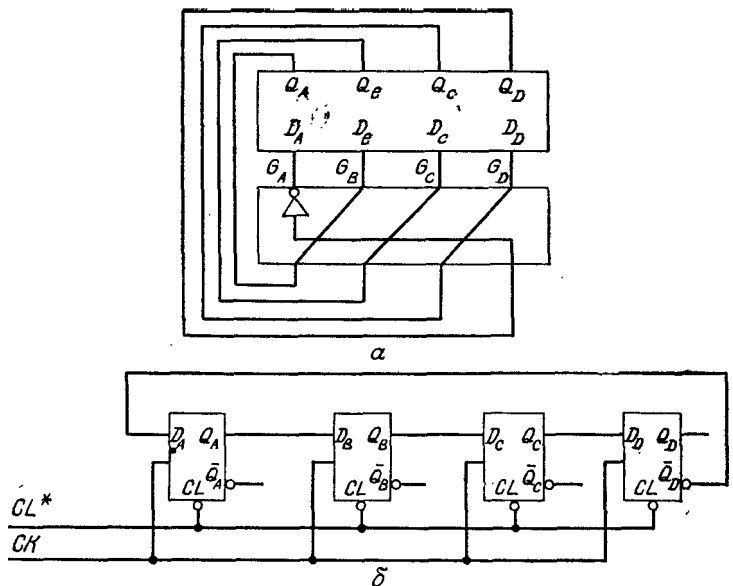


Рис. 7.22. Схемные решения примера 7.5. Общее решение (а); решение с применением кольцевого счетчика (б). Примечание: поскольку этот счетчик несамокорректирующийся, для установки его в 0 необходимо использовать вход  $CL$ .

щий квадрат 1, если выход  $Q_A$  при поступлении следующего импульса меняет свое состояние; ставим в квадрат 0, если изменения состояния не происходит.

е) Повторим процедуру этапа «д» для выходов  $Q_B, Q_C$  и  $Q_D$ .

ж) Любое число, не соответствующее последовательности состояний, является ограничением.

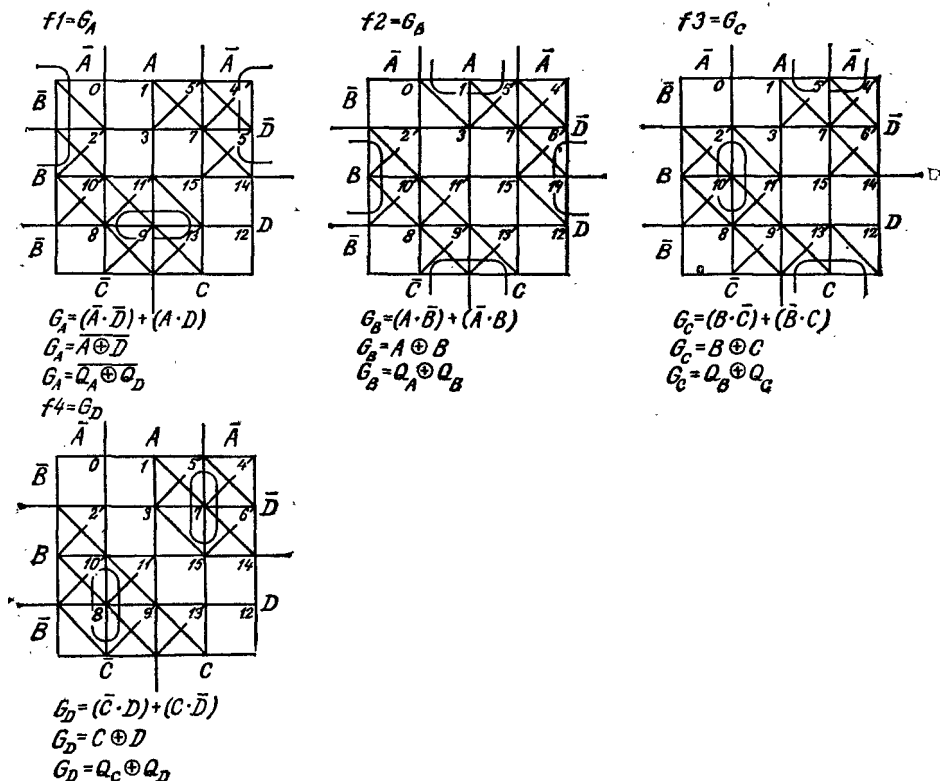
з) Найдем для каждой карты минимальное число произведений следующим образом: (см. рис. на стр. 414)

и) Для каждого логического выражения синтезируем схему, которая в этом случае будет иметь вид, представленный на рис. 7.23, а. Эта же схема, но в более удобном для восприятия виде приведена на рис. 7.23, б.

**Пример 7.6.** Схема последовательного действия потенциального типа. Требуется разработать схему записи, позволяющую принимать сигнал внешнего прерывания и осуществлять прерывание до момента прихода из процессора сигнала подтверждения о приходе сигнала прерывания (см. временную диаграмму на рис. 7.24, а).

*Решение.*

а) *Выбор элемента (элементов).* Анализ временной диаграммы показывает необходимость применения элемента потенциального типа. По положительному фронту входного сигнала  $X_2$  сигнал на выходе устройства должен меняться с низкого уровня на высокий. Далее низкий уровень входного сигнала  $X_1$  должен приводить к появлению сигнала низкого уровня на выходе устройства, т. е. возвращать его в исходное состояние. Всем этим требованиям отвечает триггер с запуском по фронту.



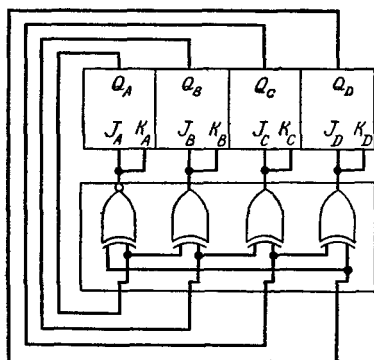
б) *Реализация устройства.* Входной сигнал подадим на вход синхронизации триггера (CLK). В этом случае может быть использован триггер с запуском по положительному фронту синхросигнала, например микросхема 7474. Сигнал на выходе Q должен изменяться с низкого уровня на высокий, вследствие чего вход управления D должен быть соединен с высоким потенциалом. Входной сигнал  $X_1$  должен быть подан на вход «сброс» (CLR) триггера, что обеспечит возврат триггера в исходное положение и появление на его выходе Q сигнала низкого уровня.

