

В.И.ЩЕРБАКОВ  
Г.И.ГРЕЗДОВ

---

ЭЛЕКТРОННЫЕ  
СХЕМЫ  
НА ОПЕРАЦИОННЫХ  
УСИЛИТЕЛЯХ

СПРАВОЧНИК

Киев  
«Техніка»  
1983

32.844я2

Щ61

Щербаков В. И., Грэдов Г. И.

Щ61 Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник.—  
К.: Техніка, 1983.—213 с., ил.— Библиогр.: с. 206—211.  
В пер.: 1 р. 10 к. 37000 экз.

В справочнике изложены основные сведения по применению интегральных операционных усилителей в электронной аппаратуре различного назначения. Рассмотрены принципы построения электронных схем типовых функциональных узлов: усилителей, источников напряжения и тока, фильтров, модуляторов, демодуляторов, генераторов, пороговых устройств, измерительных преобразователей электрических и неэлектрических величин, аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей и др.

Рассчитан на инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и эксплуатацией электронной аппаратуры, может быть полезен студентам вузов соответствующих специальностей.

Щ 2403000000-126  
М202(04)-83 58.83

32.844я2

Рецензенты кандидаты техн. наук В. В. Трифонюк, М. З. Чаповский  
Редакция литературы по энергетике, электронике, кибернетике и связи  
Зав. редакцией З. В. Божко

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Современная научно-техническая революция неразрывно связана с развитием микроэлектроники. Сейчас трудно найти сферу деятельности человека, где бы не использовались ее достижения. В решениях XXVI съезда КПСС предусмотрено дальнейшее развитие микроэлектроники и ускорение внедрения ее достижений в народное хозяйство, науку и технику. Появление каждого нового поколения интегральных микросхем сопровождается изменением в подходе к принципам построения, структуре и конструированию технических средств и систем. Полное использование возможностей микроэлектроники при создании новых приборов и устройств обеспечивается лишь при условии, если специалисты разных областей науки и техники овладеваю определенным комплексом знаний по применению микросхем с целью их творческого использования в процессе работы. Это требует создания различных справочников, учитывающих последние достижения микроэлектроники.

В данном справочнике обобщен и систематизирован отечественный и зарубежный опыт по применению интегральных операционных усилителей (ОУ). Интегральные ОУ широко применяются в различных функциональных узлах аналоговой и аналого-цифровой техники. В большинстве случаев характеристики статической и динамической точности этих устройств находятся в сильной зависимости от технических параметров ОУ. Непрерывное совершенствование схемотехники и технологии изготовления микросхем обусловливает существенное улучшение параметров ОУ и ведет к резкому снижению их стоимости. Поэтому каждое новое поколение ОУ приводит к улучшению технических характеристик разнообразной электронной аппаратуры.

Отзывы и пожелания просим направлять по адресу: 252601, Киев, 1, Крещатик, 5, издательство «Техника».

## ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

**О**перационным усилителем (ОУ) называется усилитель электрических сигналов, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в схеме с отрицательной обратной связью (ОС). Своим названием ОУ обязано использованию его первоначально в устройствах аналоговой техники. В дальнейшем область применения ОУ значительно расширилась. С появлением интегральных ОУ они начали широко использоваться в устройствах усиления, генерирования, фильтрации, модулирования и демодулирования сигналов и многих других устройствах.

Все основные термины, определения и буквенные обозначения электрических параметров, относящихся к ОУ, приведены в ГОСТ 18421—73, ГОСТ 19480—74, ГОСТ 2.710—81 и ОСТ 11073—915—80.

Отечественная промышленность выпускает широкую номенклатуру ОУ как в интегральном полупроводниковом (твердотельном), так и в гибридном исполнениях. Статические и динамические свойства ОУ характеризуются совокупностью электрических параметров и характеристик. В этой совокупности можно выделить несколько сходных по смысловому содержанию групп параметров. Первая группа отражает выходное напряжение покоя и его нестабильность, приведенные ко входу ОУ, и включает напряжение смещения ( $U_{\text{см}}$ ), средний входной ток ( $i_{\text{вх}}$ ) и разность входных токов ( $\Delta i_{\text{вх}}$ ), а также коэффициенты влияния на эти параметры изменения температуры, времени и нестабильности напряжений источников питания. Вторая группа характеризует усиительные свойства ОУ для дифференциального и синфазного входных напряжений в режиме «малого сигнала» и имитансные свойства и содержит коэффициент усиления по напряжению ( $K_y$ ), коэффициент ослабления синфазных входных напряжений ( $K_{\text{сф}}$ ), входные сопротивления для дифференциального и синфазного входных напряжений ( $r_{\text{вх}}, r_{\text{сф}}$ ), а также частотные и переходные характеристики ОУ. В третью группу можно объединить параметры, отражающие поведение ОУ в режиме «большого сигнала». К ним относятся скорость нарастания выходного напряжения ( $v$ ), граничная частота ( $f_{\text{гр}}$ ) и частота единичного усиления ( $f_{\text{ед}}$ ). Четвертая группа параметров характеризует шумовые свойства ОУ и включает нормированные ЭДС и токи шума.

Большинство современных ОУ имеютстроенную защиту выхода от короткого замыкания и защиту входа от опасных синфазных и дифференциальных напряжений. Некоторые ОУ выпускают с встроенной частотной коррекцией, что не требует дополнительных элементов для обеспечения устойчивости ОУ в схемах с ОС.

Основные параметры некоторых типов современных ОУ приведены в табл. 1.1.

**Эквивалентная схема ОУ.** ОУ, несмотря на свою сложную внутреннюю структуру, может рассматриваться как единый элемент с гарантированными входными и выходными параметрами. Во многих случаях ОУ можно заменить идеализированной моделью, имеющей бесконечно большой коэффициент усиления по напряжению в неограниченной полосе частот и бесконечно малые входные токи и напряжение смещения. На рис. 1.1 показана эквивалентная схема реального ОУ для низких частот [9]. Неинвертирующий и инвертирующий входы ОУ и соответствующие им параметры на схеме обозначены знаками (+) и (—). Кружками, разделенными на сектора, на схеме обозначены идеальные сумматоры (черный сектор обозначает инверсию входного сигнала). Тракт передачи синфазного сигнала показан в виде сумматора  $\Sigma_1$  и безынерционного звена с коэффициентом передачи  $1/2K_{\text{сф}}$ . Эквивалентные сопротивления внешних цепей, приведенные ко входам ОУ, на схеме обозначены  $R_1, R_2$ . Остальные элементы эквивалентной схемы обозначены в соответствии с принятыми выше обозначениями параметров ОУ.

Параметры ОУ, характеризующие его качество, весьма многочисленны. Основные из них следующие.

**Коэффициент усиления ( $K_y$ )** — отношение приращения значения выходного напряжения к вызвавшему его изменению дифференциального входного напряжения.

**Напряжение смещения ( $U_{cm}$ )** — напряжение, которое необходимо приложить между входами ОУ для получения нуля на выходе ОУ.

**Средний входной ток ( $i_{bx}$ )** — среднее арифметическое значение входных токов, измеренных при таком входном напряжении, при котором выходное напряжение ОУ равно нулю. Входные токи обеспечивают линейный режим работы ОУ и не зависят от сопротивлений  $R_1$ ,  $R_2$ . Входные токи вызывают две составляющие погрешности ОУ: составляющую, вызванную неравенством сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ ,

$$U_{\Delta R} = i_{bx} \Delta R,$$

где  $i_{bx} = (i_{bx}^+ + i_{bx}^-)/2$ ;  $\Delta R = R_1 - R_2$ ;

составляющую, вызванную неравенством входных токов  $i_{bx}^+$ ,  $i_{bx}^-$ ,

$$U_{\Delta i_{bx}} = \Delta i_{bx} R,$$

где  $R = R_1 = R_2$ ;  $\Delta i_{bx} = i_{bx}^+ - i_{bx}^-$  — разность входных токов.

**Разность входных токов ( $\Delta i_{bx}$ )** — абсолютное значение разности токов двух входов усилителя, измеренных тогда, когда напряжение на выходе ОУ равно нулю.

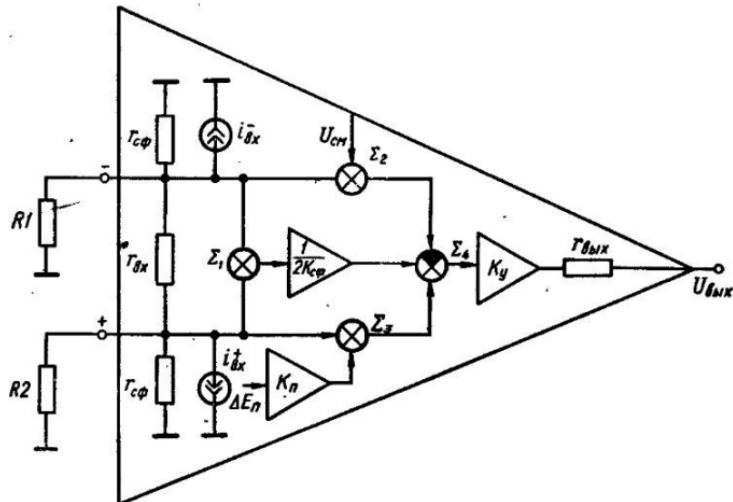


Рис. 1.1. Эквивалентная схема ОУ для низких частот

**Температурный дрейф входного тока** — коэффициент, равный отношению максимального изменения входного тока ОУ к вызвавшему его изменению окружающей температуры.

Температурный дрейф входных токов приводит к дополнительной погрешности

$$\Delta U_{\Delta R} = \Delta R \Delta T \cdot d i_{bx} / d T^\circ, \quad \Delta U_{\Delta i_{bx}} = R \Delta T \cdot d \Delta i_{bx} / d T^\circ,$$

где  $\Delta T^\circ$  — диапазон изменения температуры.

Значения температурных коэффициентов входного тока и разности входных токов ОУ приводятся в справочных данных усредненными в определенном температурном диапазоне. Для ОУ, выполненных на биполярных кремниевых транзисторах, температурный дрейф входного тока в области повышенных температур обычно несколько меньше и составляет примерно  $d i_{bx} / d T^\circ = N i_{bx}$ , где при  $T^\circ > 25^\circ C$   $N = -0,005 \% / ^\circ C$ , при  $T^\circ < 25^\circ C$   $N = -0,015 \% / ^\circ C$ .

Так как входные токи ОУ являются базовыми токами входных транзисторов, то их значение и дрейф зависят также от коэффициента усиления транзистора по току  $\beta_t$ . Учитывая, что временной дрейф  $\beta_t$  транзистора сравнительно велик, то и значение временного дрейфа входных токов ОУ сравнительно велико.

**Входное сопротивление ( $r_{bx}$ )** — сопротивление одного из входов ОУ, в то время как другой вход закорочен. Это сопротивление также называют входным сопротивлением для дифференциального сигнала.

# 1.1. Параметры интегральных ОУ

Тип	$\pm U_{\text{п.}}^*$ В	$I_{\text{п.}}$ мА	$K_y^*$ тыс	$\pm U_{\text{вых.}}^*$ В	$U_{\text{CM}}^*$ мВ	$i_{\text{вх.}}^*$ нА	$\Delta i_{\text{вх.}}^*$ нА	ТК $U_{\text{CM}}^*$ мкВ/°C	ТК $i_{\text{вх.}}^*$ на/°C	ТКД $i_{\text{вх.}}^*$ на/°C	$U_{\text{вхсф.}}$ В	$r_{\text{вх.}}^*$ МОм	$K_{\text{сф.}}$ дБ	$K_{\text{п.}}$ мкБ/В	$t_{\text{ед.}}$ МГц	$v_s$ В/мкС
14ОУД1Б	12,6	12	1,6—11,5	6,7; 5	7,5	9000	1700	20	40	30	6	>0,004	60	1500	20	5+; 0,5-
14ОУД5А	12	13	1,5—12	6; —4	8	1100	300	45	7	1,5	6	>1	50 60	—	14	6+
14ОУД5Б	12	13	2,5—19	5	6000	1800	6	25	6	—	—	—	—	—	—	—
14ОУД6А	15	2,8	>70	12	5	30	10	20	1	0,1	11	>2	80	200	1	2,5
14ОУД6Б	15	2,8	>50	8	50	15	—	2	0,3	—	>1	70	—	1	2	—
14ОУД7	15	2,8	>50	11,5	4	200	50	—	—	—	12	0,4	70	150	0,8	0,3
14ОУД8Б	15	5	>50	10	100	0,2	0,15	100	—	—	10	>1000	64	—	1	10
14ОУД9	12,6	8	>35	10	5	350	100	20	—	3	—	0,3	80	300-	—	0,5
14ОУД11	15	8	>25	12	5	500	200	—	—	—	—	—	79	1800	2	2
14ОУД12	15	0,18	>100	12	5	7,5	3	60	—	0,4	10	>5	70	150	0,1	0,1
14ОУД13	15	2	0,01	1	0,05	0,5	0,2	0,5	—	—	10	>50	90	10	—	—
14ОУД14	15	0,6	>50	13	2	2	0,2	15	2,5	2,5	13,5	>30	85	100	0,3	0,05
14ОУД17А	18	4	>30	12	0,025	2	2	3	—	0,025	13	—	110	100 дБ	0,4	0,1
14ОУД20А, Б	18	4	>25	13,5	7	200	50	20	—	0,5	14	>0,4	70	—	0,55	0,3
153УД1	15	6	20—80	10	5	600	250	20	17	5	8	>0,2	65	—	1	0,06
153УД2	15	3	>50	11	5	500	200	20	—	5	12	>0,3	70	—	1	—
153УД3	15	3,6	>25	10	2	200	50	10	—	2,8	8	>0,3	80	100	1	—
153УД4	6	0,7	>5	4	5	400	150	50	—	3	5	—	70	—	0,7	0,12
153УД5А	15	3,5	>1000	10	1	100	20	5	—	0,15	13,5	—	110	20	—	—
153УД6	15	3,5	>50	10	2	75	10	15	—	0,2	—	—	80	—	—	—
544УД1А	15	3,5	>50	10	15	0,15	0,05	20	—	—	10	—	70	300	1	2
544УД2А	15	7	>20	10	30	0,1	0,1	50	—	—	10	—	70	300	15	20
574УД1Б	15	8	>5	10	25	0,5	0,2	50	—	—	10	—	60	—	10	50

П р и м е ч а н и е. Индексами (+), (-) в графе  $v_s$  обозначены параметры для положительной и отрицательной полярностей выходного напряжения ОУ соответственно.

*Входное сопротивление для синфазного сигнала* ( $r_{\text{сф}}$ ) — величина, равная отношению приращения синфазного входного напряжения к приращению среднего входного тока ОУ ( $r_{\text{сф}}$  обычно на 1—2 порядка больше  $r_{\text{вх}}$ ).

*Коэффициент ослабления синфазного сигнала* ( $K_{\text{сф}}$ ) — отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала  $K_y$  к коэффициенту усиления синфазного сигнала  $K_{y,\text{сф}}$  ( $K_{y,\text{сф}}$  определяется как отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению синфазного входного сигнала).  $K_{\text{сф}}$  обычно выражается в децибелах,  $K_{\text{сф}} = 20 \lg (K_y/K_{y,\text{сф}})$ .

*Коэффициент влияния нестабильности источника питания* ( $K_p$ ) — отношение изменения напряжения смещения к вызвавшему его изменению одного из питающих напряжений  $\Delta E_p$ .

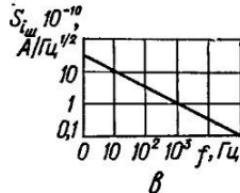
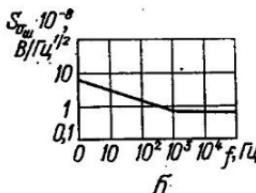
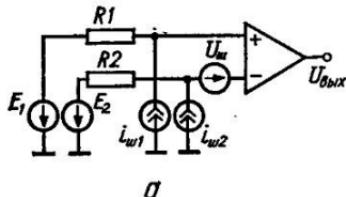


Рис. 1.2. Эквивалентная схема ОУ с источниками шума (а) и спектральные характеристики микросхемы 14ОУД1Б (б, в)

*Выходное сопротивление* ( $r_{\text{вых}}$ ) — отношение приращения выходного напряжения ОУ к вызвавшей его активной составляющей выходного постоянного или переменного тока.

*Частота единичного усиления* ( $f_{\text{ед}}$ ) — частота, на которой модуль коэффициента усиления ОУ равен единице. Частота единичного усиления при 100 %-ной ООС с цепями коррекции частотной характеристики ОУ называется частотой среза ( $f_{\text{ср}}$ ).

*Границная частота* ( $f_{\text{гр}}$ ) — максимальная частота синусоидального сигнала, при которой сохраняется гарантированный эффективный диапазон синусоидального выходного напряжения ОУ.

*Максимальная скорость нарастания выходного напряжения* ( $v$ ) — наибольшая скорость изменения выходного напряжения ОУ при подаче на его вход импульса прямоугольной формы максимально допустимой амплитуды.

*Время восстановления выходного напряжения* — время с момента снятия входного напряжения до момента, при котором  $U_{\text{вых}} = 0,1 U_{\text{нас}}$ , где  $U_{\text{нас}}$  — напряжение насыщения ОУ.

*Время установления выходного напряжения* — время, в течение которого выходное напряжение ОУ изменяется от уровня 0,1 до уровня 0,9 от установленного значения при апериодическом процессе и при воздействии на вход импульса напряжения прямоугольной формы.

*Шумовые характеристики ОУ*. Эквивалентная схема ОУ с шумовыми источниками напряжения и тока показана на рис. 1.2, а. Напряжение шума включает в себя три некоррелированные составляющие:  $U_{\text{ш1}}$  — составляющую, обусловленную тепловым шумом (белый шум),  $U_{\text{ш2}}$  — составляющую, обусловленную диффузией неосновных носителей,  $U_{\text{ш3}}$  — составляющую, вызванную поверхностными явлениями в полупроводнике (фликкер-шум или розовый шум):

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{U_{\text{ш1}}^2 + U_{\text{ш2}}^2 + U_{\text{ш3}}^2}$$

Значение шумового тока зависит от входного тока и полосы пропускания ОУ:  $i_{\text{ш}} = \sqrt{2q i_{\text{вх}} \Delta f}$ , где  $q$  — заряд электрона.

## 1.2. Нормированные характеристики шума ОУ типа 14ОУД7

Частота, Гц	Напряжение шума $U_{\text{ш}}, \text{ мВ/Гц}$	Ток шума $i_{\text{ш}}, \text{ нА/Гц}$
10	30	2
100	20	0,4
1000	17	0,2
10 000	13	0,15

В практических расчетах шумовые составляющие  $U_{\text{ш}}$  и  $i_{\text{ш}}$  с достаточной степенью точности можно считать некоррелированными. Кроме того, шумовые составляющие по отдельным входам ОУ также можно считать некоррелированными и приблизительно одинаковыми. Таким образом, если  $i_{\text{ш}1} = i_{\text{ш}2}, R_1 = R_2 = R$ , то суммарное шумовое напряжение, приведенное ко входу ОУ,

$$U_{\text{ш}\Sigma} = \sqrt{\bar{U}_{\text{ш}}^2 + 2\bar{i}_{\text{ш}}^2 R^2 + 2\bar{U}_{R_{\text{ш}}}^2}, \quad (1.1)$$

$$\text{где } \bar{U}_{\text{ш}}^2 = \int_{f_1}^{f_2} U_{\text{ш}}^2 df, \bar{i}_{\text{ш}}^2 = \int_{f_1}^{f_2} i_{\text{ш}}^2 df, \bar{U}_{R_{\text{ш}}}^2 = \int_{f_1}^{f_2} U_{R_{\text{ш}}}^2 df,$$

$$U_{R_{\text{ш}}} = \sqrt{4kT^0 \Delta f R}, \quad k = 1,38 \cdot 10^{-2,8} \text{ Дж/К.}$$

Спектральная плотность белого шума  $S_B(f) = S_0$  примерно одинакова во всей полосе пропускания ОУ. Спектральная плотность розового шума возрастает в области низких частот пропорционально  $1/f$ , т. е.  $S_p(f) = S_0 f_0 / f$ , где  $f_0$  — частота, на которой  $S_B(f_0) = S_p(f_0)$ . Суммарную спектральную плотность шума можно записать в следующем виде:

$$S_{\text{ш}}(f) = S_0 (1 + f_0/f). \quad (1.2)$$

Нормированные характеристики шума ОУ типа 140УД7 приведены в табл. 1.6. На рис. 1.2, б, в показаны спектральные характеристики ОУ типа 140УД1Б [11].