в) Схема устройства приведена на рис. 7.24. Читатель может убедиться в том, что это не единственное решение.

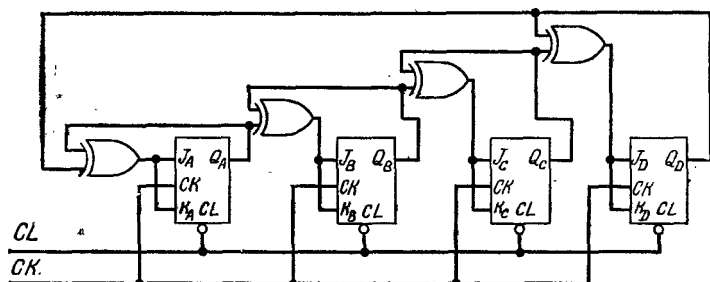
**Пример 7.7.** Схема последовательного действия импульсного типа. Требуется разработать схему вычитания, которая осуществляет вычитание первого импульса из последовательности после прихода сигнала установки.

*Решение.*

а) *Выбор элемента (элементов).* Анализ временной диаграммы, представленной на рис. 7.25, а, показывает, что сигнал вычитания импульса должен формироваться при появлении входного сигнала  $X_1$  и существовать до появления следующего отрицательного фронта входного сигнала  $X_2$ . Для выполне-

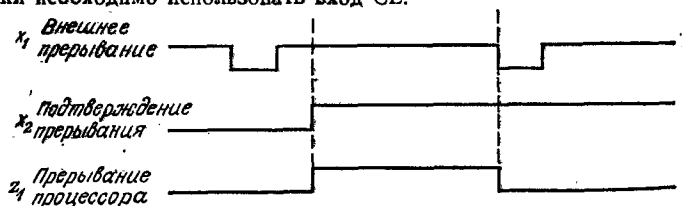


а

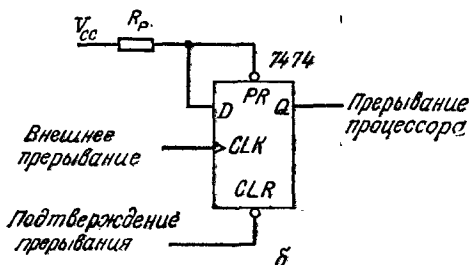


б

Рис. 7.23. Другая схема решения примера 7.5. Общее решение (а); счетчик (б). Примечание: поскольку этот счетчик самонастраивающийся, для его установки необходимо использовать вход CL.



а



б

Рис. 7.24. Схема последовательного действия потенциального типа для примера 7.6. Временная диаграмма (а); схемное решение (б).

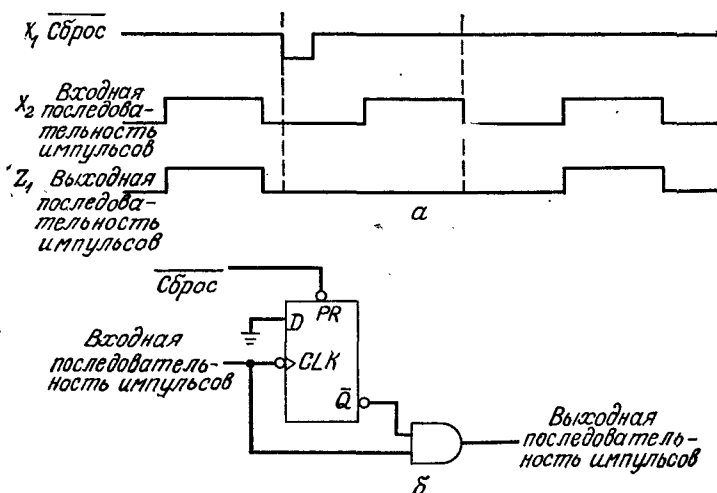


Рис. 7.25. Схема последовательного действия импульсного типа. Временная диаграмма (а); схемное решение (б).

ния функции вычитания импульса выберем триггер с запуском от отрицательного фронта синхрипульса.

б) *Реализация устройства.* Входной сигнал  $X_1$  используем для выполнения функции сброса триггера. Предположив наличие логического элемента И для получения выходного сигнала  $Z_1$ , приходим к выводу, что активным уровнем схемы вычитания импульса должен быть низкий уровень. Поэтому выход  $Q$  триггера можно рассматривать как выход схемы вычитания импульса. Подавая входной сигнал  $X_2$  на вход синхронизации (CLK), обеспечим тем самым требуемое изменение состояния выхода  $Q$  по задержанному фронту сигнала  $X_2$ . Сигнал на входе управления должен иметь низкий уровень, чтобы обеспечить соответствующее состояние триггера при появлении положительного фронта сигнала на входе CLK.

в) Разработанная схема приведена на рис. 7.25, б.

## 7.7. ОДНОВИБРАТОРЫ

Одновибратор (ждуший мультивибратор) вырабатывает выходной импульс по одиночному перепаду входного сигнала. Длительность выходного импульса является функцией постоянной времени  $RC$  одновибратора. Это замечательное устройство позволяет разработчику получить импульсный выход, в силу чего длительность формируемых импульсов оказывается независимой от тех временных ограничений, которые могут быть наложены окружающими узлами схемы. Это особенно полезно, когда простыми методами декодирования не удастся получить импульсы заданной длительности.

### 7.7а. Одновибраторы без повторного запуска

Одновибраторы могут быть двух типов: одновибраторы без повторного запуска и одновибраторы с повторным запуском. На рис. 7.26 показан принцип действия одновибратора без повтор-

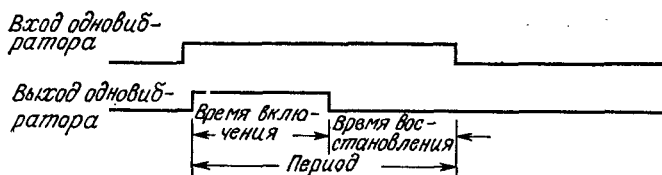


Рис. 7.26. Временная диаграмма одновибратора без повторного запуска.