## 2. КОМПЕНСАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЯ СМЕЩЕНИЯ ОУ

Практически напряжение смещения  $U_{\text{см}}$  компенсируется либо балансировкой входного каскада ОУ (для этих целей в ОУ имеются специальные выводы), либо включением компенсирующего напряжения на один из входов ОУ. При изменении температуры появляется дополнительная составляющая напряжения смещения  $\Delta U_{\text{см}} = \Delta T^0 dU_{\text{см}}/dT^0$ , где  $dU_{\text{см}}/dT^0$  — коэффициент влияния температуры на  $U_{\text{см}}$ . Вследствие прогрева кристалла микросхемы или при быстром изменении температуры напряжение смещения может претерпевать значительные изменения. В зависимости от размеров кристалла переходной процесс в воздухе устанавливается в течение 1—500 мкс (при включении питания). Быстрое изменение нагрузки также приводит к неравномерному нагреву кристалла.

Характер изменения  $U_{\text{см}}$  во времени при включении питания (медленный прогрев) и скачкообразном изменении температуры или нагрузки показан на рис. 1.3.

Компенсация  $U_{\text{см}}$  с помощью балансировки входного каскада ОУ приводит к дополнительной погрешности от температурного дрейфа. Так, если с помощью переменного резистора, подключенного к специальным выводам ОУ, сбалансирован первый (входной) каскад, то температурный дрейф напряжения смещения увеличится по сравнению с исходным температурным дрейфом примерно на величину  $d(\Delta U_{\text{см}}/dT^0) = \Delta U_{\text{см}}/300$ , где  $\Delta U_{\text{см}}$  — величина скомпенсированного напряжения смещения, мВ. Эта формула справедлива для дифференциальных входных каскадов ОУ, в эмиттерных цепях которых отсутствуют резисторы. Если имеются такие резисторы, то этот температурный дрейф уменьшается пропорционально отношению полного сопротивления эмиттерной цепи к динамическому сопротивлению эмиттера. Для дифференциальных каскадов ОУ, построенных на полевых транзисторах, увеличение температурного дрейфа примерно такое же, как и для каскадов с биполярными транзисторами (примерно 3 мкВ/°C), однако напряжение смещения у ОУ с полевыми транзисторами обычно значительно больше.

Компенсация  $U_{\text{см}}$  путем подключения на входе ОУ специальной цепи, формирующей компенсирующее напряжение, не приводит к дополнительному росту температурного дрейфа. На рис. 1.4, а, б и в показаны типовые схемы цепей регулировки напряжения смещения нуля для инвертирующего, неинвертирующего и дифференциального усилителей соответственно. Регулировка напряжения смещения в этих схемах осуществляется введением на соответствующий вход ОУ компенсирующего напряжения.

Расчет компенсирующей цепи осуществляется, исходя из условия обеспечения на резисторе  $R4$  напряжения несколько большего, чем  $\pm U_{\text{см}}$ , при этом  $R4 \ll R3$ . Потенциометр  $R5$  (5—10 кОм) подключается обычно к источникам питания ОУ. Сопротивления резисторов  $R3$  в схемах рис. 1.4, б, в необходимо выбирать такой величины, чтобы

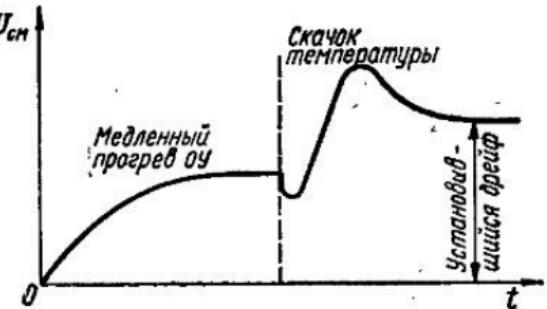


Рис. 1.3. График изменения напряжения смещения нуля ОУ во времени при медленном и скачкообразном прогреве кристалла

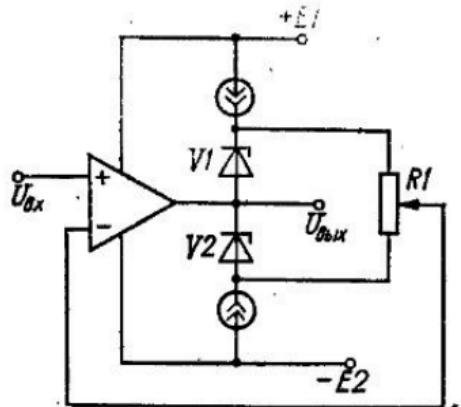
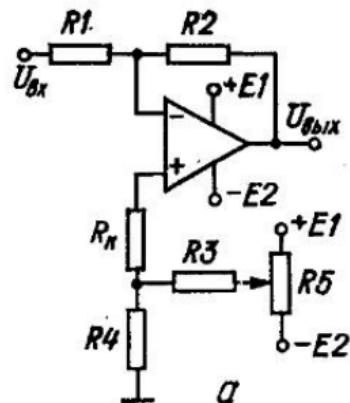
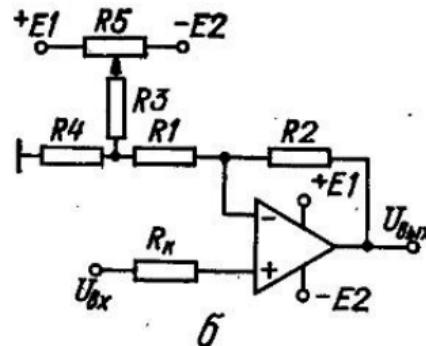


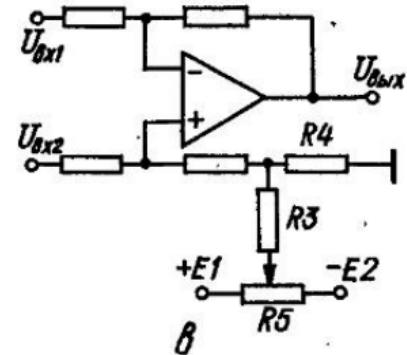
Рис. 1.5. Схема регулировки напряжения смещения нуля ОУ в повторителе напряжения



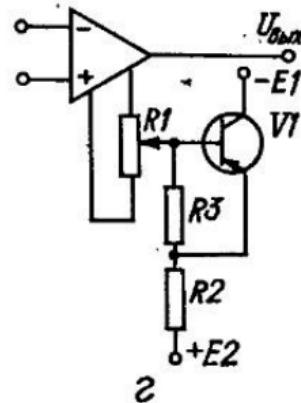
*a*



*b*



*c*



*d*

Рис. 1.4. Схемы регулировки напряжения смещения нуля инвертирующего (а), неинвертирующего (б), дифференциального (в) усилителей и ОУ, имеющего специальные выводы (г)

при изменении  $R_5$  коэффициент передачи усилителей изменялся в пределах заданной погрешности.

Для компенсации температурного дрейфа напряжения смещения используется метод термокомпенсации, основанный на идентичности зависимостей температурного дрейфа биполярного ОУ и прямосмещенного  $p-n$ -перехода. На рис. 1.4, г показана термо-компенсирующая цепь, в которой напряжение на регулирующем потенциометре  $R_1$  формируется с помощью перехода база — эмиттер транзистора  $V_1$ . Ток, протекающий через резистор  $R_2$ , делится на ток через резистор  $R_3$  и ток через  $V_1$ . Ток, протекающий через  $R_3$ , создает напряжение управления транзистором. Если ток базы  $V_1$  много меньше тока через резистор  $R_3$ , то ток коррекции смещения будет равен  $U_{\text{вх}}/R_3$ . Данная схема используется для ОУ, во входном дифференциальному каскаде которого отсутствуют резисторы в эмиттерных цепях. Если такие резисторы имеются, то в эмиттерную цепь транзистора  $V_1$  необходимо включить резистор примерно такой же величины, как и в эмиттерных цепях входного каскада ОУ.

В высокоточных повторителях напряжения компенсацию напряжения смещения можно осуществлять с помощью формирования напряжения в цепи ООС. Схема регулировки напряжения смещения нуля в повторителе напряжения показана на рис. 1.5. Напряжение компенсации в данной схеме регулируется с помощью потенциометра  $R_1$ , питание которого осуществляется от стабилитронов  $V_1$ ,  $V_2$ . Для повышения стабильности  $V_1$  и  $V_2$  запитаны от источников тока.

### 3. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ОУ

Большое разнообразие схем включения ОУ можно свести к нескольким типовым структурным схемам, представляющим собой ОУ с одним или несколькими многополюсниками [12, 14]. На рис. 1.6, а показана наиболее общая структурная схема устройства, в котором ОУ работает без синфазных входных сигналов. Коэффициент передачи для данной схемы можно выразить через  $Y$ -параметры многополюсника следующим образом:

$$K(p) = \frac{Y_{21}Y_{34} - Y_{31}Y_{24}}{Y_{22}Y_{34} - Y_{24}Y_{32}}.$$

На рис. 1.6, б, в, г, д показаны схемы включения ОУ, представляющие частные случаи схемы рис. 1.6, а. Для этих схем коэффициент передачи можно записать в следующем виде:

для схемы рис. 1.6, б  $K(p) = -Y_{31}/Y_{32}$ ,

для схемы рис. 1.6, в  $K(p) = -Y_{21}^A/Y_{12}^B$ ,

для схемы рис. 1.6, г  $K(p) = -(Y_{31}^B + Y_{31}^A)/(Y_{32}^B + Y_{32}^A)$ ,

для схемы рис. 1.6, д  $K(p) = -Y_1Y_4/[(Y_2Y_4 + Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)]$ .

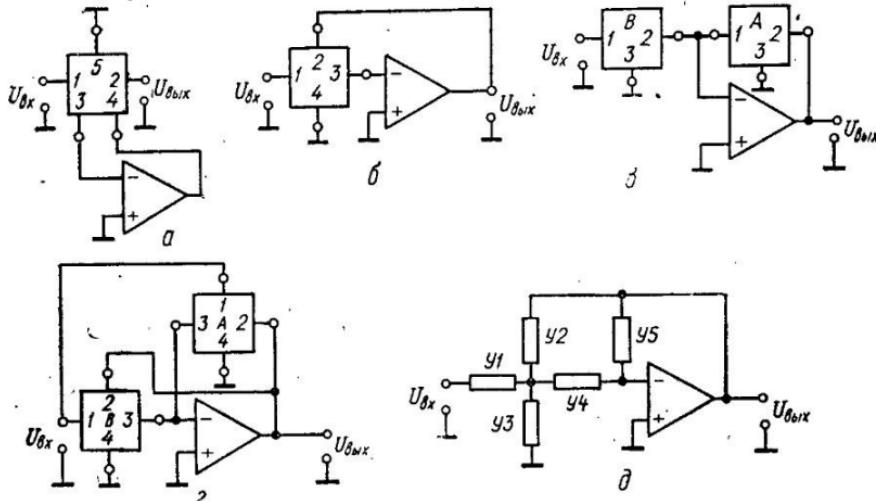


Рис. 1.6. Схемы включения ОУ в инвертирующем режиме

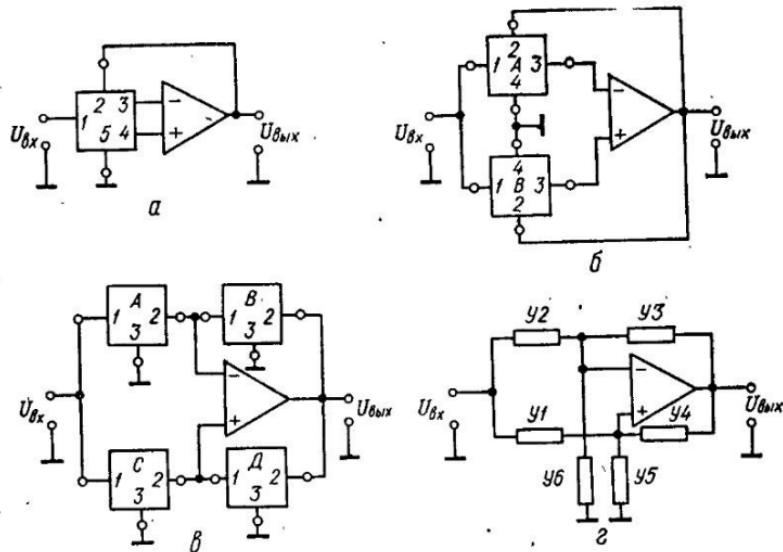


Рис. 1.7. Схемы включения ОУ с отрицательной и положительной обратными связями

На рис. 1.7, а показана структурная схема устройства, в котором ОУ работает с синфазными входным сигналами. Коэффициент передачи для данной схемы можно представить в виде

$$K(p) = \frac{Y_{41}(Y_{33} - Y_{34}) - Y_{31}(Y_{44} - Y_{43})}{Y_{32}(Y_{44} - Y_{43}) - Y_{42}(Y_{33} - Y_{34})}.$$

На рис. 1.7, б, в, г показаны схемы включения ОУ, представляющие частные случаи рис. 1.7, а. Коэффициенты передачи для этих схем имеют следующий вид:

$$\text{для схемы рис. 1.7, б } K(p) = (Y_{31}^B Y_{33}^A - Y_{31}^A Y_{33}^B) / (Y_{32}^A Y_{33}^B - Y_{32}^B Y_{33}^A),$$

$$\text{для схемы рис. 1.7, в } K(p) = [Y_{21}^C (Y_{22}^A + Y_{11}^B) - Y_{21}^A (Y_{11}^A + Y_{22}^C)] / [Y_{12}^B (Y_{22}^C + Y_{11}^D) - Y_{12}^D (Y_{11}^D + Y_{11}^B)],$$

$$\text{для схемы рис. 1.7, г } K(p) = [Y_1(Y_3 + Y_6) - Y_2(Y_4 + Y_5)] / [Y_3(Y_1 + Y_5) - Y_4 \times (Y_2 + Y_6)].$$

Все вышеупомянутые формулы для коэффициентов передач даны для линейного режима работы ОУ. Определение  $Y$ -параметров многополюсников и оценку погрешностей функциональных узлов проводят по известным методикам [19, 21].

#### 4. УСТОЙЧИВОСТЬ К САМОВОЗБУЖДЕНИЮ ОУ

Для инвертирующего усилителя (рис. 1.8, а) коэффициент передачи можно представить в следующем виде:

$$K_u(p) = \frac{1 - 1/\beta(p)}{1 + 1/K_y(p) \beta(p)},$$

где  $\beta(p)$  — коэффициент передачи цепи ООС;  $K_y(p)$   $\beta(p)$  — петлевое усиление.

Коэффициент передачи неинвертирующего усилителя (рис. 1.8, б)

$$K_n(p) = \frac{1/\beta(p)}{1 + 1/K_y(p) \beta(p)}.$$

Для обеих схем усилителей условие самовозбуждения характеризуется балансом амплитуд и балансом фаз:

$$|K_y(p)| = |1/\beta(p)|, \quad \Phi_\alpha - \Phi_\beta \geq 180^\circ,$$

где  $\Phi_\alpha$  — фазовый сдвиг, создаваемый ОУ;  $\Phi_\beta$  — фазовый сдвиг, создаваемый внешней цепью.

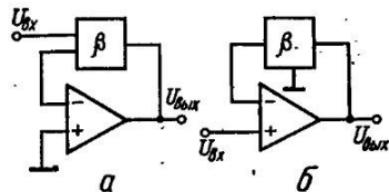


Рис. 1.8. Схемы инвертирующего (а) и неинвертирующего (б) усилителей

Рис. 1.9. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики каскада 1-го порядка (а) и амплитудно-частотная характеристика трехкаскадного ОУ (б)

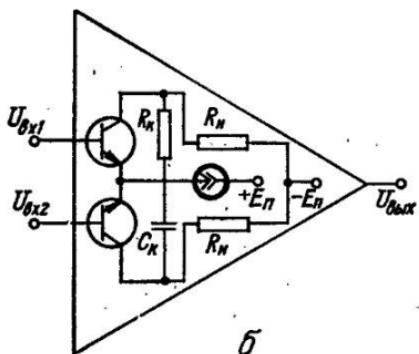
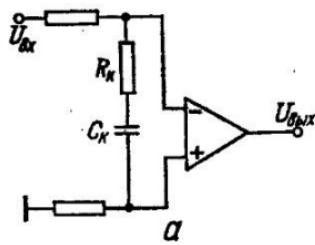
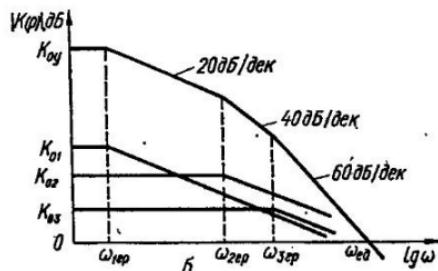
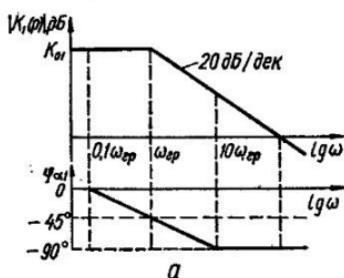


Рис. 1.10. Схема коррекции АЧХ путем включения  $RC$ -цепи на входе (а) и на выходе (б) 1-го каскада ОУ

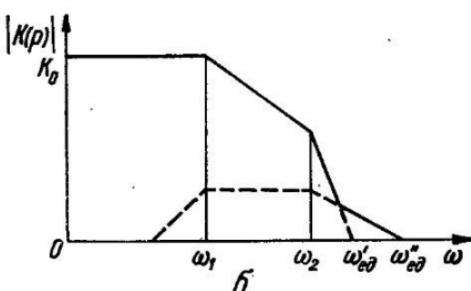
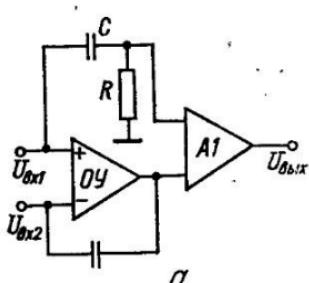


Рис. 1.11. Схема коррекции АЧХ ОУ с помощью высокочастотного параллельного канала усиления (а) и ЛАЧХ скорректированного усилителя (б)

Рассмотрим устойчивость ОУ в замкнутой системе для случая  $\Phi_B = 0$ . Фазовый сдвиг  $\Phi_\alpha$  определяется числом элементарных каскадов, входящих в усиленный тракт. Под элементарным каскадом будем понимать каскад, имеющий функцию передачи 1-го порядка

$$K_1(p) = K_{01}/(1 + p/\omega_{1\text{гр}}),$$

где  $K_{01}$  — коэффициент передачи элементарного каскада на постоянном токе;  $\omega_{1\text{гр}}$  — верхняя граничная частота полосы пропускания элементарного каскада (по уровню 0,7  $K_{01}$ ).

Схема ОУ, как правило, включает в себя два-три элементарных каскада. Функцию передачи такого ОУ можно представить в следующем виде:

$$K_y(p) = K_1(p) K_2(p) K_3(p) = \frac{K_{01}}{(1 + p/\omega_{1\text{гр}})(1 + p/\omega_{2\text{гр}})(1 + p/\omega_{3\text{гр}})},$$

где  $K_{01}$  — коэффициент передачи ОУ на постоянном токе.

Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики элементарного каскада и трехкаскадного ОУ показаны на рис. 1.9. Для упрощения АЧХ и ФЧХ на данном рисунке аппроксимированы прямыми линиями, при этом погрешность аппроксимации АЧХ на частоте  $\omega_{\text{гр}}$  не превышает 3 дБ, а погрешность ФЧХ на частотах 0,1  $\omega_{\text{гр}}$  и 10  $\omega_{\text{гр}}$  не превышает соответственно 5,7° и минус 5,7°.

Замкнутая система с ОУ устойчива, если наклон логарифмической АЧХ (ЛАЧХ) на частоте единичного усиления меньше  $-40$  дБ/дек или  $-12$  дБ/окт (декада — десятикратное, октава — двукратное изменение частоты). Наклон ЛАЧХ двухкаскадного ОУ на любой частоте не превышает  $-40$  дБ/дек, т. е. устойчивость такого ОУ обеспечивается во всем частотном диапазоне.

Максимальный наклон ЛАЧХ трехкаскадного ОУ равен  $-60$  дБ/дек. Поэтому в данном случае необходимо сместить ЛАЧХ таким образом, чтобы участок, имеющий наклон  $-60$  дБ/дек, оказался в области, где модуль коэффициента передачи меньше единицы. Это достигается расширением полосы пропускания двух элементарных каскадов (например, на рис. 1.9, б  $\omega_{2\text{гр}}, \omega_{3\text{гр}}$ ) или сужением соответствующих полос пропускания.

Основные способы коррекции частотных характеристик ОУ можно разделить на три типа: коррекция с помощью шунтирующих  $RC$ -цепей; коррекция с помощью высокочастотного канала, включенного параллельно ОУ; коррекция с помощью ООС.

Коррекция АЧХ с помощью шунтирующих  $RC$ -цепей предполагает изменение сопротивлений между соответствующими точками схемы на высоких частотах. Как правило, такая коррекция осуществляется либо изменением характера входного импеданса ОУ, либо изменением функции передачи одного из элементарных каскадов. Как в первом (рис. 1.10, а), так и во втором (рис. 1.10, б) случаях в передаточную функцию ОУ вносятся низкочастотные полюса или полюса и нули. Из двух схем, показанных на рис. 1.10, предпочтение следует отдать схеме рис. 1.10, б, так как в этом случае скорость нарастания выходного сигнала уменьшается незначительно (из-за малого размаха амплитуды напряжения на конденсаторе  $C_k$  корректирующей  $RC$ -цепи) [20]. Однако многие микросхемы ОУ не имеют выводов для подключения такой корректирующей цепи. Параметры  $RC$ -цепи для схемы рис. 10, б выбираются из условия  $R_k C_k = 1/\omega_{1\text{гр}}$ ,  $\omega_{2\text{гр}} \geq K_{01}/R_k C_k$ .

Коррекция АЧХ ОУ с помощью высокочастотного параллельного канала обеспечивает устойчивость в определенном диапазоне изменения коэффициента передачи замкнутой системы [26]. Высокочастотный канал при таком способе коррекции должен иметь наклон ЛАЧХ в области частоты единичного усиления не более  $-40$  дБ/дек. В качестве примера на рис. 1.11 показаны схема двухканального усилителя (а) и его ЛАЧХ (б). Коэффициент передачи данного усилителя

$$K(p) = \left[ K_y(p) + \frac{p\tau}{1+p\tau} \right] K_{A1}(p),$$

где  $\tau = RC$  — постоянная времени входной дифференцирующей цепи;  $K_{A1}(p)$  — коэффициент передачи высокочастотного усилителя  $A1$ .

Диапазон изменения коэффициента усиления усилителя, в котором обеспечивается устойчивость, определяется величиной  $K_{\text{ед}}$  на частоте единичного усиления ОУ  $\omega_{\text{ед}}$  (рис. 1.11, б).

**Коррекция АЧХ с помощью ООС** обеспечивает устойчивость замкнутой системы при работе ОУ на емкостную нагрузку. При емкостной нагрузке  $C_n$  выходное сопротивление ОУ  $R_{\text{вых}}$  образует с  $C_n$  фазосдвигающую цепь, вследствие чего возможно самовозбуждение даже в том случае, если ОУ имеет некоторый запас устойчивости по фазе. Для обеспечения устойчивости замкнутой системы в этом случае используется  $R_kC_n$ -цепь, образующая цепь ООС для ОУ на высоких частотах. В области частоты  $\omega_{\text{ед}}$  нагрузкой для ОУ будет явиться сопротивление  $R_k$  (рис. 1.12, а).

Величины  $R_k$  и  $C_n$  выбираются из условия  $C_nR_2 = R_kC_n$ ,  $R_k \gg 1/\omega_{\text{ед}}C_n$ .

Входная емкость  $C_{\text{вх}}$  ОУ с сопротивлениями внешних цепей также образует фазосдвигающую цепь (рис. 1.12, б). Компенсации фазового сдвига в этом случае осуществляется

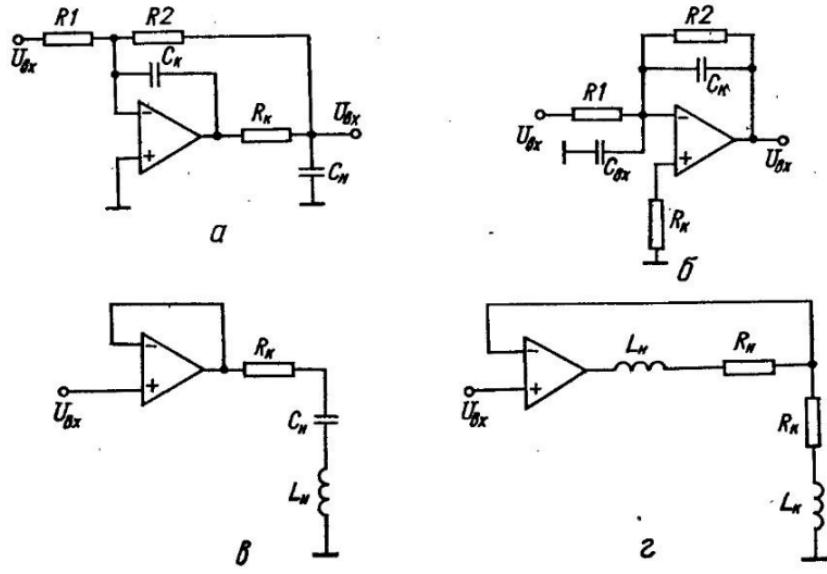


Рис. 1.12. Схема коррекции АЧХ ОУ при емкостной (а), индуктивной (б, г) нагрузках и при большом сопротивлении, включенном на входе ОУ (б)

вляется включением в цепь ООС корректирующей емкости  $C_n$ , величина которой выбирается из условия  $R_1C_{\text{вх}} = R_2C_n$ .

Включение на выходе замкнутой системы нагрузки, представляющей собой пассивный фильтр, длинную линию или какую-либо другую последовательную  $L_nC_n$ -цепь, может привести к самовозбуждению на низкой частоте, где выходное сопротивление ОУ, благодаря действию глубокой ООС, мало и, следовательно, добротность  $L_nC_n$ -контура велика. Устранение самовозбуждения в этом случае достигается включением последовательно с нагрузкой резистора  $R_k$ , значение которого выбирается из условия  $R_k \approx 3\sqrt{L_n/C_n}$ , что обеспечивает запас устойчивости по фазе  $45^\circ$  (рис. 1.12, а).

Если индуктивная нагрузка не заземлена и входит в цепь ООС (рис. 1.12, г), то устойчивость усилителя обеспечивается включением дополнительной индуктивности  $L_k$  в резистора  $R_k$ , значение которых выбирается из условия [16]  $L_k = \sqrt{L_nR_k/\omega_{\text{ед}}}$ .

## 5. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМЫ С ОУ

Время переходного процесса и величина перерегулирования в замкнутой системе с ОУ определяется величиной запаса устойчивости по фазе  $\Phi_{\text{зап}} = 180 - \Phi_{\text{ед}}$ , где  $\Phi_{\text{ед}}$  — сдвиг по фазе выходного напряжения на частоте  $\omega_{\text{ед}}$ . Динамическая погрешность коэффициента передачи замкнутой системы определяется амплитудой выброса АЧХ в области граничной частоты. Амплитуда этих выбросов зависит от  $\Phi_{\text{зап}}$  следующим образом [13]:

для инвертирующего включения ОУ

$$|K(p)|_{\max} = \frac{1}{\beta} \frac{1}{\sin \varphi_{\text{зап}}} , \quad (1.3)$$

для ненавертирующего включения ОУ

$$|K(p)|_{\max} = \left(1 - \frac{1}{\beta}\right) \frac{1}{\sin \varphi_{\text{зап}}} , \quad (1.4)$$

где  $\beta$  — коэффициент передачи активной цепи ООС.

Из выражений (1.3) и (1.4) следует, что динамическая погрешность коэффициента передачи будет равна нулю при  $\varphi_{\text{зап}} = 90^\circ$ , что соответствует наклону ЛАЧХ замкнутой системы  $-20$  дБ/дек

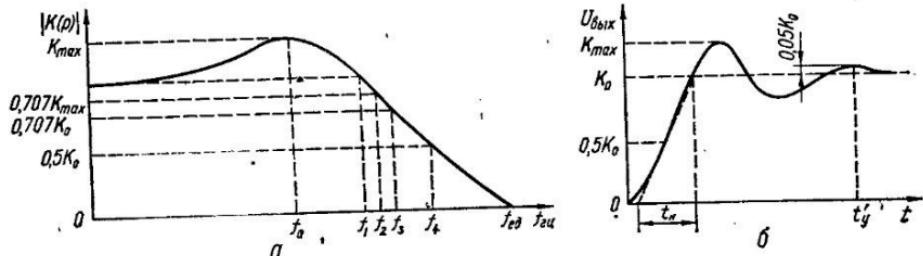


Рис. 1.13. АЧХ (а) и переходной процесс (б) в системе 2-го порядка

На практике переходные процессы в замкнутых системах часто характеризуют декрементом затухания колебаний, при этом функцию передачи усилителя аппроксимируют функцией вида

$$K(p) = \frac{K_B}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 2\xi \frac{\omega}{\omega_0}} , \quad (1.5)$$

где  $K_B = \left(1 - \frac{1}{\beta}\right)$ ,  $K_B = \frac{1}{\beta}$  — для инвертирующего и ненавертирующего включения ОУ соответственно;  $\omega_0 = \sqrt{K_{\text{ОУ}} \beta \omega_{1\text{гр}} \omega_{2\text{гр}}}$  — частота собственных колебаний замкнутой системы;  $\xi = (\omega_{1\text{гр}} + \omega_{2\text{гр}})/2\omega_0$  — декремент затухания колебаний.

При воздействии на вход замкнутой системы, имеющей функцию передачи (1.5), переходный процесс можно охарактеризовать величиной декремента затухания  $\xi$ , который связан с  $\varphi_{\text{зап}}$  следующей зависимостью:

$$\varphi_{\text{зап}} = \arctg \left\{ 2\xi \left[ (4\xi^4 + 1)^{\frac{1}{2}} - 2\xi \right]^{-\frac{1}{2}} \right\} . \quad (1.6)$$

Если запас устойчивости по фазе находится в пределах  $0-40^\circ$ , то зависимость (1.6) можно аппроксимировать следующей функцией:  $\xi = \frac{\pi}{360} \varphi_{\text{зап}}$ ,

где  $\varphi_{\text{зап}}$  в градусах.

Погрешность модуля коэффициента преобразования (1.5) можно выразить через декремент затухания следующим образом [21]:

для низкого уровня входного сигнала\*

$$\delta_{kh} = \exp \left( -\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}} \right) ,$$

для высокого уровня входного сигнала

$$\delta_{kv} = \frac{1}{2\xi \sqrt{1-\xi^2}} ,$$

где  $\xi < 0,707$ .

На рис. 1.13 показаны графики, иллюстрирующие выброс АЧХ в области граничной частоты (для  $\xi < 0,2$ ) и переходной процесс в замкнутой системе при ступенчатом воздействии напряжения на входе.

На практике динамические параметры замкнутой системы удобно оценивать с помощью следующих эмпирических формул [13]:

$$\text{время нарастания колебаний } t_{\text{н}} = 0,45/f_4,$$

$$\text{время установления колебаний } t_{\text{уст}} = (2,16F - 0,4)/f_4,$$

$$\text{период колебаний } T = 1,22/f_2,$$

$$\text{перерегулирование } \sigma = [41 \ln(NF) + 17] \%,$$

где  $N$  — параметр, характеризующий величину модуля на частоте  $f_1/4$ ;  $f_2, f_3, f_4$  — частоты, соответствующие  $0,707K_{\max}$ ,  $0,707K_0$ ,  $0,5K_0$ ;  $K_0$  — модуль коэффициента передачи на частоте  $\omega = 0$  в натуральных числах;  $K_{\max}$  — максимальное значение модуля коэффициента передачи замкнутой системы в натуральных числах.

Данные формулы тем точнее, чем ближе замкнутая система к системе 2-го порядка.

При гармонических входных воздействиях основным параметром, характеризующим динамические свойства ОУ в режиме «большого сигнала», является граничная частота, т. е. максимальная частота, при которой сохраняется гарантированный эффективный диапазон  $U_{\text{выход}}^{\text{ном}}$  синусоидального выходного сигнала. Граничная частота связана с максимальной скоростью нарастания выходного напряжения ОУ соотношением [25]

$$\omega_{\text{гру}} = \omega_{\text{гру}} U_{\text{выход}}^{\text{ном}}.$$

Связь граничной частоты ОУ с граничной частотой замкнутой системы можно записать в следующем виде: для инвертирующего включения ОУ

$$\omega_{\text{гру.и}} = \omega_{\text{гру}} (1 + K_y(p) \beta_i(p)) = \omega_{\text{гру}} \left( 1 + \frac{K_y(p)}{1 - K_i(p)} \right), \quad (1.7)$$

Рис. 1.14. Зависимость входной емкости (а) и входного импеданса (б) ОУ от частоты входного сигнала

для неинвертирующего включения ОУ

$$\omega_{\text{гру.и}} = \omega_{\text{гру}} (1 + K_y(p) \beta_i(p)) = \omega_{\text{гру}} \left( 1 + \frac{K_y(p)}{K_i(p)} \right). \quad (1.8)$$

Из выражений (1.7) и (1.8) следует, что при одинаковых коэффициентах передачи замкнутой системы ( $K_i = K_u$ ) граничная частота схемы с инвертирующим включением ОУ существенно меньше граничной частоты схемы с неинвертирующим включением ОУ.

К динамическим характеристикам ОУ относится также зависимости напряжения смещений и входной емкости ОУ от частоты. Зависимость напряжения смещения ОУ от частоты входного сигнала объясняется двумя факторами: различием скоростей нарастания для разнополирных входных сигналов и взаимосвязью нелинейной емкости  $p-n$ -переходов входных транзисторов с паразитными постоянными емкостями входного каскада.

Зависимость напряжения смещения от частоты входного сигнала проявляется сильнее при больших уровнях входного сигнала, причем с увеличением частоты и амплитуды напряжение смещения нелинейно возрастает [23].

На рис. 1.14, а показан график, иллюстрирующий изменение входной емкости ОУ от частоты. Примерные значения  $C_{\text{вх max}}$  и  $C_{\text{вх min}}$  соответственно равны 500 и 3 пФ. Большая величина  $C_{\text{вх max}}$ , обусловленная эффектом Миллера, не оказывает существенного влияния на работу замкнутой системы, так как с повышением частоты величина  $C_{\text{вх}}$  резко уменьшается.

Зависимость входного импеданса от частоты показана на рис. 1.14, б.

Входную емкость ОУ можно определить следующим образом:

$$C_{\text{вх}} = \frac{1}{2} (K_{01} C_k + C_{36}),$$

где  $C_k, C_{36}$  — емкости соответствующих переходов входного транзистора;  $K_{01}$  — коэффициент передачи входного каскада.

## 6. РАСПИРЕНЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ОУ

Современные интегральные ОУ имеют динамический диапазон выходного напряжения  $\pm(10...15)$  В. На практике нередко возникает задача — увеличить этот диапазон в несколько раз.

Схемы усилителей для незаземленной нагрузки. Напряжение на нагрузке  $R_H$ , включенной в цепь ООС усилителя (рис. 1.15, а),

$$U_{R_H} = U_{\text{вых ОУ}} + \beta U_{\text{вх}} = KU_{\text{вх}}, \quad (1.9)$$

где  $U_{\text{вых ОУ}} = -U_{\text{вх}} [\beta_2 - \beta_1(1 + \beta_2)]$ ;  $\beta_1 = R_2/(R_2 + R_3)$ ;  $\beta_2 = R_H/R_1$ ;  $K = R_H \times (1 - \beta)/R_1$ .

Из выражения (1.9) следует, что максимальное напряжение на нагрузке определяется максимально возможным выходным напряжением и максимально допустимым синфазным

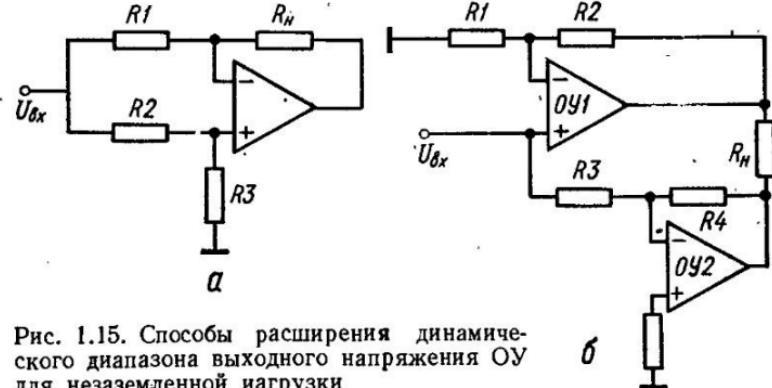


Рис. 1.15. Способы расширения динамического диапазона выходного напряжения ОУ для незаземленной нагрузки

напряжением ОУ. Например, при  $\beta_1 = 0,3$ ,  $\beta_2 = 1$ ,  $U_{\text{вх}} = 30$  В,  $U_{\text{вых ОУ}} = -12$  В,  $K = 0,7$  получим  $U_{R_H} = 21$  В.

Данная схема имеет ограничения по выбору коэффициента передачи и минимальному сопротивлению нагрузки.

На рис. 1.15, б показана схема усилителя, в котором нагрузка включена между выходами инвертирующего и неинвертирующего усилителей. Напряжение на  $R_H$  в данном случае

$$U_{R_H} = U_{\text{вх}} (1 + R_2/R_1 + R_4/R_3). \quad (1.10)$$

Из выражения (1.10) следует, что максимальное выходное напряжение равно сумме максимально возможных выходных напряжений  $OY1$ ,  $OY2$ .

Схемы усилителей для заземленной нагрузки можно разделить на два типа: схемы со «следящими» питанием; схемы с дополнительным высоковольтным каскадом.

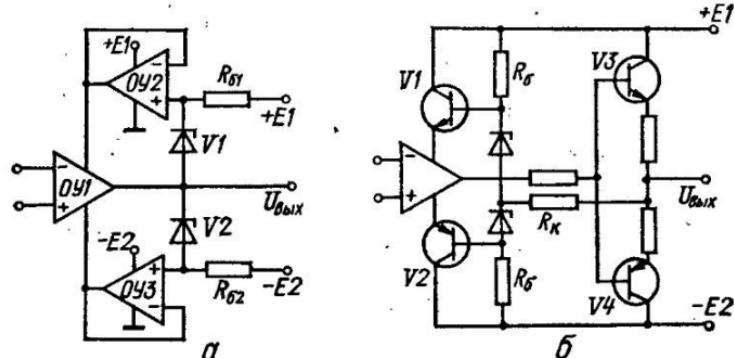


Рис. 1.16. Схемы усилителей со «следящими» источниками питания

На рис. 1.16, а показана схема усилителя со «следящим» питанием, диапазон изменения выходного напряжения которого примерно в два раза больше диапазона изменения выходного напряжения  $OY1$ . Здесь основной усилитель  $OY1$  запитан от повторителей напряжения, построенных на  $OY2$ ,  $OY3$ . Питание повторителей напряжения осуществляется от заземленных источников, напряжение которых равно удвоенному напряжению питания  $OY1$ . При  $U_{\text{вых}} = 0$  напряжение на выходе  $OY2$ ,  $OY3$  определяется напряжением стабилитронов  $V1$  и  $V2$  соответственно. С увеличением напряжения на выходе  $OY1$  напряжение на выходе  $OY2$  будет линейно возрастать, при этом на выходе  $OY3$  напряжение

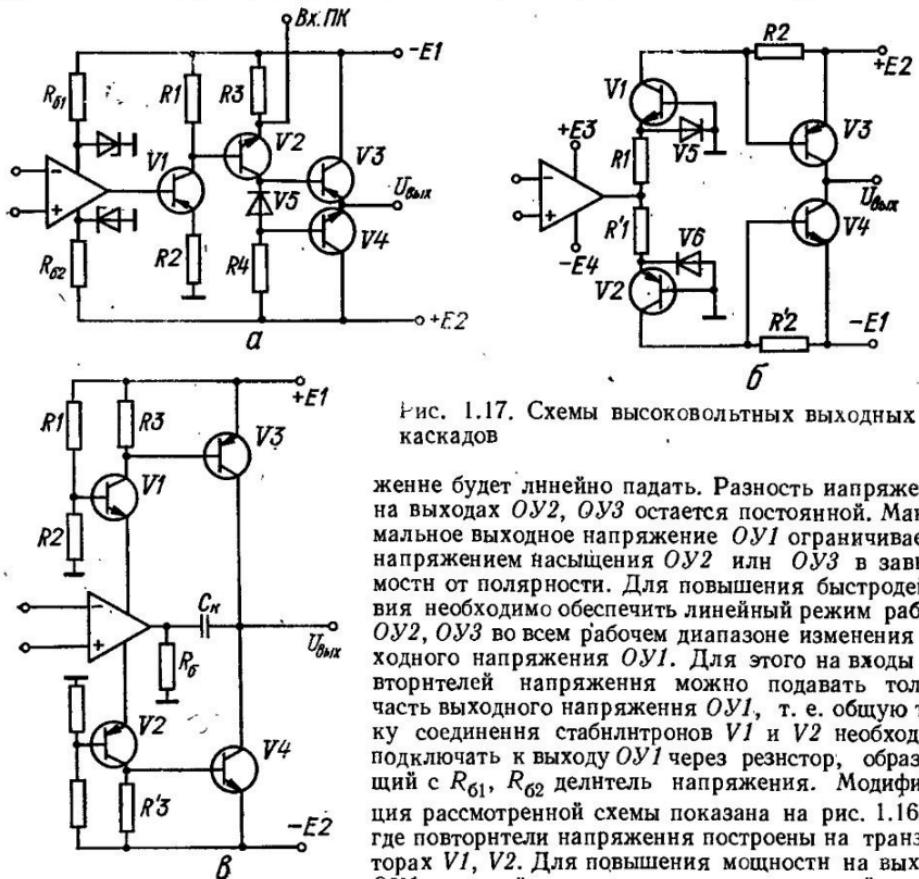


Рис. 1.17. Схемы высоковольтных выходных каскадов

женне будет линейно падать. Разность напряжений на выходах  $OY2$ ,  $OY3$  остается постоянной. Максимальное выходное напряжение  $OY1$  ограничивается напряжением насыщения  $OY2$  или  $OY3$  в зависимости от полярности. Для повышения быстродействия необходимо обеспечить линейный режим работы  $OY2$ ,  $OY3$  во всем рабочем диапазоне изменения выходного напряжения  $OY1$ . Для этого на входы повторителей напряжения можно подавать только часть выходного напряжения  $OY1$ , т. е. общую точку соединения стабилитронов  $V1$  и  $V2$  необходимо подключать к выходу  $OY1$  через резистор, образующий с  $R_{61}$ ,  $R_{62}$  делитель напряжения. Модификация рассмотренной схемы показана на рис. 1.16, б, где повторители напряжения построены на транзисторах  $V1$ ,  $V2$ . Для повышения мощности на выходе  $OY1$  в данной схеме включен двухтактный усилитель мощности, построенный на транзисторах  $V3$ ,  $V4$ .