ного запуска. Переход входного сигнала из состояния низкого уровня инициирует начало цикла работы одновибратора. Сигнал на выходе одновибратора сразу же переходит из низкого уровня в высокий и остается таковым в течение времени, определяемым постоянной времени  $RC$  одновибратора. Появляющиеся в течение этого времени, называемого временем включения, дополнительные запускающие переходы во внимание не принимаются. Однако следует избегать появления таких переходов в период восстановления. Время восстановления необходимо для того, чтобы времязадающая емкость  $C_{ext}$  зарядилась до своего первоначального значения. Следовательно, при расчете периода работы одновибратора необходимо просуммировать время включения и время восстановления. Соотношение между временем включения и временем восстановления определяет рабочий цикл одновибратора:

$$\text{рабочий цикл} = \frac{\text{время включения}}{(\text{время включения}) + (\text{время восстановления})} \cdot 100\%, \quad (7.8)$$

$$\text{или рабочий цикл} = \frac{\text{время включения}}{\text{период}} \cdot 100\%. \quad (7.9)$$

Если рекомендуемый рабочий цикл будет превышен, выходные импульсы становятся неопределенными и дрожащими.

Одновибраторы без повторного запуска, такие как 74LS221, могут иметь рабочий цикл до 90 % при условии, что  $R_{ext}$  равняется  $R_{ext}(\text{макс.})$ .

### 7.7б. Одновибраторы с повторным запуском

Одновибраторы с повторным запуском работают во многом аналогично одновибраторам без повторного запуска, за исключением одного важного момента. В отличие от одновибратора без

повторного запуска одновибраторы рассматриваемого типа воспринимают запускающие переходы входного сигнала и во «времени включения». Сигнал на выходе одновибратора остается сигналом высокого уровня, и начинается новый цикл работы. На рис. 7.27 изображен такой режим работы.

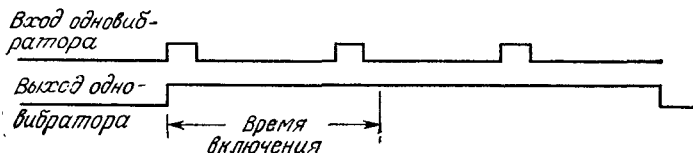


Рис. 7.27. Временная диаграмма одновибратора с повторным запуском.

Сигнал на выходе одновибратора будет оставаться сигналом высокого уровня сколь угодно долго, если время между запускающими переходами будет меньше, чем время одновибратора.

**Пример 7.8. Одновибратор, запускаемый положительным фронтом.** Требуется разработать схему, которая вырабатывает импульс при каждом появлении положительного фронта сигнала синхронизации  $A$ , как показано на рис. 7.28, а.

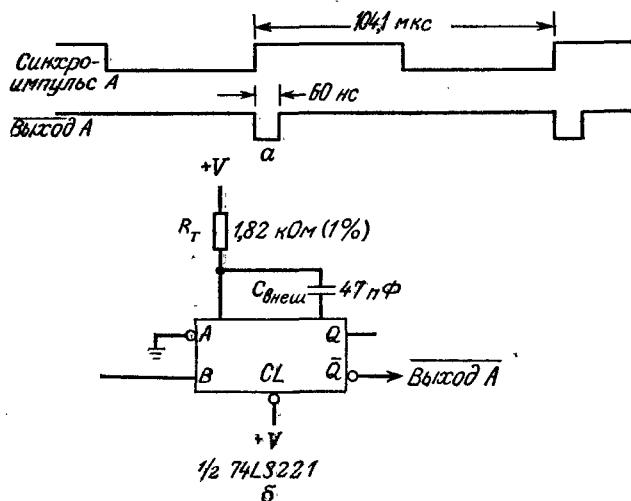


Рис. 7.28. Одновибратор с запуском по переднему фронту. Временная диаграмма (а); схема (б).

**Решение.**

а) Для выполнения заданной функции выберем одновибратор без повторного запуска (микросхема 74LS221). На вход  $B$  подадим сигнал синхронизации  $A$ , а выходным сигналом  $A$  будет служить сигнал на выходе  $Q$ .

б) Рассчитаем рабочий цикл (в %). Из рис. 7.28, а следует, что период одновибратора равен 104,1 мкс, а длительность импульса равна 60 нс. Тогда

$$\begin{aligned}\text{Рабочий цикл} &= \frac{t_{\text{ON}}}{t_{\text{период}}} \cdot 100\% = \\ &= \frac{60 \cdot 10^{-9}}{104,1 \cdot 10^{-6}} \cdot 100\% = 0,06\%.\end{aligned}$$

в) Выберем  $R_T$  и  $C_{\text{ext}}$  (или  $C_{\text{внеш}}$ ). Длительность импульса определяется так:

$$t_w = \ln 2 R_T C_{\text{ext}} \approx 0,7 R_T C_{\text{ext}}, \quad (7.10)$$

$$R_T C_{\text{ext}} = T_w / 0,7,$$

$$R_T C_{\text{ext}} \approx (60 \cdot 10^{-9} \text{ с}) / 0,7 = 85,71 \cdot 10^{-9} \text{ с}.$$

Выбрав в качестве емкости  $C_{\text{ext}}$  стандартный конденсатор с разбросом 5 %, рассчитаем  $R_T$ , используя выражение (7.10). Пусть  $C_{\text{ext}} = 47 \text{ пФ}$ , тогда  $R_T = 1,82 \text{ кОм}$ . На рис. 7.28, б приведена рассчитанная схема.

**Пример 7.9. Расширитель импульсов.** Требуется разработать схему расширителя импульсов, вырабатывающую на выходе сигнал при каждом появлении сигнала на входе  $X$ , как показано на рис. 7.29, а.

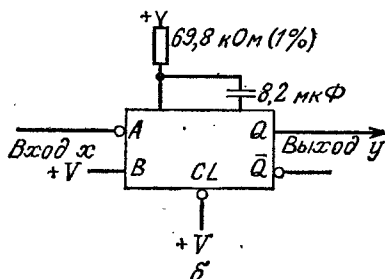
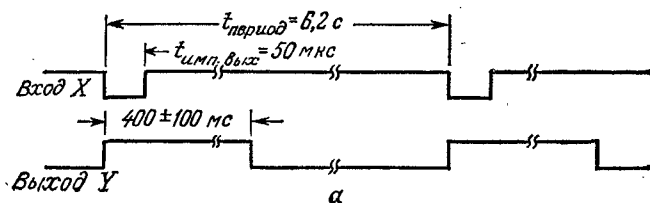


Рис. 7.29. Расширитель импульсов для примера 7.9. Временная диаграмма (а); схема (б).