При использовании схем со «следящим» питанием следует учитывать дополнительные погрешности, обусловленные перекосом напряжений питания  $OY1$ . Абсолютное значение этой погрешности  $\Delta_p = K_n \Delta U_p$ , где  $\Delta U_p$  — разность напряжений питания  $OY1$ .

Схемы усилителей с дополнительным высоковольтным выходным каскадом. Такие схемы отличаются друг от друга числом элементов, потребляемой мощностью, динамическими характеристиками. Типовая схема дополнительного усилителя показана на рис. 1.17, а. В схему входят три каскада: согласующий каскад на транзисторе  $V1$ , усилитель напряжения на транзисторе  $V2$  и усилитель мощности на  $V3$ ,  $V4$ . Коэффициент усиления согласующего каскада равен единице. Сопротивления резисторов  $R1$  и  $R2$  равны по величине и выбираются из условия обеспечения номинального тока через  $V1$ . Усилитель напряжения имеет коэффициент усиления, обеспечивающий требуемый размах амплитуды на выходе. Диод  $V5$ , включенный в коллекторную цепь  $V2$ , уменьшает зону нечувствительности усилителя мощности в области перехода выходного напряжения через нуль. Питание ОУ осуществляется с помощью параметрических стабилизаторов.

Улучшить динамические характеристики данного усилителя можно включением источника тока вместо  $R4$ .

Другой вариант схемы дополнительного усилителя показан на рис. 1.17, б. Здесь транзисторы  $V1$ ,  $V3$  образуют усилитель сигналов положительной полярности, а транзисторы  $V2$ ,  $V4$  — усилитель сигналов отрицательной полярности. Первые каскады усилителя построены по схеме с общей базой и имеют коэффициент усиления, примерно равный  $R_2/R_1$ . Диоды  $V5$ ,  $V6$  включены для защиты переходов база — эмиттер  $V1$ ,  $V2$  от обратных напряжений. Резисторы  $R1$  выбираются из условия  $R_1/2 > R_{\text{нou}}^{\min}$ , где  $R_{\text{нou}}^{\min}$  — минимально допустимое сопротивление нагрузки ОУ. Выходные каскады на транзисторах  $V3$ ,  $V4$  представляют собой усилители напряжения, коэффициент усиления которых зависит от сопротивления нагрузки и коэффициента усиления транзисторов по току  $\beta_t$ . Для стабилизации коэффициента усиления в эмиттерные цепи  $V3$ ,  $V4$  можно включить сопротивления 50—200 Ом. Отличительной особенностью данной схемы

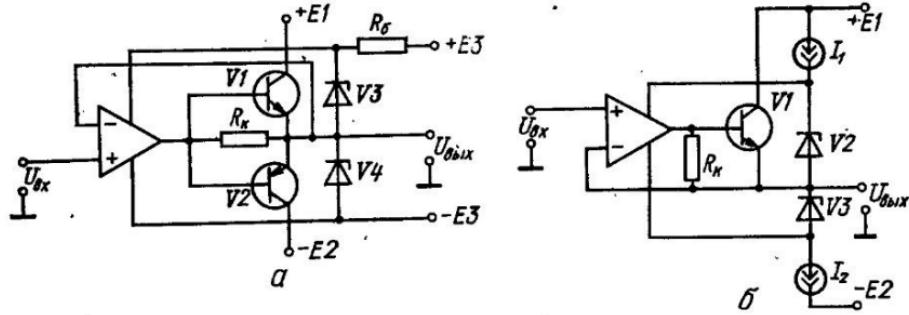


Рис. 1.18. Схемы высоковольтных повторителей напряжения

является то, что мощность рассеяния  $V1$ ,  $V2$  значительно меньше мощности рассеяния  $V2$  в рассмотренной схеме рис. 1.17, а. Однако обеспечить устойчивость замкнутой системы с таким дополнительным усилителем сложнее, так как коэффициент усиления выходного каскада здесь зависит от величины и характеристики нагрузки.

Еще один вариант дополнительного усилителя показан на рис. 1.17, б. Питание ОУ здесь осуществляется от стабилизаторов напряжения, построенных на транзисторах  $V1$ ,  $V2$ . Высоковольтный выходной каскад выполнен на транзисторах  $V3$ ,  $V4$ . Управление высоковольтным каскадом осуществляется напряжениями, снимаемыми с резисторов  $R3$ ,  $R'3$ . Напряжение на  $R3$ ,  $R'3$  изменяется пропорционально изменению тока в балластном низкоомном резисторе  $R_b$ , минимальное значение которого выбирается из условия  $R_b^{\min} \approx U_{\text{OY}}^{\max}/I_{\text{OY}}^{\max}$ , где  $U_{\text{OY}}^{\max}$ ,  $I_{\text{OY}}^{\max}$  — максимально допустимые выходные напряжения и ток ОУ.

**Схемы высоковольтных повторителей напряжения** не могут быть построены на основе рассмотренных схем дополнительных высоковольтных усилителей, так как в повторителях максимальное входное (выходное) напряжение определяется допустимым синфазным входным напряжением ОУ. Наиболее просто построить высоковольтные повторители на основе схем с «взвешенным» ОУ.

На рис. 1.18, а показана схема повторителя, в которой ОУ «взвешен» относительно перехода база — эмиттер двухтактного высоковольтного эмиттерного повторителя, построенного на транзисторах  $V1$ ,  $V2$ . Питание ОУ осуществляется от параметрических стабилизаторов  $V3$ ,  $V4$ , которые, в свою очередь, питаются от «взвешенного» \* источника  $E3$ . Поскольку инвертирующий вход ОУ подключен к эмиттерам  $V1$ ,  $V2$ , а неинвертирующий вход подключен к источнику сигнала, то напряжение на переходе база — эмиттер транзисторов  $U_{б3} = (U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}) K_u$ , при этом напряжение на выходе повторителя отслеживает напряжение на его входе. Резистор  $R_b$  включен для образования цепи ООС в области  $U_{\text{вых}} \approx 0$ , где транзисторы  $V1$ ,  $V2$  заперты. Легко убедиться, что разность напряжений между любыми электродами ОУ не превышает напряжения стабилитрона  $V3$  или  $V4$  при любом уровне входного сигнала. Динамический диапазон выходного (входного) напряжения в данной схеме ограничен допустимым напряжением коллектор — база транзисторов  $V1$ ,  $V2$ . Наличие «взвешенного» источника питания  $E3$  вызывает

\* Термин «взвешенный» означает отсутствие точки соединения цепей ОУ и  $E3$  с общим проводом (землей).

сложность обеспечения минимальной монтажной емкости между  $E3$  и  $E1$ ,  $E2$ . Эта емкость существенно влияет на частотные характеристики повторителя напряжения.

На рис. 1.18, б показана схема повторителя напряжения с двумя заземленными высоковольтными источниками питания  $E1$ ,  $E2$  [17]. В отличие от рассмотренной схемы (рис. 1.18, а) здесь питание стабилитронов  $V2$ ,  $V3$  осуществляется от источников тока  $I_1$ ,  $I_2$ , кроме того, выходной каскад (в качестве примера) показан однотактным. В дан-

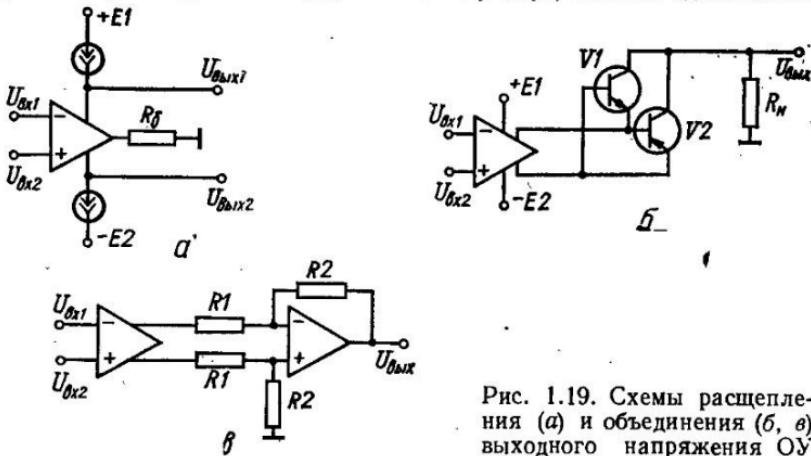


Рис. 1.19. Схемы расщепления (а) и объединения (б, в) выходного напряжения ОУ

ной схеме отсутствует «взвешенный» источник питания, однако это упрощение приводит к необходимости иметь два источника тока, мощность рассеяния которых сравнительно велика.

В обеих рассмотренных схемах высоковольтных повторителей при быстром изменении входного сигнала могут возникать на электродах ОУ высоковольтные импульсы, обусловленные ограниченным быстродействием повторителя. Поэтому для защиты входа ОУ целесообразно использовать диодную защиту, включенную между инвертирующим и неинвертирующим входами ОУ.

**Схемы расщепления и объединения выходных напряжений ОУ.** На практике часто возникает задача получения парафазного выходного сигнала на выходе ОУ или, наоборот, объединение двух парафазных сигналов. Для получения парафазного выходного напряжения в цепи источников питания ОУ включаются источники тока (рис. 1.19, а), при этом выход ОУ нагружается на низкоомное сопротивление  $R_6$ . Объединение дифференциального выхода ОУ можно осуществить либо с помощью двух транзисторов разной проводимости (рис. 1.19, б), либо с помощью дифференциального усилителя (рис. 1.19, в).

## 7. УВЕЛИЧЕНИЕ ВЫХОДНОГО ТОКА ОУ

Максимальный выходной ток современных ОУ не превышает 5—10 мА. Для увеличения выходного тока ОУ на его выходе включается усилитель мощности (например, повторитель напряжения). Зона нечувствительности повторителей напряжения, построенных на транзисторах, определяется напряжениями переходов база — эмиттер (если отсутствует ООС), при которых транзисторы оказываются запертыми. В замкнутой системе с ОУ эта зона нечувствительности уменьшается на величину петлевого усиления. На низких частотах, где петлевое усиление обычно велико, зона нечувствительности можно пренебречь. На высоких частотах, где петлевое усиление падает, зона нечувствительности может оказывать существенное влияние на точность коэффициента передачи замкнутой системы.

На рис. 1.20, а показана схема трехкаскадного повторителя, в котором зона нечувствительности регулируется с помощью транзистора  $V_6$  и резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ .

Ток  $I_k$  и сопротивления резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  выбираются такой величины, чтобы напряжение на резисторах было достаточным для компенсации зоны нечувствительности. Стабилизация этого напряжения осуществляется с помощью транзистора  $V_6$ , включенного параллельно  $R_1$ ,  $R_2$ . В качестве источника тока в данной схеме можно использовать полевой транзистор с управляющим  $p-n$ -переходом, работающий в режиме  $U_{GS} = 0$ .

Другой вариант повторителя напряжения показан на рис. 1.20, б. Здесь зона нечувствительности компенсируется напряжением на диодах  $V_1$ ,  $V_2$ , значение которого

задается источником тока  $I_K$ . Транзисторы  $V3$ ,  $V4$  и резисторы  $R_{61}$ ,  $R_{62}$  образуют схему защиты выхода от короткого замыкания. Сопротивление  $R_{61}$  выбирается из условия  $R_{61} = R_{62} = U_{\text{ог}}/I_{\text{ог}}$ , где  $I_{\text{ог}}$  — заданный ток ограничения;  $U_{\text{ог}}V_3$  — напряжение перехода эмиттер — база  $V3$  (или  $V4$ ) при  $I_{\text{вых}} = I_{\text{ог}}$ .

На рис. 1.20, в показана схема усилителя, в котором зона нечувствительности выходного каскада не влияет на коэффициент передачи, так как при малом выходном токе

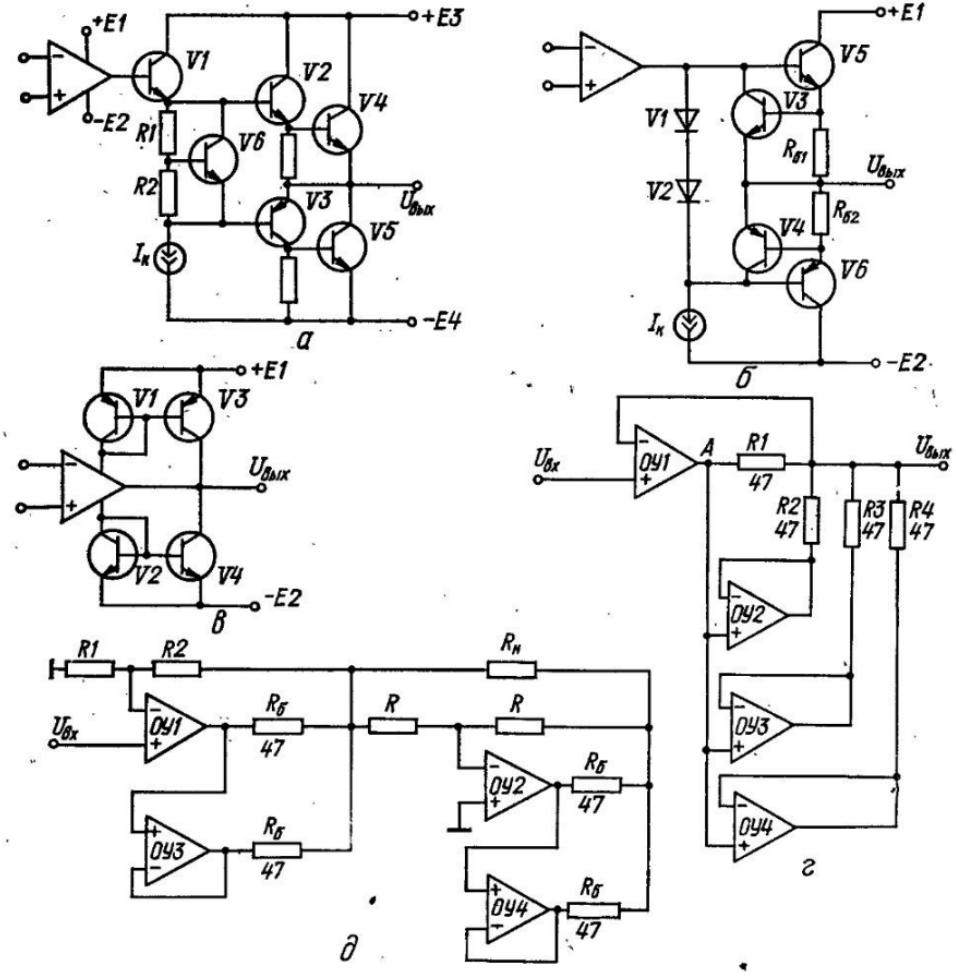


Рис. 1.20. Схемы усилителей мощности

транзисторы  $V3$ ,  $V4$  заперты. С увеличением выходного тока напряжение на переходах эмиттер — база транзисторов  $V1$ ,  $V2$ , работающих в диодном включении, возрастает, и дальнейший рост выходного тока осуществляется с помощью открывающихся транзисторов  $V3$ ,  $V4$ .

Использование сдвоенных и счетверенных ОУ для расширения динамического диапазона выходного тока ОУ. Для увеличения максимального выходного тока ОУ в 2—4 раза целесообразно использовать микросхемы сдвоенных или счетверенных ОУ, работающих в режиме повторителей напряжения параллельно на общую нагрузку [28]. Пример построения повторителя напряжения на счетверенном ОУ показан на рис. 1.20, г. В данной схеме основной повторитель напряжения построен на ОУ1. Остальные (дополнительные) повторители напряжения, включенные для увеличения выходного тока, построены на ОУ2—ОУ4 соответственно. Входом дополнительных повторителей является выход ОУ1 (точка А). Выходы дополнительных повторителей напряжения через

резисторы  $R_2$ — $R_4$  включены на общую нагрузку (на выходную клемму). Если пренебречь входными токами  $OY2$ — $OY4$ , то можно записать, что

$$U_{R1} = U_{R2} = U_{R3} = U_{R4},$$

где  $U_{R1}$ ,  $U_{R2}$ ,  $U_{R3}$ ,  $U_{R4}$  — напряжения на резисторах  $R_1$ — $R_4$  соответственно. Если  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ , то токи, протекающие через эти резисторы, будут равны, т. е.  $I_{R1} = I_{R2} = I_{R3} = I_{R4} = I_{OY}$ , где  $I_{OY}$  — выходной ток одного ОУ, и, следовательно,  $I_{\text{вых}} = 4I_{OY}$ .

Аналогично можно увеличить динамический диапазон выходного тока масштабирующего усилителя. В качестве примера на рис. 1.20,  $\delta$  показана схема усилителя, работающего на незаземленную нагрузку  $R_n$ . В схему входят неинвертирующий усилитель, построенный на  $OY1$  и имеющий коэффициент передачи  $K = 1 + R_2/R_1$ , инвертирующий усилитель, построенный на  $OY2$  и имеющий коэффициент передачи  $K = -1$ , и два повторителя напряжения, построенные на  $OY3$  и  $OY4$  соответственно. Расширение динамического диапазона по выходному току  $OY1$  и  $OY2$  осуществляется с помощью повторителей напряжения, включенных аналогично схеме рис. 1.20,  $\varepsilon$ . Если, например, динамические диапазоны  $OY1$ — $OY4$  по выходным напряжению и току равны  $\pm 10$  В и  $\pm 10$  мА, то данная схема позволяет получить на нагрузке  $\pm 20$  В при максимальном токе  $\pm 20$  мА.

## 8. ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ОУ

Одним из наиболее эффективных способов повышения быстродействия является способ введения параллельного высокочастотного канала. Типовая схема двухканального усилителя с высокочастотным каналом показана на рис. 1.21,  $a$ . В схему входят параллельно включенные усилители низких (УНЧ) и высоких (УВЧ) частот, а также выходной широкополосный усилитель (УШП). Коэффициенты передачи этих усилителей обо-

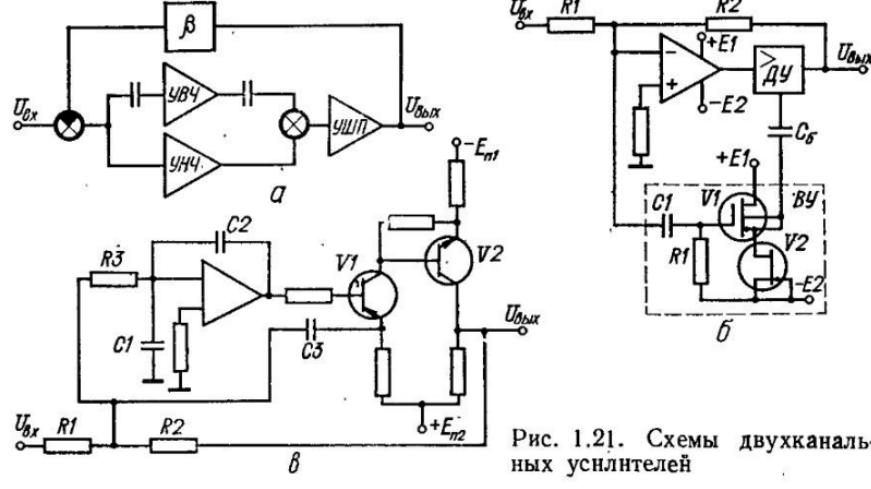


Рис. 1.21. Схемы двухканальных усилителей

значим соответственно  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ . Различают две разновидности данной структуры: усилитель Гольдберга [24], когда  $K_2 = 1$ ; и усилитель Баккерфильда [22], когда  $K_2 \approx K_1$ .

На рис. 1.21,  $b$  показана схема усилителя Гольдберга, в которую входит УНЧ, построенный на ОУ; УВЧ, представляющий собой повторитель напряжения ( $VY$ ); УШП, представляющий собой дифференциальный усилитель ( $DY$ ). Коэффициент передачи данного усилителя можно представить в следующем виде:

$$K(p) = \left( K_1(p) + \frac{p\tau}{1+p\tau} \right) K_2(p),$$

где  $K_1(p)$  — коэффициент усиления высокочастотного тракта  $VY$ ,  $DY$ .

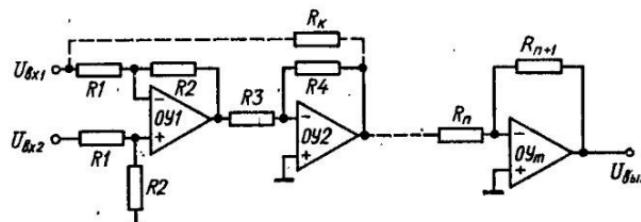
Повторитель напряжения  $VY$  в данной схеме построен на высокочастотном полевом транзисторе  $V1$  (например, 2П305А), у которого в цепи истока включен источник тока

на полевом транзисторе  $V2$  (например, 2П303). Если резисторы  $R1$ ,  $R2$  сравнительно низкоомные, то повторитель  $BY$  можно исключить.

На рис. 1.21, а показана модифицированная схема усилителя, где отсутствует повторитель  $BY$ , а дифференциальный усилитель ДУ выполнен на транзисторах  $V1$ ,  $V2$ .

Расширить полосу пропускания усилителя можно также путем каскадного включения масштабирующих усилителей на ОУ. Максимальная полоса пропускания при кас-

Рис. 1.22. Схема каскадного включения усилителей



кальном соединении обеспечивается в случае идентичности частотных и амплитудных характеристик каскадов.

На рис. 1.22 показана схема усилителя, построенного на основе  $n$  масштабирующих усилителей. Для получения максимальной полосы пропускания в данной схеме необходимо выполнить условие

$$K_1 = K_2 = \dots = K_n = R_2 | R_1 = R_4 | R_3 = \dots = R_{n+1} | R_n = \frac{K_y + 1}{(K_y | \sqrt[n]{K_\Sigma}) - 1},$$

где  $K_\Sigma = K_1 K_2, \dots, K_n = K_1^n$  — коэффициент передачи составного усилителя.

Границчная частота такого усилителя (по уровню 0,707  $K_\Sigma$ )

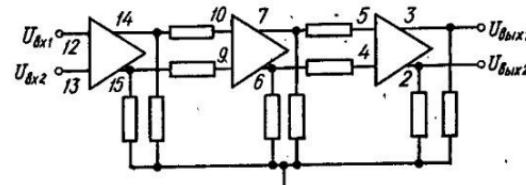
$$\omega_{gr1} = \omega_{gr1} \frac{K_y + 1}{\sqrt[n]{K_\Sigma} + 1},$$

где  $\omega_{gr1}$  — полоса пропускания каскада без ООС.

Время установления выходного напряжения составного усилителя в  $\sqrt{n}$  раз больше времени установления одного каскада ( $t_{уст1} \approx 2K_1/K_y \omega_{gr1}$ ).

Входное сопротивление составного усилителя определяется резисторами входного каскада. Для увеличения входного сопротивления в схему можно ввести резистор  $R_K$ .

Рис. 1.23. Схема быстродействующего дифференциального усилителя, построенного на микросхеме 100ЛП16

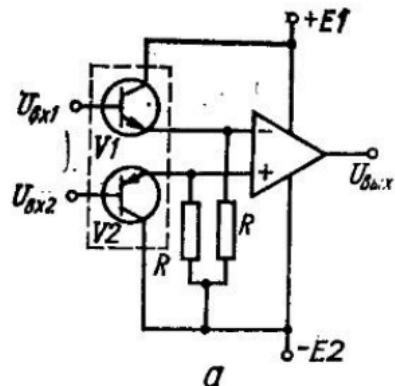


с помощью которого компенсируется входной ток составного усилителя. Величина этого резистора определяется по формуле  $R_K = (R_2 R_4 / R_3 - R_1) r_c / (R_1 + r_c)$ , где  $r_c$  — внутреннее сопротивление источника сигнала. Очевидно, что такой способ повышения входного сопротивления возможен только в случае постоянства  $r_c$ .

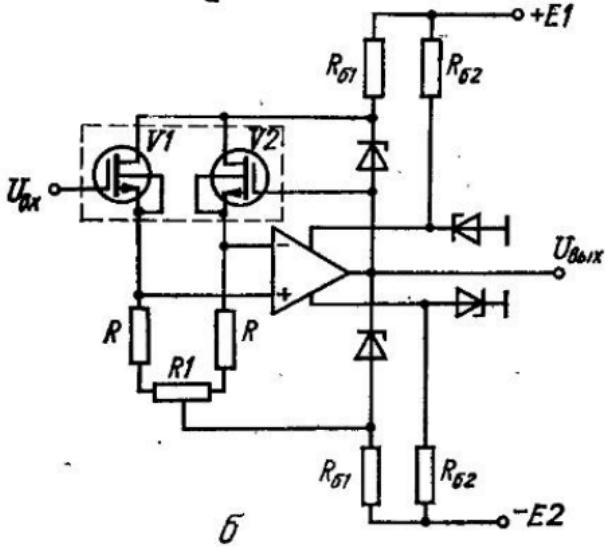
Для построения быстродействующих ОУ можно использовать микросхемы дифференциальных усилителей серии 100. На рис. 1.23 показана схема ОУ с дифференциальным выходом, построенная на основе микросхем типа 100ЛП16 [7]. Данный усилитель имеет частоту единичного усиления 100 МГц и коэффициент усиления 350. Коэффициент подавления синфазного сигнала в данной схеме равен 42 дБ.

## 9. УЛУЧШЕНИЕ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОУ

**Повышение входного сопротивления.** Для ОУ, имеющих сравнительно большие входные токи (единицы микроампер), повторитель напряжения может быть выполнен на основе согласованной пары биполярных транзисторов (рис. 1.24, а). Учитывая, что коэффициент усиления по току транзисторов зависит от коллекторного тока, тип



*a*



*b*

Рис. 1.24. Способы включения повторителей напряжения на входе ОУ

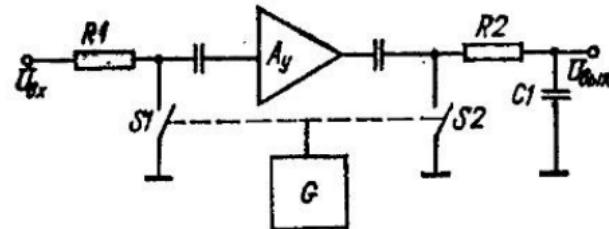


Рис. 1.25. Структурная схема усилителя МДМ

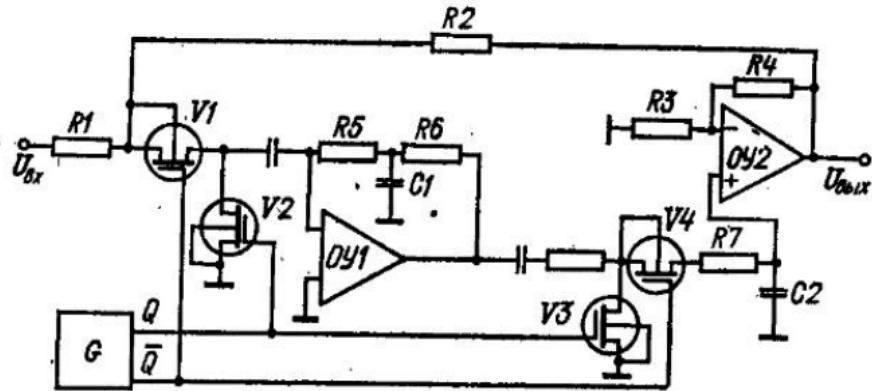


Рис. 1.26. Типовая схема усилителя МДМ

транзисторов  $V1$  и  $V2$  в данной схеме необходимо выбирать, исходя из условий работы транзисторов в режиме микротоков. На рис. 1.24, б показана схема повторителя напряжения, построенного на полевых транзисторах [18]. В данной схеме используется «следящее» питание повторителя, что позволяет получить повышенное значение коэффициента подавления синфазного напряжения и повышенную стабильность дифференциального входного каскада.

**Уменьшение дрейфа напряжения смещения.** Для повышения температурной и временной стабильности и компенсации напряжения смещения ОУ используют два метода: метод, основанный на введении вспомогательного бездрейфового усилителя; метод, основанный на периодической коррекции напряжения смещения, путем его измерения и введения соответствующего корректирующего напряжения.

**Бездрейфовый усилитель**, используемый в первом методе, как правило, представляет собой усилитель с модулятором — демодулятором (МДМ). Структурная схема типового усилителя МДМ показана на рис. 1.25. В схему входят усилитель переменного напряжения  $A_y$ , ключи  $S1, S2$ , генератор прямоугольного напряжения  $G$  и выходной  $R2C1$ -фильтр.

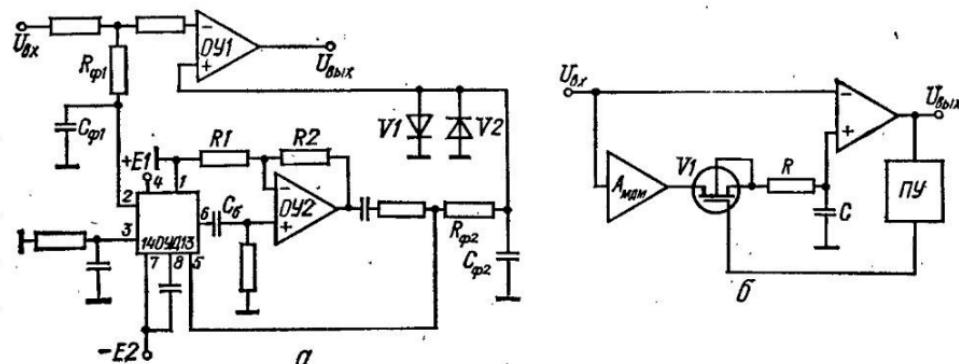


Рис. 1.27. Схемы включения усилителей МДМ в двухканальных усилителях

фильтр. Ключ  $S1$  выполняет функцию модулятора, преобразующего низкочастотную составляющую входного напряжения в высокочастотную с амплитудой, пропорциональной входному сигналу. Модулированный входной сигнал усиливается усилителем переменного напряжения и затем демодулируется с помощью ключа  $S2$ , работающего синхронно и в противофазе с ключом  $S1$ . Демодулированный сигнал фильтруется с помощью  $R2C1$ -фильтра.

Схема усилителя МДМ, построенная на ОУ, показана на рис. 1.26. Здесь в качестве ключей используют полевые транзисторы с изолированным затвором ( $V1-V4$ ). Для подавления низкочастотных коммутационных помех усилитель переменного напряжения, выполненный на  $OY1$ , имеет в цепи ООС фильтр низких частот, вследствие чего АЧХ усилителя аналогична АЧХ активного фильтра высоких частот. Постоянное напряжение, пропорциональное входному сигналу, получаемое на выходе  $R7C2$ -фильтра, усиливается с помощью неинвертирующегося усилителя, построенного на  $OY2$ . Коэффициент передачи данного усилителя определяется сопротивлениями  $R2$ ,  $R1$ :  $K = R_2/R_1$ .

Для более эффективного подавления коммутационных помех используют балансные схемы модуляторов, где осуществляется взаимная компенсация помех с помощью дифференциального усилителя [10]. На рис. 1.27 показаны две схемы двухканальных усилителей, где в качестве бездрейфового усилителя используют усилитель МДМ.

На рис. 1.27, а показан усилитель с МДМ типа 140УД13. Уровень напряжения смещения и его дрейф в данном случае определяются в основном параметрами усилителя 140УД13. Для уменьшения времени восстановления выходного сигнала после перегрузки на выходе усилителя МДМ целесообразно включить устройство выборки-хранения, работающее совместно с пороговым устройством [3]. На рис. 1.27, б показана схема усилителя с устройством выборки-хранения, включенным на выходе усилителя МДМ. При большом уровне входного напряжения (перегрузке) выходной  $RC$ -фильтр усилителя МДМ отключается с помощью ключа  $V1$  и порогового устройства  $ПУ$ . Для уменьшения времени восстановления выходного сигнала можно включить между выходом усилителя переменного тока и демодулятором преобразователь «переменное напряжение — переменный ток».

**Метод, основанный на периодической коррекции напряжения смещения, позволяет реализовать в усилителе минимальное время восстановления после перегрузки усилителя.** Схема усилителя с периодической коррекцией показана на рис. 1.28, а. В режиме усиления ключи  $S1$ ,  $S3$  замкнуты (вход усилителя подключен к источнику сигнала), а ключи  $S2$  разомкнуты. В режиме автоматической коррекции вход усилителя с помощью ключа  $S1$  закорачивается, при этом на выходе  $OY1$  с помощью первой схемы «выборки-хранения»

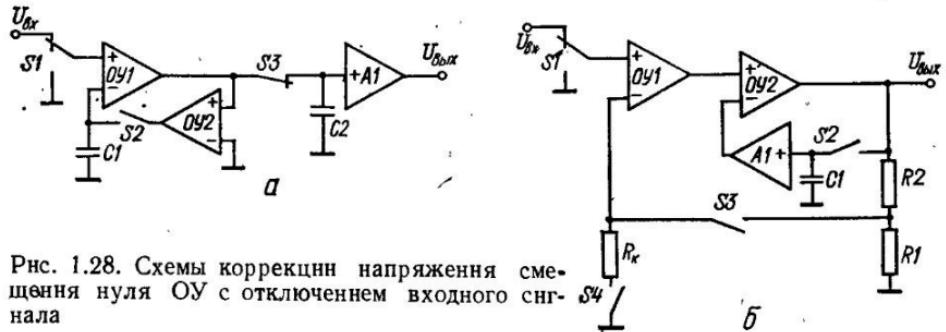


Рис. 1.28. Схемы коррекции напряжения смещения нуля ОУ с отключением входного сигнала

«выборки-хранения» ( $OY2$ ,  $S2$ ,  $C1$ ) устанавливается напряжение, равное напряжению смещения  $OY2$ . Вторая схема «выборки-хранения» ( $S3$ ,  $C2$ ,  $A1$ ) в течение времени коррекции хранит значение выходного напряжения  $OY1$ . Точность компенсации напряжения смещения в данной схеме определяется точностью первой схемы «выборки-хранения».

На рис. 1.28, б показана схема усилителя, в которой погрешности схемы «выборки-хранения» несущественно влияют на точность коррекции [6]. В данной схеме цикл запоминания напряжения смещения начинается с того, что ключи  $S1$ ,  $S3$  размыкаются (закорачивается вход  $OY1$ ), а ключи  $S2$ ,  $S4$  замыкаются. При этом выходное напряжение усилителя (выход  $OY2$ ) устанавливается равным напряжению смещения усилителя  $A1$ , имеющего коэффициент передачи, примерно равный единице. Поскольку компенсирующее

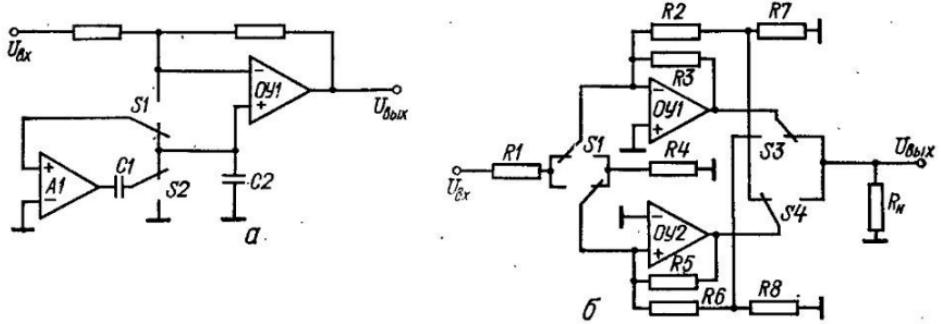


Рис. 1.29. Схемы коррекции напряжения смещения ОУ без отключения входного сигнала

напряжение прикладывается ко входу  $OY2$ , то результатирующее напряжение смещения нуля уменьшается в  $K_{y2}$  раз, где  $K_{y2}$  — коэффициент усиления  $OY2$ . При этом напряжение на конденсаторе  $U_{C1} = [K_{y1}K_{y2}U_{cm1}/(1 + K_{y2})] + U_{cm3}$ , где  $U_{cm1}$ ,  $U_{cm3}$  — напряжения смещения  $OY1$  и  $A1$  соответственно. Поскольку компенсирующее напряжение вводится после первого каскада усиления ( $OY1$ ), влияние погрешностей, вносимых схемой «выборки-хранения», уменьшается.

В рассмотренных схемах информация о входном сигнале во время коррекции теряется, так как вход усилителя отключается от источника входного сигнала. В схеме усилителя с периодической коррекцией напряжения смещения без отключения входного сигнала [15], показанной на рис. 1.29, а, коррекция осуществляется с помощью неинвертирующего усилителя с единичным коэффициентом усиления  $A1$ , ключей  $S1$ ,  $S2$  и двух запоминающих конденсаторов  $C1$ ,  $C2$ . В первом такте ключ  $S1$  подключает вход  $A1$  к инвертирующему входу  $OY1$ , а  $S2$  подключает конденсатор  $C1$  к общей шине. При этом конденсатор  $C1$  заряжается до потенциала инвертирующего

входа  $OY_1$ , с погрешностью, вносимой усилителем  $A1$ . Во втором такте ключ  $S1$  подключает вход  $A1$  к конденсатору  $C2$ , а ключ  $S2$  подключает  $C1$  ко входу  $A1$ . При этом происходит перераспределение заряда конденсатора  $C1$  между  $C1$  и  $C2$ . Периодическое переключение ключей  $S1$  и  $S2$  приведет к тому, что напряжение на конденсаторе  $C2$  будет равно напряжению на инвертирующем входе  $OY_1$  по абсолютной величине и противоположным по полярности. При этом погрешности, вносимые усилителем  $A1$  в первом такте, полностью компенсируются во втором такте, так как во втором такте  $C1$  переключается из прямого тракта усиления  $A1$  в цепь ООС  $A1$ .

Другой вариант усилителя с периодической коррекцией без отключения входного сигнала (точнее, с отключением на время переключения ключей) показан на рис. 1.29, б. Данный усилитель [5] предназначен для работы совместно с аналого-цифровым преобразователем. Коррекция аддитивной погрешности здесь производится в два такта. В первом такте (положение ключей соответствует положению, показанному на рисунке) выходное напряжение

$$U_{\text{вых}}^I = -K_1 U_{\text{вх}} + U_{\text{см}1} - K_2 U'_{\text{см}2} = K_1 U_{\text{вх}} + (U_{\text{см}1} - U'_{\text{см}2}),$$

где  $K_1 = R_3/R_1 = R_5/R_1$ ,  $K_2 = R_3/R_2 = R_5/R_6 = 1$ ,  $R_2 = R_3 = R_5 = R_6$ ;  $U_{\text{см}1}$ ,  $U'_{\text{см}2}$  — напряжения смещения  $OY_1$ ,  $OY_2$ , соответствующие положению ключей в первом такте.