**Решение.**

а) Для выполнения заданной функции выберем одновибратор без повторного запуска (микросхема 74LS221). На вход  $A$  подадим входной сигнал  $X$ , а выходным сигналом будет служить сигнал с выхода  $Q$ .

б) Рассчитаем рабочий цикл (в %). Из рис. 7.29, а следует, что период одновибратора равен  $t = 6,2 \text{ с}$ , а длительность импульса равна  $t_{\text{ON}} = 400 \text{ мс}$ .

Тогда при  $t_{\text{имп. вх}} = 50 \text{ мкс}$

$$\text{Рабочий цикл} = \frac{t_{\text{ON}}}{t_{\text{период}}} \cdot 100\% = 6,5\%.$$

в) Выберем  $R_T$  и  $C_{\text{ext}}$ . Длительность импульса можно найти из выражения

$$t_w = \ln 2 R_T C_{\text{ext}} \approx 0,7 R_T C_{\text{ext}}, \quad (7.10)$$

$$R_T C_{\text{ext}} \approx t_w / 0,7 = (400 \cdot 10^3 \text{с}) / 0,7 = 571 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

Выбрав  $C_{\text{ext}} = 8,2 \text{ мкФ}$ , получим  $R_T = 69,8 \text{ кОм}$ . На рис. 7.29, б изображена окончательная схема с рассчитанными и выбранными элементами.

## 7.8. СХЕМЫ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Изготовителями микросхем выпускается специальный класс микросхем, которые позволяют разработчику решать специфические задачи. Этот специальный класс устройств предназначен для решения таких задач, как обеспечение безошибочной работы при действии помех, обеспечение высококачественной передачи информации, сопряжение семейств логических микросхем, выполненных по разной технологии. Далее обсуждаются все эти устройства. Следует заметить, что этот класс схем охватывает широкий набор устройств и не ограничивается рамками данного обсуждения.

### 7.8а. Триггер Шмитта

Триггер Шмитта представляет собой специальный класс ключей. Отличительной особенностью триггера Шмитта являются повышенная помехоустойчивость и способность формировать сигнал. Передаточная характеристика инвертирующего ключа показана на рис. 7.30.

Для того чтобы лучше понять передаточную характеристику, обсудим переходные режимы работы.

Пусть точка *a* является начальной точкой при рассмотрении. По мере увеличения входного напряжения  $V_{\text{вх}}$  выходное напряжение  $V_{\text{вых}}$  не изменяется вплоть до точки *б*. Если  $V_{\text{вх}}$  продолжает расти,  $V_{\text{вых}}$  резко падает до низкого уровня, достигая точки *в*. Для того чтобы изменить состояние схемы, необходимо уменьшать  $V_{\text{вх}}$  до напряжения, соответствующего точке *г*. Как только напряжение  $V_{\text{вх}}$  достигнет этой точки, на выходе ( $V_{\text{вых}}$ ) ключа вновь появится высокий уровень. Дальнейшее уменьшение входного напряжения  $V_{\text{вх}}$  приведет к переходу в точку *а*. Заштрихованная область передаточной характеристики определяет область гистерезиса триггера Шмитта. Выпускаются несколько типовых ключей, обладающих свойствами триггера Шмитта. Примерами триггеров Шмитта являются микросхема



7413 (логический элемент И-НЕ) и микросхема 7414 (инвертор), причем обе микросхемы ТТЛ-типа.

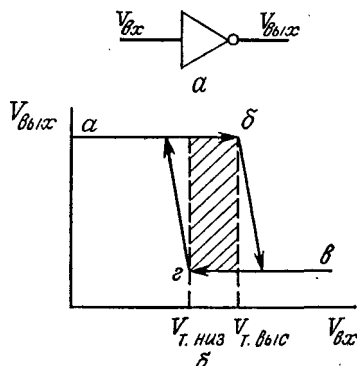


Рис. 7.30. Триггер Шмитта на инвертирующем ключе. Графическое изображение (а); передаточная характеристика (б).

Микросхема MC14584B содержит шесть триггеров Шмитта, а микросхема MC14583B — два триггера Шмитта. Эти микросхемы приведены в качестве примера реализации триггеров Шмитта по КМОП-технологии.

## 7.86. Магистральные усилители

Магистральные усилители представляют собой специальный тип элементов, которые выполняют специфические задачи. Кабели, по которым происходит передача цифровых сигналов, должны рассматриваться как линии связи до тех пор, пока длина волны спектральных составляющих сигналов остается меньше длины

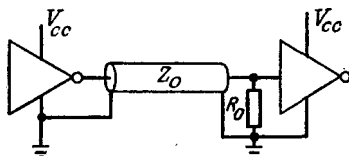


Рис. 7.31. Однопроводная линия связи для работы в симплексном режиме.

волны кабеля. Это условие выполняется для кабелей с низким волновым сопротивлением ( $Z_0 < 100 \text{ Ом}$ ), и устройства могут на них работать. Элементы, обеспечивающие совместимость с ТТЛ-схемами, на низкоомный кабель, волновое сопротивление которого от 50—100 Ом, работать не могут. Для этой цели выпускаются магистральные усилители. На рис. 7.31 показана ти-