Во втором такте (положение ключей противоположное) выходное напряжение

$$U_{\text{вых}}^{II} = -K_1 U_{\text{вх}} + U_{\text{см}2} - K_2 U'_{\text{см}1} = K_1 U_{\text{вх}} - (U'_{\text{см}1} - U_{\text{см}2}),$$

$U'_{\text{см}1}$ ,  $U_{\text{см}2}$  — напряжения смещения  $OY_1$ ,  $OY_2$ , соответствующие положению ключей во втором такте.

Если  $R_1 = R_4$ , то  $U'_{\text{см}1} = U_{\text{см}1}$ ,  $U'_{\text{см}2} = U_{\text{см}2}$ . В результате сумму напряжений  $U_{\text{вых}}$  первого и второго тактов можно определить следующим образом:  $U_{\text{вых}} = -K_1 U_{\text{вх}}$ , т. е. погрешности, вносимые  $OY_1$ ,  $OY_2$ , полностью компенсируются.

## 10. УЛУЧШЕНИЕ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Дисперсия выходного шума в усилителях зависит не только от шумовых свойств ОУ, но и от схемотехнического решения. Если (для упрощения) функцию передачи усилителя аппроксимировать функцией первого порядка, то дисперсию выходного шума для типовых структурных схем усилителей можно выразить следующим образом [9].

Для усилителей переменного напряжения

$$D_B = \frac{\pi K S_0 T_H}{2(T_H + T_B) T_B}, \quad D_p = \frac{K^2 S_0 T_H^2}{T_H^2 - T_B^2} \ln \frac{T_H}{T_B}, \quad (1.11)$$

где  $D_B$ ,  $D_p$  — дисперсия белого и розового (фликкер) шума;  $K$  — коэффициент передачи усилителя в области частот, где  $K \approx \text{const}$ ;  $T_H = 1/\omega_H$ ,  $T_B = 1/\omega_B$  — постоянные времена, соответствующие нижней  $\omega_H$  и верхней  $\omega_B$  граничным частотам полосы пропускания;  $S_0$  — спектральная плотность белого шума, приведенная ко входу усилителя.

Из выражения (1.11) следует, что с уменьшением полосы пропускания дисперсии  $D_B$  и  $D_p$  уменьшаются.

Для усилителей постоянного тока

$$D_B = \pi S_0 K^2 / 2 T_B. \quad (1.12)$$

Дисперсия  $D_p$  усилителя постоянного тока теоретически равна бесконечности, так как  $S_p(\omega) = S_0 \omega_0 / \omega$ . Однако практически  $D_p$  ограничена, так как усилитель работает в конечное время, и, следовательно, его полоса пропускания начинается не с нуля, а с некоторой начальной частоты.

Для усилителей постоянного напряжения с периодической коррекцией напряжения смещения (с отключением источника сигнала)

$$D_B = \frac{\pi K^2 S_0}{T_B} (1 - e^{-t/T_B}), \quad D_p = 2 K^2 S_0 \omega_0 \left( \ln \frac{t}{T_B} + C \right), \quad (1.13)$$

где  $C = 0,5772$ ;  $t \gg T_B$ .

Из выражения (1.13) следует, что дисперсия белого шума при увеличении времени работы между коррекциями  $t$  стремится к постоянному уровню, равному  $D_B = \pi S_0 K^2 / T_B$ , а розовый шум возрастает от нуля и не имеет установившегося значения. Очевидно,

что введение коррекции в усилителях постоянного напряжения удваивает дисперсию шума на его выходе. Это объясняется запоминанием уровня шума в устройстве коррекции и его накоплением при последующих коррекциях. Рост дисперсии розового шума также объясняется накоплением его в устройстве коррекции, так как корреляция между текущими и запомненными уровнями розового шума с увеличением времени между циклами коррекции уменьшается. При  $D_p(t) \ll D_6$  период циклов коррекции необходимо

$$\text{выбирать из условий } t \leq T_{\text{в}} e^{\frac{\pi}{2\omega_0 T_{\text{в}}} - C}.$$

Для усилителей МДМ

$$D_6 = \frac{\pi K^2 S_0}{2T}, \quad D_p \approx \frac{4K^2 S_0 \omega_0 T_k}{\pi^2 T}, \quad (1.14)$$

где  $T$  — постоянная времени выходного фильтра;  $T_k$  — длительность периода коммутации модулятора, демодулятора,  $T_k(T \leq 0,1)$ .

Сравнивая выражения (1.14) и (1.12), видим, что дисперсия белого шума в усилителе одинакова при  $T = T_k$ . Это объясняется

тем, что в усилителе МДМ при работе демодулятора происходит перенос полосы пропускания шума в области, примыкающие к частотам  $\omega_1 = \pi/T_k$ ,  $\omega_2 = 3\pi/T_k$  и так далее, но эквивалентная полоса пропускания при этом для белого шума остается постоянной. Дисперсия розового шума в усилителе МДМ зависит от  $T_k$ . Следовательно, повышая частоту коммутации, можно уменьшить дисперсию выходного сигнала, обусловленную розовым шумом. При  $T_k < 10^{-3}$  с розовым шумом можно пренебречь, так как  $D_p \ll D_6$ .

Не изменяя уровень шума, в усилителях МДМ можно увеличить отношение сигнал/шум включением между модулятором и усилителем переменного напряжения малошумящего умножителя ключевого типа, работающего синхронно с модулятором [4].

Шум многоканального усилителя можно скорректировать (перенести из области низких частот в область высоких частот) с помощью усилителя МДМ. На рис. 1.30 показана схема двухканального усилителя, в котором с целью подавления низкочастотных шумов параллельно входу  $OY1$  включен усилитель МДМ  $A_{\text{МДМ}}$  с дифференциальным входом [5]. Объединение каналов осуществляется с помощью сумматора, построенного на  $OY2$  и имеющего коэффициент передачи, равный единице.

Так как  $A_{\text{МДМ}}$  и  $OY1$  по отношению к эквивалентному источнику шума  $U_b$  включены параллельно, то эффективное значение выходного напряжения шума

$$U_{\text{вых.ш.}} = U_b \frac{K_y}{1 + K_y \beta_1} + U_A \frac{K_{\text{МДМ}}(p)}{1 + K_{\text{МДМ}}(p) \beta_2},$$

где  $\beta_1 = R_1/(R_1 + R_2)$ ;  $\beta_2 = R_3/(R_3 + R_4)$ ;  $K_{\text{МДМ}}(p) = K_{\text{МДМ}}/(1 + pT_{\text{МДМ}})$  — коэффициент передачи  $A_{\text{МДМ}}$ ;  $T_{\text{МДМ}}$  — постоянная времени разомкнутого  $A_{\text{МДМ}}$ .

Поскольку полоса пропускания  $A_{\text{МДМ}}$  значительно меньше полосы пропускания  $OY1$ , то в низкочастотной области примем  $K_y = \text{const}$ .

Если  $K_{\text{МДМ}} = K_y = K$  и  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ , то

$$U_{\text{вых.ш.}} = U_b K_s p T_s / (1 + p T_s), \quad (1.15)$$

где  $K_s = K/(1 + K\beta)$  — коэффициент передачи неинвертирующего усилителя, построенного на  $OY1$ ;  $T_s = T_{\text{МДМ}}/(1 + K\beta)$ .

Из выражения (1.15) видно, что включение  $A_{\text{МДМ}}$  на входе  $OY1$  эквивалентно включению (для шумового напряжения) последовательно с  $OY1$  фильтра верхних частот, граничная частота полосы пропускания которого равна  $1/T_s$ . При этом полоса подавления низкочастотных шумов  $\Delta\omega_n$  достаточно велика ( $\Delta\omega_n = 0 - 1/T_s$ ).

В данной схеме одновременно с подавлением низкочастотного шума достигается уменьшение аддитивной погрешности усилителя.

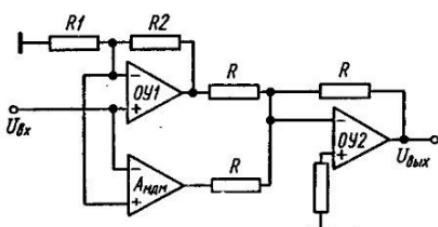


Рис. 1.30. Способ подавления низкочастотных шумов с помощью усилителя МДМ

шум включением между модулятором и усилителем переменного напряжения малошумящего умножителя ключевого типа, работающего синхронно с модулятором [4].

Шум многоканального усилителя можно скорректировать (перенести из области низких частот в область высоких частот) с помощью усилителя МДМ. На рис. 1.30 показана схема двухканального усилителя, в котором с целью подавления низкочастотных шумов параллельно входу  $OY1$  включен усилитель МДМ  $A_{\text{МДМ}}$  с дифференциальным входом [5]. Объединение каналов осуществляется с помощью сумматора, построенного на  $OY2$  и имеющего коэффициент передачи, равный единице.

Так как  $A_{\text{МДМ}}$  и  $OY1$  по отношению к эквивалентному источнику шума  $U_b$  включены параллельно, то эффективное значение выходного напряжения шума

$$U_{\text{вых.ш.}} = U_b \frac{K_y}{1 + K_y \beta_1} + U_A \frac{K_{\text{МДМ}}(p)}{1 + K_{\text{МДМ}}(p) \beta_2},$$

где  $\beta_1 = R_1/(R_1 + R_2)$ ;  $\beta_2 = R_3/(R_3 + R_4)$ ;  $K_{\text{МДМ}}(p) = K_{\text{МДМ}}/(1 + pT_{\text{МДМ}})$  — коэффициент передачи  $A_{\text{МДМ}}$ ;  $T_{\text{МДМ}}$  — постоянная времени разомкнутого  $A_{\text{МДМ}}$ .

Поскольку полоса пропускания  $A_{\text{МДМ}}$  значительно меньше полосы пропускания  $OY1$ , то в низкочастотной области примем  $K_y = \text{const}$ .

Если  $K_{\text{МДМ}} = K_y = K$  и  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ , то

$$U_{\text{вых.ш.}} = U_b K_s p T_s / (1 + p T_s), \quad (1.15)$$

где  $K_s = K/(1 + K\beta)$  — коэффициент передачи неинвертирующего усилителя, построенного на  $OY1$ ;  $T_s = T_{\text{МДМ}}/(1 + K\beta)$ .

Из выражения (1.15) видно, что включение  $A_{\text{МДМ}}$  на входе  $OY1$  эквивалентно включению (для шумового напряжения) последовательно с  $OY1$  фильтра верхних частот, граничная частота полосы пропускания которого равна  $1/T_s$ . При этом полоса подавления низкочастотных шумов  $\Delta\omega_n$  достаточно велика ( $\Delta\omega_n = 0 - 1/T_s$ ).

В данной схеме одновременно с подавлением низкочастотного шума достигается уменьшение аддитивной погрешности усилителя.

## 11. ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ И ЗАЩИТА ОУ ОТ ПЕРЕГРУЗОК

Выходной сигнал усилителя может быть искажен из-за действия помех. Различают помехи общего вида (синхронные, продольные), которые действуют между каждым из входов ОУ и общей шиной, и помехи нормального вида (дифференциальные, поперечные), которые действуют между входами ОУ. Схема воздействия помех показана на рис. 1.31.

Напряжение помехи общего вида  $U_{\text{сф}}$  обычно возникает из-за наличия разности потенциалов между точками заземления источника сигнала и ОУ. Иногда оно обусловлено гальванической связью источника сигнала с какой-либо точкой схемы, находящейся под потенциалом относительно общего провода, в других случаях эта связь может носить емкостной характер. На практике  $U_{\text{сф}}$  часто имеет как постоянную, так и переменную составляющие.

Напряжение помехи нормального вида  $U_{\text{дф}}$  возникает главным образом в результате асимметрии входных цепей ОУ и линий связи ОУ с источником сигнала, т. е. помеха общего вида переходит в помеху нормального вида. Действительно, если полные сопротивления линий связи в входах ОУ не равны, т. е.

$Z_{\text{bx1}} \neq Z_{\text{bx2}}, Z_{\text{cb1}} \neq Z_{\text{cb2}}$  и при условии  $Z_{\text{cb1}} \ll Z_{\text{bx1}}, Z_{\text{cb2}} \ll Z_{\text{bx2}}$ , получим

$$U_{\text{эф}} \approx U_{\text{сф}} (Z_{\text{cb1}} Z_{\text{bx2}} - Z_{\text{cb2}} Z_{\text{bx1}}) / (Z_{\text{bx1}} Z_{\text{bx2}}).$$

Отсюда следует, что для подавления напряжения помехи  $U_{\text{дф}}$ , вызванного напряжением помехи  $U_{\text{сф}}$ , необходимо тщательно симметрировать входные цепи на рабочей частоте.

Дополнительными источниками помех нормального вида могут быть термоэлектрические потенциалы в местах соединения разнородных проводников, а также электромагнитные наводки. Для подавления этих помех необходимо выполнить баланс термоЭДС и обеспечить идентичность температур источников термоЭДС, а также использовать специальные меры по экранированию входных цепей.

Эффективность подавления помех общего вида оценивают коэффициентом ослабления синфазной составляющей  $K_{\text{ОСС}}$ , представляющим собой отношение напряжения помех общего вида к напряжению помех нормального вида, дБ:

$$K_{\text{ОСС}} = 20 \lg \frac{U_{\text{сф}}}{U_{\text{дф}}} \approx 20 \lg \left| \frac{Z_{\text{bx1}} Z_{\text{bx2}}}{Z_{\text{cb1}} Z_{\text{bx2}} - Z_{\text{cb2}} Z_{\text{bx1}}} \right|. \quad (1.16)$$

Из формулы (1.16) следует, что на коэффициент  $K_{\text{ОСС}}$  оказывает влияние главным образом разбаланс, вызванный неравенством  $Z_{\text{bx1}} \neq Z_{\text{bx2}}$  и  $Z_{\text{cb1}} \neq Z_{\text{cb2}}$ .

Схемы экранирования входных цепей ОУ показаны на рис. 1.32. Для уменьшения утечек по входным цепям экраны подсоединяются к точкам, имеющим потенциал, равный потенциальному входа ОУ: в инвертирующем усилителе (рис. 1.32, а) к общейшине, в неинвертирующем усилителе (рис. 1.32, б) к инвертирующему входу ОУ, в повторителе напряжения (рис. 1.32, в) к выходу ОУ. На рис. 1.32, г показана схема экранирования цепей линий связи между двумя ОУ. Для подавления синфазных помех, вызванных наличием двух точек заземления (Земля 1, Земля 2), в линии связи вводится дополнительный кабель. Экранны основного и дополнительного кабелей подключаются к Земле 2. Сопротивления  $Z_{\text{вых}}, Z, Z_{\text{bx1}}, Z_{\text{bx2}}$  ( $Z_{\text{вых}}$  — выходной импеданс ОУ1,  $Z_{\text{bx1}}, Z_{\text{bx2}}$  — входные импедансы ОУ2 на частоте помех) совместно с сопротивлениями кабелей  $Z_{\text{cb1}}, Z_{\text{cb2}}$  образуют мостовую уравновешенную схему (рис. 1.32, д).

Схемы защиты ОУ от перегрузок по входу и выходу показаны на рис. 1.33. Защита ОУ от неправильного включения источников питания осуществляется включением в прямом направлении в цепях питания диодов (рис. 1.33, а). Защита ОУ от опасных дифференциальных и синфазных напряжений также осуществляется с помощью диодов (рис. 1.33, б, в, г). Защита выхода ОУ от короткого замыкания осуществляется с помощью резистора, включенного последовательно с выходом ОУ, либо включением на выходе ограничителя тока (рис. 1.33, д, е). В качестве ограничителя тока можно использовать полевой транзистор с управляющим  $p-n$ -переходом, работающий в режиме  $U_{GS} \approx$

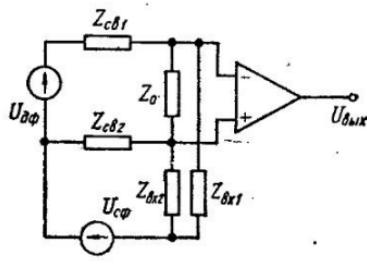


Рис. 1.31. Схема воздействия помех на ОУ

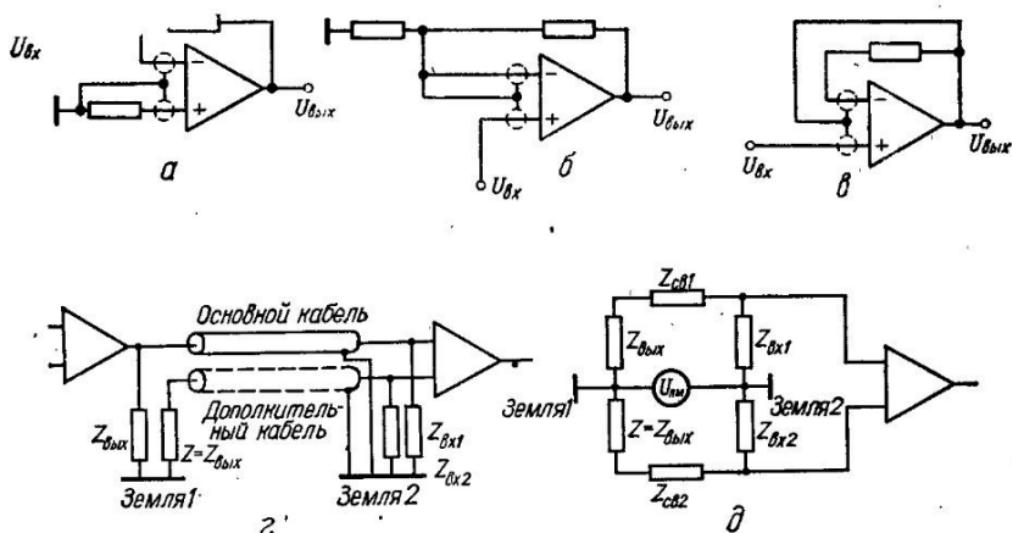


Рис. 1.32. Экранирование цепей:

а — в инвертирующем усилителе; б — в неинвертирующем усилителе; в — в повторителе напряжения; г, д — линии связи

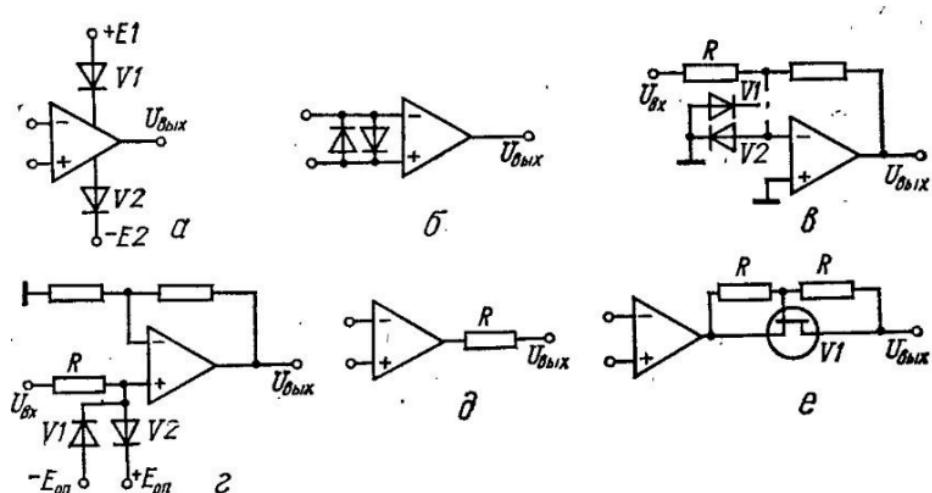


Рис. 1.33. Схемы защиты ОУ:

а — по цепям питания; б, в, г — по входу; д, е — по выходу

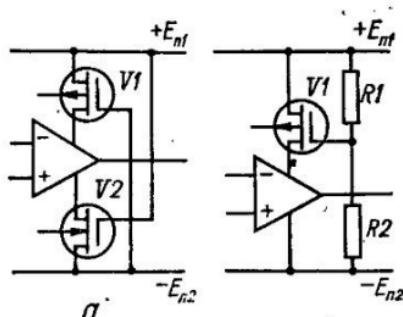


Рис. 1.34. Способы одновременного (а) и неодновременного (б) включения напряжений питания ОУ

≈ 0. Выбор типа транзистора осуществляется по току стока  $I_D$  при  $U_{GS} = 0$ . Ограничение выходного тока ОУ наступает при  $I_{\text{вых}} \geq I_D$ . В ряде случаев требуется источники питания ОУ включить одновременно или, наоборот, не одновременно. В этом случае можно использовать схемы одновременного и разновременного включения питания ОУ, показанные на рис. 1.34 [8]. Для одновременного включения напряжений питания в цепи питания включаются  $p$ -канальный и  $n$ -канальный обогащенные МОП-транзисторы  $V1$ ,  $V2$  (рис. 1.34, а). Например, если включено  $+E_{n1}$  и выключено  $-E_{n2}$ , то транзистор  $V2$  открыт, а  $V1$  заперт. Но поскольку  $-E_{n2} = 0$ , то напряжение питания ОУ также будет равно нулю. Для согласования уровней включения  $V1$ ,  $V2$  в цепях затворов можно включать делители напряжения. На рис. 1.34, б показана схема разновременного включения напряжения питания.

## Глава 2

### УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

#### 1. ИНВЕРТИРУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

Типовая схема инвертирующего усилителя показана на рис. 2.1, а. Передаточная функция усилителя

$$U_{\text{вых}} = -K(p)U_{\text{вх}} \pm U_{0\text{ вых}},$$

где в первом приближении

$$K(p) = \frac{R_2}{R_1} \frac{K_y \beta}{1 + K_y \beta}; \quad (2.1)$$

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{Z_{\text{вх ОУ}}}}; \quad (2.2)$$

$$U_{0\text{ вых}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{\text{см}} + \Delta I_{\text{вх ОУ}} R_2, \quad (2.3)$$

во втором приближении [6]

$$K(p) = \frac{R_2/(R_1 + R_c) - Z_{\text{вых ОУ}}/K_y (R_1 + R_c)}{1 + 1/K_y \beta};$$

$$\beta = \frac{1}{(1 + R_2/(R_1 + R_c) + R_2/Z_{\text{вх ОУ}})(1 + Z_{\text{вых ОУ}}/Z_h + Z_{\text{вых ОУ}}/R_2) - Z_{\text{вых ОУ}}/R_2};$$

$$U_{0\text{ вых}} = \frac{1}{1 + 1/K_y} [U_{\text{см}} + \Delta I_{\text{вх ОУ}} R_3 + I_{\text{вх ОУ}} (R_3 - R_2 \| R_1 \| Z_{\text{вх ОУ}}) + K_n \Delta E_p + U_{\text{ш}}],$$

где  $K_n$ ,  $U_{\text{ш}}$ ,  $K_y$ ,  $U_{\text{см}}$ ,  $I_{\text{вх ОУ}}$ ,  $\Delta I_{\text{вх ОУ}}$ ,  $Z_{\text{вх ОУ}}$ ,  $Z_{\text{вых ОУ}}$  — параметры ОУ;  $\Delta E_p$  — девиация напряжения питания ОУ;  $\|$  — знак параллельного соединения элементов;  $R_c$  — выходное сопротивление источника сигнала.

Входное сопротивление  $R_{\text{вх}} = R_1$ .

Выходной импеданс

$$Z_{\text{вых}} = Z_{\text{вых ОУ}} / (1 + K_y \beta), \quad (2.4)$$

где

$$K_y \approx K_{y0} / (1 + j\omega/\omega_{\text{гр}}); \quad (2.5)$$

$\omega_{\text{гр}}$  — граничная частота ОУ по уровню  $0,7 K_{y0}$ ;  $Z_{\text{вых ОУ}}$  — выходное сопротивление разомкнутого ОУ;  $K_{y0}$  — коэффициент усиления ОУ на частоте  $\omega = 0$ .

Поскольку сопротивление резистора  $R_2$  и дрейф нуля усилителя находятся в прямой пропорциональной зависимости, что следует из выражения (2.3), то при расчете усилителя при всех равных условиях необходимо стремиться к выбору минимальной величины резистора  $R_2$ , которая ограничена снизу максимальным допустимым выходным током ОУ. Для большинства случаев можно принять  $R_2^{\min} \approx 10U_{\text{вых}}^{\max}/I_{\text{вых}}^{\max}$ , где  $U_{\text{вых}}^{\max}$  — максимальные значения выходного напряжения и тока ОУ. Максимальное значение резистора  $R_2$  ограничено допустимым

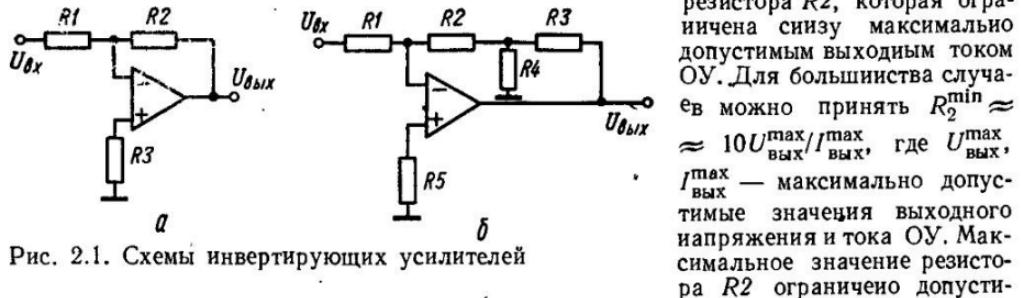


Рис. 2.1. Схемы инвертирующих усилителей

мым значением напряжения смещения нуля. Для большинства современных ОУ эта величина находится в диапазоне  $R_2^{\max} \approx 100 \text{ кОм}...1 \text{ МОм}$ . При увеличении сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$  ухудшаются динамические характеристики и помехоустойчивость усилителя.

В некоторых случаях для повышения входного сопротивления требуется высокомомпенсированный резистор  $R_1$ . Тогда вместо резистора  $R_2$  можно включить делитель напряжения, эквивалентное сопротивление которого  $R_9 = R_2 + R_3 + R_2R_3/R_4$  по схеме, показанной на рис. 2.1, б\*.

## 2. НЕИНВЕРТИРУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

Отличительной особенностью схемы неинвертирующего усилителя, показанной на рис. 2.2, а, является то, что здесь ОУ работает с синфазными сигналами, что вызывает дополнительные погрешности передаточной функции.

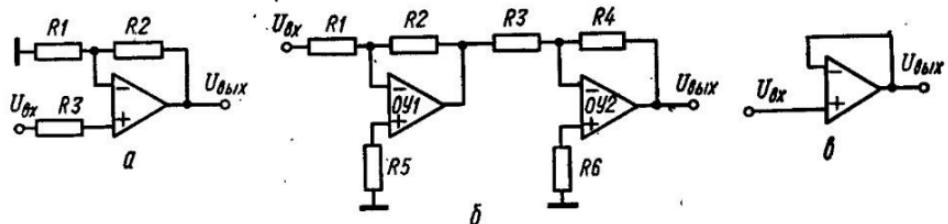


Рис. 2.2. Схемы неинвертирующих усилителей

Передаточная функция усилителя

$$U_{\text{вых}} = K(p)U_{\text{вх}} \pm U_{0\text{вых}},$$

где в первом приближении

$$K(p) = (1 + R_2/R_1) \frac{K_y \beta}{1 + K_y \beta}; \quad (2.6)$$

$$\beta = \frac{1}{1 + R_2/(R_1 \parallel (R_3 + Z_{\text{вхOУ}}))}; \quad (2.7)$$

$$U_{0\text{вых}} = (1 + R_2/R_1) U_{\text{см}} + \Delta I_{\text{вхOУ}} R_2; \quad (2.8)$$

во втором приближении

$$U_{0\text{вых}} = (1 + R_2/R_1) \frac{1}{1 + 1/K_y \beta} [U_{\text{вх}}/K_{\text{сф}} + U_{\text{см}} + \Delta I_{\text{вхOУ}} (R_3 + R_c) + \\ + I_{\text{вхOУ}} (R_3 + R_c + R_1 \parallel R_2) + K_n \Delta E_n + U_{\text{ш}}].$$

\* Все отношения, полученные для схемы рис. 2.1, а, будут справедливы и для данной схемы, если в них вместо  $R_2$  подставить  $R_9$ .

Из выражения (2.6) следует, что коэффициент передачи усилителя не может быть меньше единицы. Кроме того, согласно выражению (2.8), напряжение смещения нуля зависит от уровня входного сигнала.

Входной импеданс

$$Z_{\text{вх}} = R_3 + Z_{\text{вхOY}}(1 + K_y \beta). \quad (2.9)$$

Выходной импеданс

$$Z_{\text{вых}} = Z_{\text{выхOY}}/(1 + K_y \beta). \quad (2.10)$$

Максимальный уровень входного сигнала ограничен допустимым синфазным напряжением ОУ.

При одинаковых коэффициентах передачи  $K$  полоса пропускания неинвертирующего усилителя примерно в  $(1-K)$   $K$  раз больше полосы пропускания инвертирующего усилителя.

Схему неинвертирующего усилителя можно также построить путем последовательного включения двух инвертирующих усилителей (рис. 2.2, б). Основным преимуществом такого усилителя является работа ОУ без синфазных сигналов.

Передаточная функция такого усилителя

$$U_{\text{вых}} = K_1 K_2 U_{\text{вх}} \pm \sqrt{|K_2 U_{\text{вых}1}|^2 + |U_{\text{вых}2}|^2},$$

где  $K_1, K_2$  — коэффициенты передачи 1-го и 2-го инвертирующего усилителя соответственно;  $U_{\text{вых}1}, U_{\text{вых}2}$  — напряжения смещения нуля 1-го и 2-го инвертирующего усилителя соответственно.

Если коэффициенты передачи обоих усилителей равны, то полоса пропускания рассчитывается по следующей формуле [5]:

$$f_{0,7} = f_{0,7y} (1 + K_y)/(1 + \sqrt{K}), \quad (2.11)$$

где  $f_{0,7y}$  — полоса пропускания одного усилителя без ООС;  $K = K_1 K_2$  — коэффициент передачи составного усилителя.

Частным случаем неинвертирующего усилителя (при  $R_2 = 0$  и  $R_1 = \infty$ ) является повторитель напряжения, схема которого показана на рис. 2.2, в.

Коэффициент передачи повторителя напряжения

$$K = 1/(1 + 1/K_y).$$

Напряжение смещения нуля повторителя напряжения

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{см}} + K_{\text{п}} \Delta E_{\text{п}} + U_{\text{вх}}/K_{\text{сф}} + I_{\text{вхOY}} R_{\text{c}} + U_{\text{ш}}.$$

Входной и выходной импедансы

$$Z_{\text{вх}} = Z_{\text{вхOY}} K_y; \quad Z_{\text{вых}} = Z_{\text{выхOY}}/K_y.$$

Поскольку входное сопротивление повторителя напряжения весьма велико, то для предотвращения пробоя ОУ по входу необходимо исключить возможность обрыва входной цепи (даже при коммутации входа с помощью релейного переключателя). При работе с высокоомными источниками сигнала в цепь ООС повторителя целесообразно включить резистор, сопротивление которого равно выходному сопротивлению источника сигнала. При этом напряжение смещения нуля можно рассчитать по следующей формуле:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{см}} + \Delta I_{\text{вхOY}} R_{\text{c}} + K_{\text{п}} \Delta E_{\text{п}} + U_{\text{вх}}/K_{\text{сф}} + U_{\text{ш}}.$$

### 3. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Типовая схема дифференциального усилителя показана на рис. 2.3, а.

Передаточную функцию для данной схемы можно представить в виде

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{\text{вх}2} - \frac{R_2}{R_1} U_{\text{вх}1}. \quad (2.12)$$

При выполнении условия  $R_1 R_4 = R_2 R_3$  получим

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_2}{R_1} (U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1}).$$

Входное сопротивление по каждому из входов определится из выражений

$$R_{bx1} = R_1 + R_1 R_4 / R_3; \quad R_{bx2} = R_3 + R_4$$

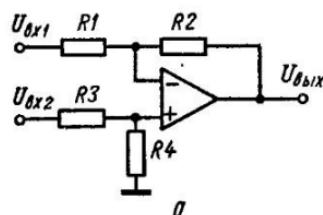
Выходной импеданс

$$Z_{\text{вых}} = Z_{\text{выхOY}} / (1 + K_y \beta),$$

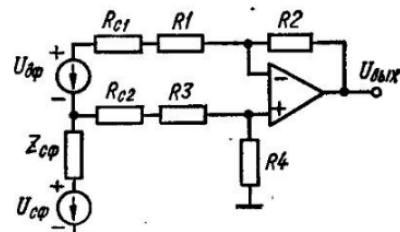
где  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ .

Максимально допустимый сигнал на входе 2

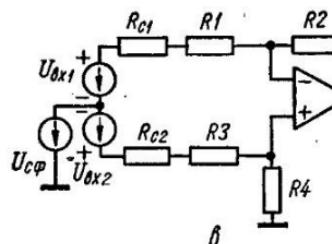
$$U_{bx2}^{\max} \leq (1 + R_3 / R_4) U_{\text{сфOY}}^{\max}.$$



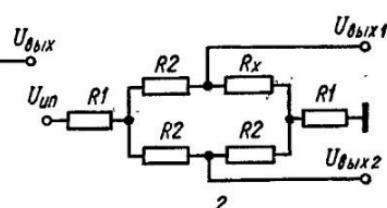
*a*



*b*



*c*



*d*

Рис. 2.3. Схема дифференциального усилителя на одном ОУ (a) и эквивалентные схемы источников входных сигналов (b, c, d)

Существенное влияние на функцию передачи дифференциального усилителя оказывают выходные сопротивления источников сигналов. На рис. 2.3, б, в показаны схемы, отличающиеся способом включения источников сигналов.

Передаточная функция для схемы рис. 2.3, б

$$U_{\text{вых}} = - \frac{R_2}{R_1 + R_{cl}} U_{\text{дф}} + U_A \left( 1 - \frac{R_2}{R_1 + R_{cl}} \frac{R_3 + R_{c2}}{R_4} \right),$$

$$\text{где } U_A = \frac{R_4 [(R_1 + R_{cl}) U_{\text{сф}} - Z_{\text{сф}} U_{\text{дф}}]}{(R_1 + R_{cl})(R_3 + R_4 + R_{c2}) + Z_{\text{сф}} (R_1 + R_3 + R_{cl} + R_{c2})};$$

$U_{\text{сф}}$ ,  $U_{\text{дф}}$  — синфазное и дифференциальное напряжения соответственно;  $R_{cl}$ ,  $R_{c2}$  — выходные сопротивления источников сигнала.

При условии

$$(R_1 + R_{cl}) R_4 = R_2 (R_3 + R_{c2}) \quad (2.13)$$

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{дф}} R_2 / (R_1 + R_{cl}).$$

Передаточная функция усилителя, выполненного по схеме рис. 2.3, в,

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{сф}} \frac{R_2 (R_{cl} - R_{c2})}{(R_1 + R_{cl})(R_3 + R_4 + R_{c2})} + \frac{R_2}{R_1 + R_{c2}} \times \\ \times \left[ \frac{1 + (R_1 + R_{cl}) / R_2}{1 + (R_3 + R_{c2}) / R_4} U_{bx2} - U_{bx1} \right]. \quad (2.14)$$

В данной функции учитывается помеха, возникающая между общей точкой источников сигналов  $U_{bx1}$ ,  $U_{bx2}$  и общей точкой дифференциального усилителя.

При выполнении условия (2.13) и при  $R_{c1} = R_{c2}$  передаточная функция (2.14) принимает вид

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}) R_2 / (R_1 + R_{\text{cl}}),$$

т. е. синфазная помеха  $U_{\text{сф}}$  полностью подавляется. Предельное значение коэффициента подавления синфазной помехи для данного усилителя  $K_{\text{сф.уд}}$  определяется  $K_{\text{сф}}$  ОУ

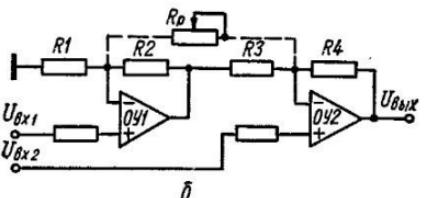
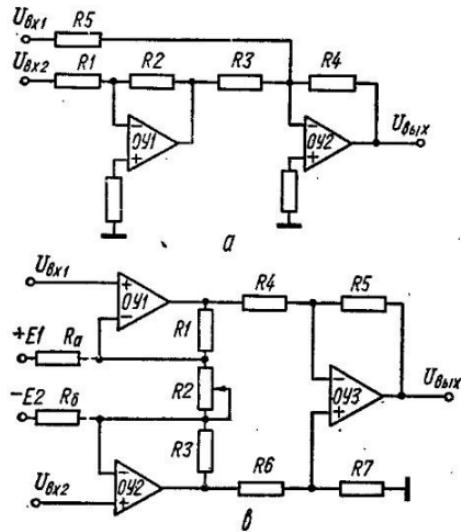


Рис. 2.4. Схемы дифференциальных усилителей с инвертирующими (а) и неинвертирующими (б, в) усилителями

и классом точности резисторов  $R_1 - R_4$ . При использовании прецизионных резисторов класса точности 0,01—0,03 разбалансы, вносимые резисторами и ОУ, оказываются соизмеримыми, и общий достижимый  $K_{\text{сф.уд}} \approx 60$  дБ.

Если источник сигнала представляет собой мостовую схему рис. 2.3, г, то в вышеприведенные формулы необходимо подвычисляют по следующим формулам:

$$U_{\text{дф}} = U_{\text{ип}} \delta / 4 (2R_1 + R_2); \quad U_{\text{сф}} = U_{\text{ип}} / 2 + U_{\text{пм}};$$

$$R_{\text{cl}} = R_{\text{c2}} = R_2 / 2; \quad Z_{\text{сф}} = R_1 / 2; \quad R_x = R_2 + \delta, \quad |\delta| \ll R_2,$$

ставьте эквивалентные параметры, которые

где  $U_{\text{ип}}$  — напряжение питания моста;  $U_{\text{пм}}$  — напряжение помехи.

Более высокую точность можно получить, используя схему рис. 2.4, а, представляющую собой последовательное соединение инвертирующего усилителя и инвертирующего сумматора. В схеме ОУ работают без синфазных сигналов.

Передаточная функция такой схемы

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх2}} R_4 / R_3 (R_1 + R_{\text{c2}}) - U_{\text{вх1}} R_4 / (R_5 + R_{\text{cl}}).$$

$$\text{При условии } R_2 (R_5 + R_{\text{cl}}) = R_3 (R_1 + R_{\text{c2}})$$

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}) R_4 / (R_5 + R_{\text{c2}}). \quad (2.15)$$

Напряжение смещения нуля

$$U_{\text{0вых}} = \sqrt{(K_2 U_{\text{0вых1}})^2 + U_{\text{0вых2}}^2},$$

где  $K_2 = R_4 / R_3$ ;  $U_{\text{0вых1}}, U_{\text{0вых2}}$  — напряжения смещения на выходах ОУ1 и ОУ2 соответственно.

Для данной схемы  $K_{\text{сф.уд}}$  практически не зависит от  $K_{\text{сф}}$  ОУ и полностью определяется точностью выполнения условия (2.15).

Схема дифференциального усилителя, имеющего большое входное сопротивление, показана на рис. 2.4, б.

Передаточная функция такой схемы

$$U_{\text{вых}} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) U_{\text{вх2}} - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3} U_{\text{вх1}}.$$

При условии  $R_2 R_4 = R_1 R_3$  получим

$$U_{\text{вых}} = (1 + R_4 / R_3) (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}). \quad (2.16)$$

Точность выполнения условия (2.16) определяет  $K_{\text{сф.уд.}}$ :

$$K_{\text{сф.уд.}} \approx -20 \lg \delta,$$

где  $\delta$  — относительная погрешность выполнения условия (2.16).

Для регулирования коэффициента передачи между инвертирующими входами  $OY1$  и  $OY2$  включено переменное сопротивление  $R_p$  [4]. Отличительной особенностью такой регулировки является независимость  $K_{\text{сф.уд.}}$  от  $R_p$ . При использовании прецизионных резисторов в данной схеме можно получить  $K_{\text{сф.уд.}} \approx 60-80 \text{ дБ}$ .

Если синфазная помеха имеет один порядок с входным сигналом, то для получения относительной погрешности коэффициента передачи менее 0,1 % требуется точность выполнения условия (2.16) на порядок выше. При анализе погрешностей, вызванных си-

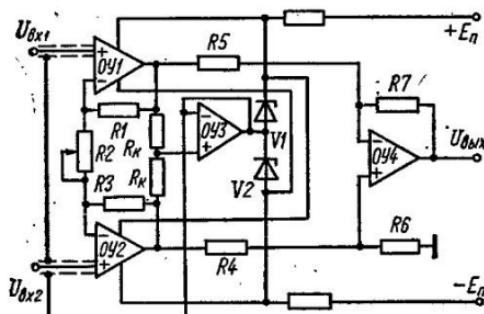


Рис. 2.5. Схема дифференциального усилителя со следящим питанием

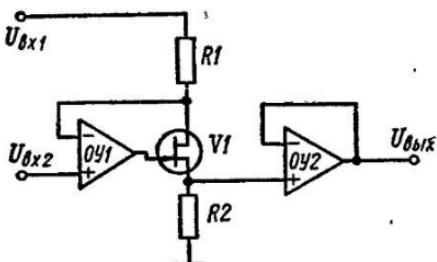


Рис. 2.6. Схема дифференциального усилителя для однополяриых смещенных сигналов

фазой помехой, следует учитывать неравенство входных сопротивлений неинвертирующих усилителей на  $OY1$  и  $OY2$ . Это неравенство обусловлено большой разницей коэффициентов ООС ( $\beta$ ) данных усилителей.