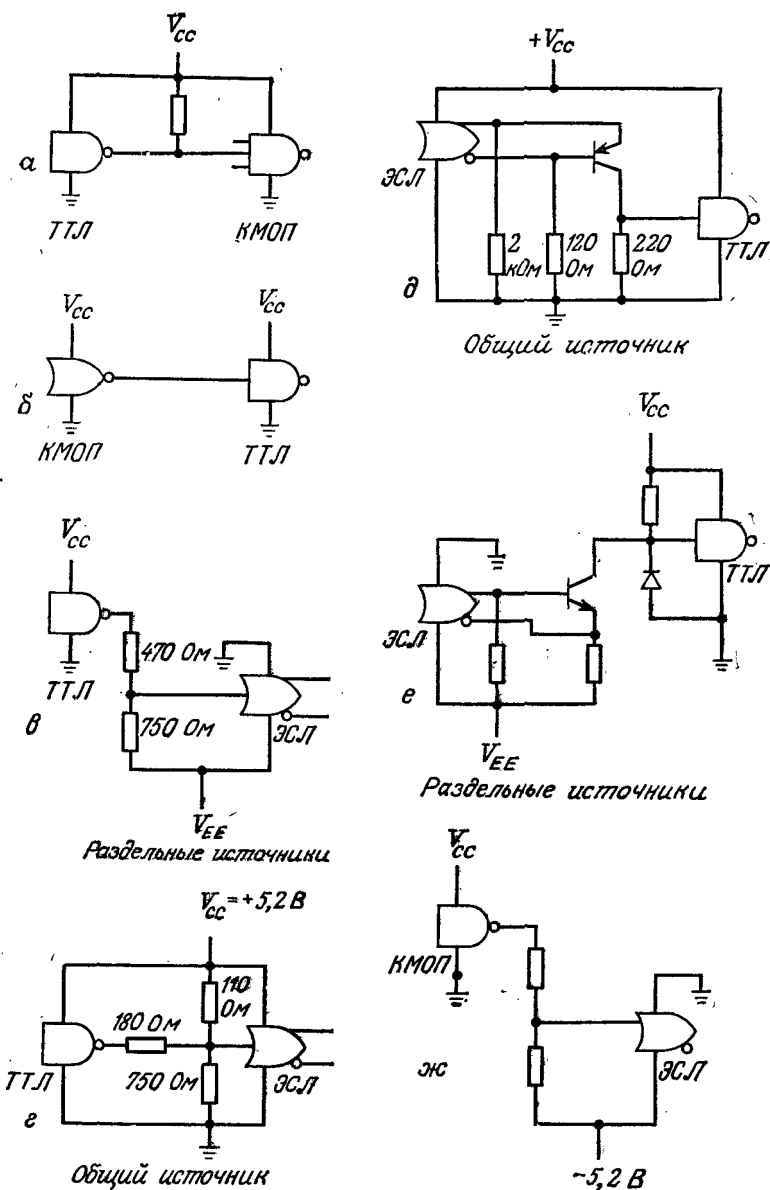


Рис. 7.32. Преобразователи уровня.

**а**—фирма RCA выпускает двунаправленные интерфейсные схемы преобразователей уровня (CD 40115), которые выполняют функцию сопряжения без внешних нагрузочных резисторов. **б**—для ЭСЛ-схем, имеющих внутренний нагрузочный резистор 2 кОм, резистор 750 Ом должен быть заменен на резистор 1,2 кОм. **в**—фирмы Motorola и Fairchild выпускают 4 преобразователя ТТЛ/ЭСЛ в одном корпусе (микросхемы MC10124/F10124). **г**—фирмы Motorola и Fairchild выпускают микросхемы, содержащие 4 преобразователя типа МЭСЛ/ТТЛ (MC10125/10125).

Таблица 7.4. Рекомендуемые ТТЛ-схемы малой степени интеграции

| Функция                                        | Описание                   | Быстродействие или задержка распространения, нс | Мощность, мВт | Тип микросхемы         |
|------------------------------------------------|----------------------------|-------------------------------------------------|---------------|------------------------|
| Инвертор                                       | Шесть                      | 9,5<br>3                                        | 2<br>19       | 74LS04<br>74S04        |
| И-НЕ                                           | Четыре двухвходовых        | 9,5<br>3                                        | 2<br>19       | 74LS00<br>74S00        |
|                                                | Три трехвходовых           | 9,5<br>3                                        | 2<br>19       | 74LS10<br>74S10        |
|                                                | Два четырехвходовых        | 9,5<br>3                                        | 2<br>19       | 74LS20<br>74S20        |
|                                                | Восьмивходовый             | 17<br>3                                         | 2,4<br>19     | 74LS30<br>74S30        |
|                                                | Четыре двухвходовых        | 10<br>3,5                                       | 2,75<br>29    | 74LS02<br>74S02        |
| ИЛИ-НЕ                                         | Три трехвходовых           | 10                                              | 4,5           | 74LS27                 |
|                                                | Два четырехвходовых        | 10,5                                            | 23            | 7425                   |
|                                                | Четыре двухвходовых        | 12<br>4,75                                      | 4,25<br>32    | 74LS08<br>74S08        |
| ИЛИ                                            | Четыре двухвходовых        | 12<br>4                                         | 5<br>35       | 74LS32<br>74S32        |
|                                                | Сдвоенный двухвходовый     | 12,5<br>3,5                                     | 2,75<br>28    | 74LS51<br>74S51        |
| Триггеры                                       |                            | МГц                                             |               |                        |
| JK-триггер с запуском по отрицательному фронту | Два с установкой и сбросом | 45                                              | 10            | 74LS112                |
|                                                | Два со сбросом             | 125<br>45                                       | 75<br>10      | 74S112<br>74LS73       |
|                                                | Два со входом $K$          | 33                                              | 10            | 74LS109A               |
| JK-триггер с запуском по положительному фронту | Вход, установка, сброс     | 33                                              | 45            | 74109                  |
|                                                | Два со сбросом             | 20<br>30                                        | 50<br>80      | 7473<br>74H73          |
| JK-триггер с импульсным выходом                | Два с установкой и сбросом | 20<br>30                                        | 50<br>80      | 7476<br>74H76          |
|                                                | Два с установкой и сбросом | 3<br>25<br>110                                  | 4<br>43<br>75 | 74L74<br>7474<br>74S74 |
|                                                | Два с установкой и сбросом | 3                                               | 4             | 74L74                  |
| Защелка                                        | Четыре $S-R$               | 12нс                                            | 19            | 74LS279                |

Продолжение

| Функция | Описание | Быстродействие или задержка распространения, нс | Мощность, мВт | Тип микросхемы |
|---------|----------|-------------------------------------------------|---------------|----------------|
|---------|----------|-------------------------------------------------|---------------|----------------|

## Одновибраторы

|                        |     |              |    |         |
|------------------------|-----|--------------|----|---------|
| Без повторного запуска | Два | 20 нс ÷ 70 с | 23 | 74LS221 |
| С повторным запуском   | Два | 45 нс ÷ ∞    | 60 | 74LS123 |

## Схемы специального назначения

нс

|                                                            |                                        |      |     |                |
|------------------------------------------------------------|----------------------------------------|------|-----|----------------|
| Триггер Шмитта                                             | Шесть                                  | 15   | 9   | 74LS14         |
|                                                            | Два двухвходовых положительных И-НЕ    | 15   | 9   | 74LS132        |
|                                                            | Четыре двухвходовых положительных И-НЕ | 8    | 45  | 74S132         |
|                                                            |                                        | 16,5 | 9   | 74LS13         |
| Инвертирующий буфер                                        | Восемь                                 | 10   | 130 | 74LS240        |
|                                                            |                                        | 5    | 450 | 74S240         |
| Неинвертирующий буфер                                      | »                                      | 10   | 135 | 74LS244        |
|                                                            |                                        |      |     | 74S244         |
| Магистральный усилитель для работы на нагрузку 50 Ом/75 Ом | Два двухвходовых положительных ИЛИ-НЕ  | 7    | 28  | 74128          |
| ИЛИ-НЕ                                                     | Четыре двухвходовых положительных И-НЕ | 4    | 44  | 74S140         |
| Преобразователь                                            | ТТЛ/ЭСЛ                                |      |     | MC10124/F10124 |
|                                                            | ЭСЛ/ТТЛ                                |      |     | MC10125/F10125 |
|                                                            | ТТЛ/КМОП                               |      |     | CD40115        |
|                                                            | КМОП/ТТЛ                               |      |     | 14504B         |
|                                                            |                                        |      |     | CD40115        |

*Примечание.* Микросхемы, указанные в таблице, рассчитаны на работу в интервале температур от 0 до 70 °С. Выпускаемые микросхемы серии SN 54XXX рассчитаны на работу в интервале температур от -55 до +125 °С.

Таблица 7.5. Рекомендуемые КМОП-схемы малой степени интеграции

| Функция            | Описание                               | Быстродействие или двойная задержка распространения при $V_{DD} = +5,0$ В (пост. т.) ( $C_L = 50$ пФ), нс | Мощность на корпус при 100 кГц, мкВт | Тип микросхемы        |
|--------------------|----------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------|-----------------------|
| Инвертор           | Шесть с буферными элементами на выходе | 110                                                                                                       | 900                                  | MC14049UB<br>CD4049B  |
|                    | Шесть                                  | 130                                                                                                       | 900                                  | MC14069UB<br>CD4069UB |
| И-НЕ               | Четыре двухвходовых                    | 250                                                                                                       | 600                                  | MC14011B<br>CD4011B   |
|                    | Три трехвходовых                       | 320                                                                                                       | 450                                  | MC14023B<br>CD4023B   |
|                    | Два четырехвходовых                    | 320                                                                                                       | 300                                  | MC14012B<br>CD4012B   |
|                    | Восьмивходовый                         | 400                                                                                                       | 150                                  | MC14068B<br>CD4068B   |
|                    | Четыре двухвходовых                    | 250                                                                                                       | 600                                  | MC14001B<br>CD4001B   |
| ИЛИ-НЕ             | Три трехвходовых                       | 320                                                                                                       | 450                                  | MC14025B<br>CD4025B   |
|                    | Два четырехвходовых                    | 320                                                                                                       | 300                                  | MC14002B<br>CD4002B   |
|                    | Восьмивходовый                         | 400                                                                                                       | 150                                  | MC14078B<br>CD4078B   |
|                    | Четыре двухвходовых                    | 320                                                                                                       | 600                                  | MC14081B<br>CD4081B   |
| И                  | Три трехвходовых                       | 320                                                                                                       | 450                                  | MC14073B<br>CD4073B   |
|                    | Два четырехвходовых                    | 320                                                                                                       | 300                                  | MC14082B<br>CD4082B   |
|                    | Четыре двухвходовых                    | 320                                                                                                       | 600                                  | MC14071B<br>CD4071B   |
| ИЛИ                | Три трехвходовых                       | 320                                                                                                       | 450                                  | MC14075B<br>CD4075B   |
|                    | Два четырехвходовых                    | 320                                                                                                       | 300                                  | MC14072B<br>CD4072B   |
|                    | Четыре с возможностью расширения       | 565                                                                                                       | 300                                  | MC14506B              |
| ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ    | Четыре                                 | 350                                                                                                       | 150                                  | MC4070B<br>CD4070B    |
| ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ |                                        | 350                                                                                                       | 150                                  | MC14077B<br>CD4077B   |

Продолжение

| Функция | Описание | Быстродействие или двойная задержка распространения при $V_{DD} = +5,0\text{В}$ (пост. т.) ( $C_L = 50\text{ пФ}$ ), нс | Мощность на корпус при 100 кГц, мкВт | Тип микросхемы |
|---------|----------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------|----------------|
|---------|----------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------|----------------|

## Триггеры

|                                                |                                                               |                                |                                                          |                     |
|------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------|--------------------------------|----------------------------------------------------------|---------------------|
| JK-триггер с запуском по положительному фронту | Два с установкой и сбросом                                    | 1,5 МГц                        | 400                                                      | MC14027B<br>CD4027B |
| D-триггер с запуском по положительному фронту  | Два с установкой и сбросом                                    | 4 МГц                          | 375                                                      | MC14013B<br>CD4013B |
| Защелка                                        | Четыре с запуском от положительного или отрицательного фронта | 220 нс                         | 500                                                      | MC14042B<br>CD4042B |
| Одновибраторы                                  | Два                                                           | $t_{pW}$ от 10 мкс до $\infty$ | 7 мВт,<br>$R_L = 2\text{ кОм}$ ,<br>$C_L = 1\text{ мкФ}$ | MC14538B<br>CD4538B |

Специального назначения

нс

мкВт

|                         |                                     |      |          |                     |
|-------------------------|-------------------------------------|------|----------|---------------------|
| Триггер Шмитта инвертор | Шесть                               | 250  | 900      | MC14584B            |
| Триггер Шмитта И-НЕ     | Четыре двухходовых                  | 250  | 600      | MC14093B<br>CD4093B |
| Преобразователи уровня  | Два типа КМОП/ТТЛ                   | 1300 | 665      | MC14583B            |
|                         |                                     | 20   | 20 мВт   | CD40115             |
|                         | ТТЛ/КМОП                            | 60   | 20 мВт   | CD40115             |
|                         |                                     | 320  | 12,5 мВт | MC14504B            |
| Буферные устройства     | Шесть                               | 127  | 900      | MC14050B<br>CD4050B |
|                         | Шесть с тремя состояниями на выходе | 150  | 1250     | MC14503B            |

**Примечание.** Микросхемы, приведенные в таблице, выпускаются для работы в интервале от  $-40$  до  $+85^\circ\text{С}$  и от  $-55$  до  $+125^\circ\text{С}$ .

Таблица 7.6. Рекомендуемые ЭСЛ-схемы малой степени интеграции

| Функция    | Описание                              | Быстродействие или задержка распространения, нс | Мощность на корпус, мВт | Тип микросхемы |
|------------|---------------------------------------|-------------------------------------------------|-------------------------|----------------|
| Инвертор   | Шесть                                 | 4                                               | 255                     | MC10195        |
|            | Шесть со входом разрешения            | 2,9                                             | 210                     | MC10189        |
| ИЛИ-НЕ     | Четыре двухвходовых                   | 2,9                                             | 135                     | MC10102        |
|            |                                       | 1,6                                             | 291                     | F10102         |
|            |                                       |                                                 |                         | MC1662         |
|            | Четыре двухвходовых со стробированием | 2,9                                             | 135                     | MC10100        |
|            |                                       |                                                 |                         | F10100         |
|            | Четыре трехвходовых                   | 2,0                                             | 99                      | F95004         |
|            | Три со структурой входов 4-3-3        | 2,9                                             | 109                     | MC10106        |
|            |                                       |                                                 |                         | F10106         |
|            |                                       | 2,0                                             | 57                      | F95106         |
|            | Два трехвходовых с мощным выходом     | 3,5                                             | 198                     | MC10111        |
| И ИЛИ      |                                       |                                                 |                         | F10111         |
|            |                                       |                                                 |                         | MC10211        |
|            |                                       |                                                 |                         | F10211         |
|            |                                       | 2,5                                             | 146                     | F95111         |
|            | Шесть                                 | 4,0                                             | 255                     | MC10197        |
|            | Четыре двухвходовых                   | 2,9                                             | 135                     | MC10103        |
|            |                                       | 1,6                                             | 291                     | MC1664         |
|            | Два трехвходовых с мощным выходом     | 3,5                                             | 198                     | MC10110        |
|            |                                       | 2,5                                             | 146                     | F95110         |
|            |                                       | 2,5                                             | 198                     | MC1010         |
| ИЛИ-НЕ-ИЛИ |                                       |                                                 |                         | F1010          |
|            | Четыре                                | 2,9                                             | 135                     | MC10101        |
|            |                                       |                                                 |                         | F10101         |
|            | Три ИЛИ-НЕ + один ИЛИ/ИЛИ-НЕ          | 2,0                                             | 99                      | F95102         |
|            | Три ИЛИ + один ИЛИ-НЕ                 |                                                 | 99                      | F95103         |
|            | Три со структурой входов 2-3-2        | 2,9                                             | 109                     | MC10105        |
|            |                                       | 2,0                                             | 57                      | F10105         |
|            |                                       |                                                 |                         | 95105          |
|            | Два со структурой входов 1-4-5        | 2,9                                             | 73                      | MC10109        |
|            |                                       | 2,0                                             | 57                      | F10109         |
| ИЛИ-НЕ     | Два трехвходовых с мощным выходом     | 2,5                                             | 198                     | MC10212        |
|            | Три трехвходовых с мощным выходом     | 2,0                                             | 57                      | F95003         |
|            | Два двухгрупповых трехвходовых        | 3,4                                             | 135                     | MC10118        |
|            |                                       |                                                 |                         | F10118         |
|            |                                       |                                                 |                         |                |

Продолжение

| Функция                                      | Описание                                                        | Быстродействие или задержка распространения, нс | Мощность на корпус, мВт | Тип микросхемы    |
|----------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------|-------------------------|-------------------|
| ИЛИ-НЕ-ИЛИ                                   | Два двухгрупповых со структурой входов 2-3 в каждой с инверсией | 3,4                                             | 135                     | MC10117<br>F10117 |
|                                              | Четырехгрупповой со структурой входов 4-3-3-3                   | 3,4                                             | 135                     | MC10119<br>F10119 |
|                                              | Четырехгрупповой с инверсией                                    | 3,4                                             | 135                     | MC10121<br>F10121 |
|                                              | Два                                                             | 1,6<br>2,0                                      | 146<br>52               | MC1660<br>F9502   |
| ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ                              | Два со структурой 4-5                                           | 1,3                                             | 156                     | MC1688            |
|                                              | Четыре                                                          | 4,5                                             | 218                     | MC10113<br>F10113 |
| ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ                              | Три двухвходовых                                                | 2,3                                             | 286                     | MC1672            |
| ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ                           | Три                                                             | 3,7                                             | 146                     | MC10107<br>F10107 |
| ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ                           |                                                                 | 2,5                                             | 109                     | F95107            |
| ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ                           | Три двухвходовых                                                | 2,3                                             | 286                     | MC1674            |
| Триггеры                                     |                                                                 |                                                 |                         |                   |
| JK-триггер со структурой «ведущий — ведомый» | Два                                                             | 4,5                                             | 354                     | MC10135<br>F10135 |
| D-триггер со структурой «ведущий — ведомый»  | Один                                                            | 270 МГц                                         | 250                     | MC1670            |
|                                              | Два                                                             | 4,5                                             | 291                     | MC10131<br>F10131 |
|                                              |                                                                 | 3,3                                             | 338                     | MC10231<br>F10231 |
|                                              | Шесть                                                           | 4,5                                             | 572                     | MC10176<br>F10176 |
| Защелка D-типа                               | Два                                                             | 2,5                                             | 286                     | MC1668            |
|                                              | Четыре                                                          | 5,6                                             | 390                     | MC10168           |
|                                              | Четыре с запуском отрицательным переходом                       | 5,4                                             | 390                     | MC10133<br>F10133 |
|                                              | Четыре с запуском положительным переходом                       | 5,6                                             | 390                     | MC10153<br>F10153 |
|                                              | Четыре с общей синхронизацией                                   | 4,0                                             | 182                     | MC10130<br>F10130 |
|                                              | Два                                                             | 2,5                                             | 286                     | MC1666            |



Продолжение

| Функция                 | Описание                  | Быстродействие или задержка распространения, нс | Мощность на корпус, мВт | Тип микросхемы    |
|-------------------------|---------------------------|-------------------------------------------------|-------------------------|-------------------|
| Специального назначения |                           |                                                 |                         |                   |
| Буферное устройство     |                           | 2,0                                             | 218                     | MC10188           |
| Преобразователи уровня  | Четыре ТТЛ/ЭСЛ            | 6,0                                             | 351                     | MC10124<br>F10124 |
|                         | Четыре ЭСЛ/ТТЛ            | 6,0                                             | 468                     | MC10125<br>F10125 |
|                         | Три ЭСЛ/КМОП              | 12,5                                            | 499                     | MC10177           |
| Одновибраторы           | Один с повторным запуском | 2,8                                             | 520                     | MC10198           |

*Примечание.* Как показано в приведенной ниже таблице, выпускаемые микросхемы предназначены для работы в трех температурных интервалах

| Интервал температур окр. среды, °C | Тип семейств микросхем                               |
|------------------------------------|------------------------------------------------------|
| от 0 до 70 °C                      | MC10100 (серия)<br>F10K (серия)<br>F95K (серия)      |
| от -30 до +85 °C                   | MC10100 (серия)<br>MC10200 (серия)<br>MC1600 (серия) |
| от -55 до +125 °C                  | MC10500 (серия)<br>10K (серия)                       |

повая линия связи с магистральным усилителем. Следует заметить, что, поскольку на приемной стороне включается резистор, значение которого равно волновому сопротивлению кабеля, отражения не будет. Такое параллельное согласование позволяет обеспечить подключение к одной линии (шине) многих приемников. Эта структура применяется для кабелей длиной от 0,05 до 0,5 м и обеспечивает скорость передачи до 10 Мбит/с.

### 7.8в. Преобразователи уровней

Время от времени разработчику приходится сталкиваться с необходимостью совместного применения различных семейств логических микросхем. В одной части устройств требуется высокое

быстродействие, в то время как в другой части можно применять менее быстродействующие схемы с малой потребляемой мощностью. Сопряжение семейств логических микросхем связано с необходимостью выполнения таких требований, как согласование уровней напряжений и токов, а также обеспечения запаса по помехоустойчивости. На рис. 7.32 представлены варианты сопряжения ТТЛ-, КМОП- и ЭСЛ-схем друг с другом.

## ЛИТЕРАТУРА

1. The TTL Application Handbook, Fairchild Semiconductor, Mountain View, Calif., 1973.
2. Fleming D., Code Conversion-Application Bulletin, Fairchild Semiconductor, Mountain View, Calif., 1967.
3. Greenfield J. D., Practical Digital Design Using ICs, Wiley. New York, 1977.
4. Marcus M. P., Switching Circuits for Engineers, 2d ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1967.
5. Meggerson Jr., L., Switch Bounce Eliminator Does Double Duty, *EDN*, November 1, 1970, p. 48.
6. Meiksin Z. H., Electronic Design with Off-the-Shelf Integrated Circuits, Parker Publishing Co, West Nyack, N. Y., 1980.
7. MECL Data Book, Series B, 3d Printing, Motorola, Inc., Phoenix, Ariz., 1982.
8. Norris B., Digital Integrated Circuits and Operational-Amplifier and Optoelectronic Circuit Design, McGraw-Hill, New York, 1976.
9. COS/MOS Integrated Circuits, RCA Corporation, Somerville, N. J., 1980.
10. Stout D. F. Handbook of Microcircuit Design and Application, McGraw-Hill, New York, 1980.
11. The TTL Data Book for Design Engineers, 2d ed., Texas Instruments, Inc., Dallas, Tex., 1976.
12. Advanced Schottky, Advanced Low-Power Schottky, Texas Instruments, Inc., Dallas, Tex., 1979.

ББК 32.852  
П 76  
УДК 621 : 681.3

Авторы: Брэдшо П., Гош С., Олдридж Х., Рефиоглу И., Силверман Дж., Уильямс А., Фростхоум Р.

Переводчики: М. Г. Драмбян, К. Д. Козлов, М. Н. Микшис, И. Н. Теплюк.

**Применение интегральных схем: Практическое руководство.** В 2-х кн. Кн. 1. Пер. с англ./Под ред. А. Уильямса.— М.: Мир, 1987. — 432 с., ил.

В книге американских специалистов приведены основные технические данные современных интегральных схем — от операционных усилителей до микропроцессоров. Даются рекомендации по их практическому применению, определению наилучших конструктивных решений, надежности действия и удобству эксплуатации.

На русском языке издается в двух книгах. В книге 1 рассматриваются операционные усилители, генераторы, преобразователи, схемы фазовой автоподстройки частоты и стабилизации напряжения, таймеры, аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, логические схемы с малой степенью интеграции.

Для инженеров, занимающихся применением интегральных схем, и студентов вузов, изучающих электронную и вычислительную технику.

П 2403000000-222  
041(01)-87 163-87, ч. 1

ББК 32.852

*Редакция литературы по информатике и робототехнике*

Практическое руководство

Петер Брэдшо, Сид Гош, Хэмил Олдридж, И. Рефиноглу,  
Дж. Силверман, А. Уильямс, Р. Фросткоум

## ПРИМЕНЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

В 2-х книгах

Книга 1. Под редакцией А. Уильямса

Ст. научный редактор Н. В. Серегина. Мл. научный редактор В. Н. Соколова  
Художник А. И. Чаузов. Художественный редактор Н. М. Ивайов  
Технический редактор Е. С. Потапенкова. Корректор М. А. Смирнов

ИБ № 5887

Сдано в набор 06.08.86. Подписано к печати 03.04.87. Формат 60×90<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага кн.-журн.  
Печать высокая. Гарнитура литературная. Объем 13,50 бум. л. Усл. печ. л. 27,00.  
Усл. кр.-отг. 27,00. Уч.-изд. л. 25,46. Изд. № 6/4581. Тираж 50 000 экз. Зак. 276. Цена 1 р. 60 к.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «МИР» 129820, ГСП, Москва, И-110, 1-й Рижский пер., 2

Ленинградская типография № 2 головное предприятие ордена Трудового Красного Зна-  
мени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгения Соколовой Союз-  
полиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии  
и книжной торговли, 198052, г. Ленинград, Л-52, Измайловский проспект, 29.