Значительно повысить коэффициент подавления синфазных помех можно в схеме, показанной на рис. 2.4, в.

В данной схеме коэффициент передачи можно изменить с помощью переменного сопротивления  $R_2$ . При этом глубина ООС неинвертирующих усилителей, построенных на  $OY1$ ,  $OY2$ , остается постоянной.

При условии  $R_4R_7 = R_5R_8$  передаточную функцию можно представить в виде

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_5}{R_4} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_3}{R_2} \right) (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}). \quad (2.17)$$

Отличительной особенностью рассмотренной схемы является полная независимость регулировки коэффициента усиления от выполнения условия (2.17).

На практике часто необходимо ввести в выходной сигнал дифференциального усилителя постоянную составляющую. Наиболее просто ввести постоянную составляющую можно путем подключения источников смещения  $E_1$ ,  $E_2$  к инвертирующим входам  $OY1$ ,  $OY2$  (рис. 2.4, в) через резисторы  $R_a$ ,  $R_b$ . Можно показать, что при  $R_1 = R_3 = R$  и  $R_a = R_b$  постоянная составляющая в выходном сигнале не зависит от уровней входного сигнала и от регулировки коэффициента передачи:

$$U_{\text{вых}} = K (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}) - \frac{R}{R_a} (E_1 + E_2),$$

$$\text{где } K = \frac{R_5}{R_4} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_3}{R_2} \right).$$

На рис. 2.5 показана схема дифференциального усилителя со следящим питанием ОУ [7]. В этой схеме, как и в схеме рис. 2.4, в, синфазная помеха независимо от значений сопротивлений резисторов  $R_1-R_3$  повторяется на выходах  $OY1$ ,  $OY2$ , в то время как разность входных напряжений усиливается в  $K_\Delta = [1 + (R_1 + R_3)/R_2] \frac{R_7}{R_5}$  раз.

Коэффициент подавления синфазной помехи, равный  $K_{\text{сф.уд}} = -20 \text{ лд}$ , в данном случае определяется относительной погрешностью  $\delta$  при выполнении условия

$$R_5 R_6 = R_4 R_7. \quad (2.18)$$

Благодаря следящей связи через ОУ3 напряжения питания ОУ1, ОУ2 повторяет синфазный сигнал на входах, что позволяет работать с гораздо большими уровнями синфазных помех, чем при использовании схемы рис. 2.4, в. При идеальном выполнении условия (2.18) имеем  $K_{\text{сф.уд}} \approx K_{\text{сфОУ1}} + K_{\text{сфОУ4}}$ , где  $K_{\text{сфОУ1}}$  — коэффициент подавления синфазного сигнала ОУ1 или ОУ2 (выбирается меньший);  $K_{\text{сфОУ4}}$  — коэффициент подавления синфазного сигнала ОУ4.

В данной схеме возникает дополнительная погрешность передаточной функции, связанная с перекосом напряжений питания ОУ,

$$\Delta U_{\text{вых}} = 2K_{\text{п}} \Delta E_{\text{п}} K_{\Delta},$$

где  $\Delta E_{\text{п}}$  — диапазон изменения питающих напряжений ОУ1 (ОУ2).

Если входные сигналы имеют некоторый постоянный уровень смещения напряжения, то можно использовать сравнительно простую схему дифференциального усилителя, показанную на рис. 2.6. Основным преимуществом данной схемы является то, что здесь не требуется выполнять соотношения для получения высокого коэффициента подавления синфазного сигнала. Этот коэффициент в данном случае определяется  $K_{\text{сф}} \text{ ОУ1}$ .

Принцип действия усилителя легко уяснить, если рассматривать цепь VI, R1, R2 как каскад дополнительного усилителя, включенного на выходе ОУ1. Учитывая, что ток, протекающий через резистор R1, равен току, протекающему через резистор R2, можно записать следующие соотношения:

$$I_{R1} = (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}})/R_1; \quad U_{R2} = I_{R1} R_2;$$

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) R_2/R_1 + U_{0\text{вых}}.$$

Изменяя R1 и R2, можно плавно регулировать коэффициент передачи. Напряжение смещения выходного сигнала, приведенное к выходу,

$$U_{0\text{вых}} = \sqrt{\left(U_{0\text{вых1}} \frac{R_2}{R_1}\right)^2 + U_{0\text{вых2}}^2},$$

где  $U_{0\text{вых1}}, U_{0\text{вых2}}$  — напряжения смещения нуля соответствующего ОУ.

Для работы с сигналами отрицательной полярности необходимо изменить проводимость VI.

#### 4. УСИЛИТЕЛИ С ГАЛЬВАНИЧЕСКИ РАЗВЯЗАННЫМИ ЦЕПЯМИ

Рассмотренные выше схемы дифференциальных усилителей имеют коэффициент подавления синфазного сигнала, ограниченный либо  $K_{\text{сф}}$  ОУ, либо точностью применяемых масштабирующих резисторов. Для получения коэффициента подавления синфазного сигнала больше 80—100 дБ используются схемы усилителей с гальваническим разделением цепей. Принцип всякого гальванического разделения заключается в создании очень большого сопротивления, включенного последовательно с источником синфазного сигнала. Почти идеальным устройством гальванического разделения цепей являются оптраны, которые обладают весьма большим коэффициентом подавления синфазного сигнала в большом диапазоне частот [14, 19].

Типовые схемы усилителей с оптронной развязкой входных и выходных цепей показаны на рис. 2.7. В схеме рис. 2.7, а используются оптраны D1, D2 с идентичными характеристиками, работающие в фотодиодном режиме. Усилитель ОУ1 преобразует входное напряжение в ток, протекающий через светодиоды оптранов. Оптрон D1 образует цепь ООС усилителя ОУ1. С помощью оптрана D2 формируется входной сигнал усилителя ОУ2.

Коэффициент передачи усилителя по постоянному напряжению

$$K = \frac{\gamma_2}{\gamma_1} \frac{R_2}{R_1} - \frac{\frac{\gamma_2}{\gamma_1} (I_{T1} - I_{T2})}{U_{\text{вх}}} R_2,$$

где  $I_{t1}$ ,  $I_{t2}$  — темповые токи фотодиодов соответствующих оптронов;  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  — коэффициенты передачи по току соответствующих оптронов.

При  $I_{t1} = I_{t2}$ ,  $\gamma_1 = \gamma_2$  получим  $K = R_2/R_1$ .

В схеме рис. 2.7, б используется дифференциальный оптрон, работающий в фотоидном режиме. Работа данной схемы аналогична предыдущей схеме с той лишь раз-

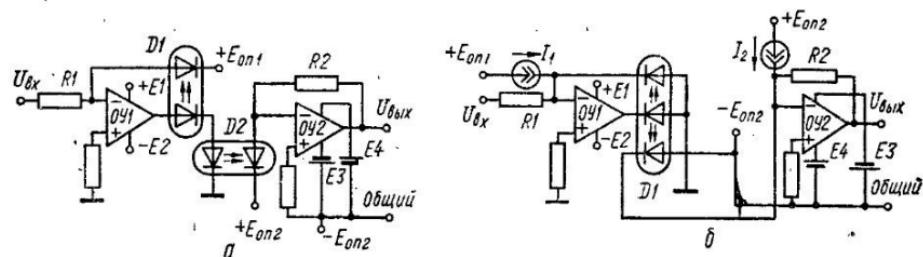


Рис. 2.7. Схемы усилителей с оптронной гальванической развязкой цепей

ницеи, что смещение характеристик светодиода здесь осуществляется с помощью источников тока  $I_1$ ,  $I_2$ , что повышает термостабильность усилителя.

В некоторых случаях целесообразно разделение осуществить по цепям питания. На рис. 2.8, а показана схема неинвертирующего усилителя на одном ОУ, коэффициент передачи которого может быть меньше единицы, что невозможно в классической схеме,

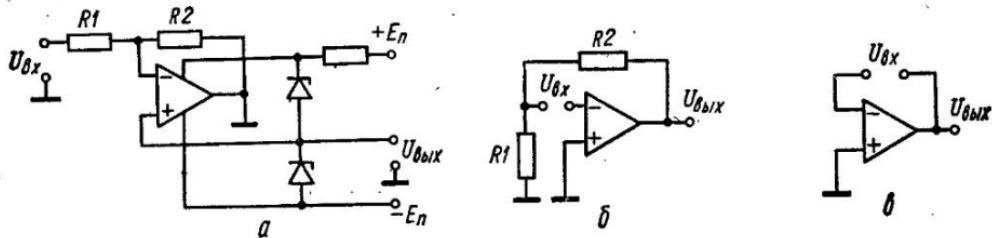


Рис. 2.8. Схемы усилителей с «взвешенными» источниками питания (а) и входного сигнала (б, в)

где источники питания имеют общую точку с входной и выходной цепями. Для данной схемы коэффициент передачи можно записать в следующем виде:

$$K = R_2/(R_1 + R_2).$$

Входное сопротивление данного усилителя  $R_{bx} = R_1 + R_2$ .

Схема неинвертирующего усилителя, где используется развязка входных цепей, показана на рис. 2.8, б.

Коэффициент передачи в данном случае  $K = 1 + R_2/R_1$ , а входное сопротивление определяется значением коэффициента ООС, равного  $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$ :

$$R_{bx} = R_{bx/OY} (1 + K_y \beta),$$

где  $R_{bx/OY}$ ,  $K_y$  — параметры ОУ.

Основным достоинством данного усилителя является отсутствие синфазных сигналов на входах ОУ, что важно, например, при использовании МДМ-усилителей.

Схему повторителя напряжения, показанную на рис. 2.8, в, можно использовать в том случае, если источник сигнала не может иметь общей точки с источниками питания ОУ.

## 5. УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Типовая схема усилителя переменного напряжения, для которого при  $x_{c1} \ll R_3$ ,  $x_{c2} \ll R_4$  ( $x_{c1}$ ,  $x_{c2}$  — сопротивление конденсаторов  $C_1$ ,  $C_2$  на минимальной рабочей частоте), показана на рис. 2.9. Передаточная функция имеет следующий вид:

$$U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}},$$

где

$$K = 1 + R_2/R_1.$$

Входное сопротивление данного усилителя в основном определяется сопротивлением резистора  $R_3$ .

В усилителях переменного напряжения ООС по постоянному току, как правило, выполняется 100 %-ной. Так, в схеме рис. 2.9, б коэффициент передачи по постоянному току равен единице, а по переменному —  $K = 1 + R_2/R_1$ . Входное сопротивление в данном усилителе значительно больше, чем в схеме рис. 2.9, а, так как здесь осуществляется компенсация входного тока:  $R_{\text{вх}} \approx R_3 K_y / K$ . При  $R_2 = 0$  схема рис. 2.9, б преобразуется в повторитель напряжения с высоким входным сопротивлением (рис. 2.9, в).

В усилителях переменного напряжения целесообразно использовать только один источник питания положительной или отрицательной полярности. Однако при этом на входе ОУ необходимо включать цепь для формирования напряжения смещения, с помощью которой на выходе ОУ устанавливается напряжение, равное половине напряжения питания. Так, в схеме рис. 2.10, а напряжение смещения формируется делителем напря-

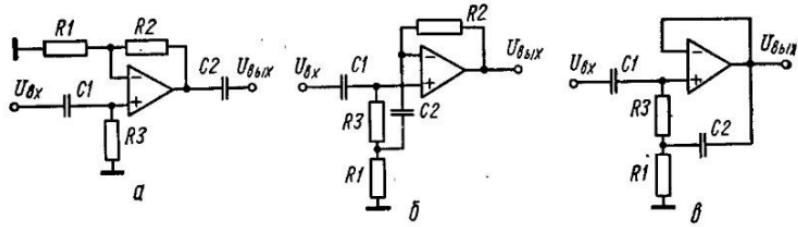


Рис. 2.9. Схемы усилителей переменного напряжения

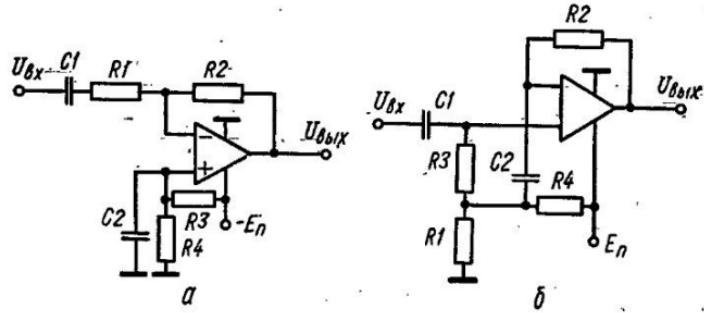


Рис. 2.10. Схемы усилителей переменного напряжения с одним источником питания

жения  $R_3, R_4$ , при этом  $R_3 = R_4$ . Коэффициент передачи для данной схемы при  $x_{\text{cl}} \ll R_1, K = R_2/R_1$ . Конденсатор  $C_2$  предназначен для подавления пульсаций. В схеме рис. 2.10, б напряжение смещения формируется делителем  $R_1, R_4$ . Для данной схемы при  $x_{\text{cl}} \ll R_3, x_{\text{c2}} \ll R_1|R_4, K = 1 + R_2/(R_1|R_4)$ .

В рассмотренных схемах используется емкостная связь между входными цепями. Очевидно, что при подключении входного сигнала разделительный конденсатор  $C_1$  будет заряжаться с постоянной времени  $\tau = R_1 C_1$  (рис. 2.10, а), что обуславливает большое время установления номинального режима работы ОУ.

Для усиления инфразвуковых частот можно использовать схемы усилителей, в которых постоянная составляющая вычитается с помощью пикового детектора и дифференциального усилителя. На рис. 2.11, а показана схема усилителя инфразвуковых частот, в которую входит пиковый детектор на ОУ1, ОУ2, усилитель-сумматор на ОУ3 и экстремуматор Эк. Амплитудное значение входного сигнала положительной полярности запоминается на конденсаторе  $C_1$ . При этом выходное напряжение пикового детектора (выход ОУ2) будет иметь отрицательную полярность. Поскольку амплитудное значение входного сигнала представляет собой сумму переменной и постоянной составляющих, то при суммировании входного текущего сигнала и запомнившегося амплитудного значения (с инвертированной полярностью) на выходе усилителя будет сформировано перемножение

составляющая сигнала (рис. 2.11, а). Для отслеживания изменения уровня максимального значения входного сигнала конденсатор  $C1$  кратковременно закорачивается с помощью транзистора  $V1$  в моменты изменения знака производной входного сигнала. Формирование импульсов, управляющих транзистором  $V1$ , осуществляется экстрематором  $\mathcal{E}k$ .

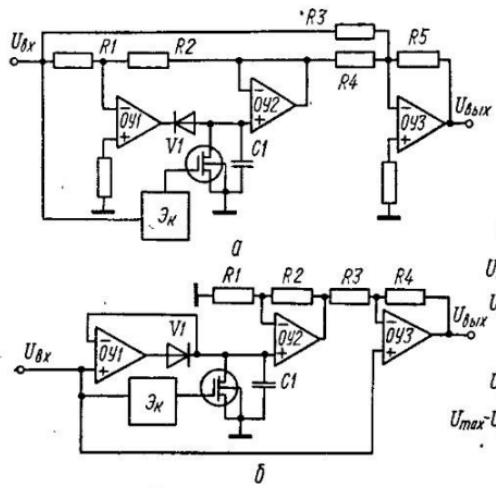
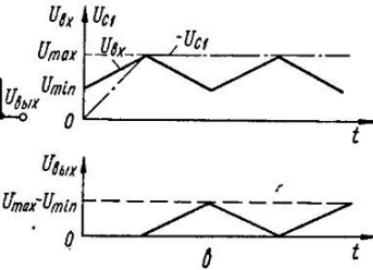


Рис. 2.11. Схемы усилителей сигналов инфразвуковых частот (а, б) и осциллографмы работы усилителя (в)



Передаточная функция усилителя при выполнении условия  $R_1R_4 = R_2R_3$  имеет следующий вид:

$$U_{\text{вых}} = K (U_{\text{вх}}^{\max} - U_{\text{вх}}),$$

где  $K = R_5/R_3$ .

Переменные составляющие входного и выходного сигналов в данном усилителе находятся в противофазе. Входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} \geq R_3 \| R_1.$$

В схеме усилителя инфразвуковых частотных сигналов (рис. 2.11, б), имеющего высокое входное сопротивление, используют пиковый детектор на  $OY1$ , дифференциальный усилитель на  $OY2$ ,  $OY3$  и экстрематор  $\mathcal{E}k$ .

Функция передачи усилителя при условии  $R_2R_4 = R_1R_3$  имеет следующий вид

$$U_{\text{вых}} = (1 + R_4/R_3) (U_{\text{вх}}^{\max} - U_{\text{вх}}).$$

Входное сопротивление усилителя определяется входными сопротивлениями  $OY1$  и  $OY3$ .

## 6. УСИЛИТЕЛИ С РЕГУЛИРУЕМЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ПЕРЕДАЧИ

**Схемы усилителей с полевыми транзисторами в качестве регулирующих элементов.** Использование полевых транзисторов в качестве переменных сопротивлений позволяет получить высокое быстродействие усилителей (по управляющему входу). Уровень нелинейных искажений в таких усилителях определяется не только уровнем переменной составляющей на полевом транзисторе, но и уровнем управляющего напряжения, так как зона триодного режима работы транзистора с изменением управляющего напряжения изменяется в больших пределах.

Канал полевого транзистора при малых напряжениях сток — исток эквивалентен линейному переменному сопротивлению, которое зависит от напряжения затвор — исток [12, 18]. Из различных типов полевых транзисторов в качестве управляемого линейного сопротивления наиболее широко используют транзисторы с управляющим  $p-n$ -переходом (ПТУП), так как их выходные характеристики на начальном участке имеют достаточно высокую симметрию относительно тока стока, т. е.  $I_c(U_{\text{си}}) = -I_c(U_{\text{си}})$ .

На выходных характеристиках полевого транзистора, приведенных на рис. 2.12, а штриховой линией, проведенной через границу насыщения  $U_{\text{си}} = U_{\text{си}0} - U_{\text{зи}}$ , выделены два участка: участок триодного режима, где ПТУП можно рассматривать как управляемое сопротивление, и участок насыщенного режима, где ПТУП представляет собой источник тока (при  $U_{\text{зи}} = \text{const}$ ). Аналитически оба режима можно выразить следующим образом [18]:

$$I_{\text{с.нас}} = I_{\text{с0}} (1 - U_{\text{зи}}/U_{\text{си}0})^2, \quad (2.19)$$

где  $U_{\text{зи}}$  — напряжение затвор — исток;  $I_{\text{с0}}$  — начальный ток стока при  $U_{\text{зи}} = 0$ ;  $U_{\text{си}0}$  — напряжение насыщения при  $U_{\text{зи}} = 0$ .

Из выражения (2.19) следует, что ток стока в области насыщения квадратично зависит от управляющего напряжения затвор — исток (рис. 2.12, б). Это обстоятельство широко используется при построении различных квадратирующих устройств.

В области триодного режима при малых напряжениях затвор — исток выходная характеристика достаточно хорошо аппроксимируется отрезком синусоиды:

$$I_{\text{с}} = I_{\text{с.нас}} \sin \left( \pi \frac{U_{\text{си}}}{2U_{\text{си.нас}}} \right), \quad (2.20)$$

где  $I_{\text{с.нас}}$  — ток насыщения при данном напряжении затвор — исток;  $U_{\text{си.нас}} = U_{\text{си}0} - U_{\text{зи}}$  — напряжение насыщения, соответствующее  $I_{\text{с.нас}}$ .

Зависимость (2.20) часто используется при построении устройств формирования синусоидального сигнала. Из этой зависимости следует, что зона триодного режима зависит от уровня напряжения затвор — исток, что необходимо учитывать при выборе допустимого значения переменившегося напряжения на регулирующем элементе.

Сопротивление канала ПТУП в насыщении режиме есть величина, обратная крутизне выходной характеристики  $I_{\text{с}} (U_{\text{си}})$ , т. е.

$$R_{\text{си}} = \partial U_{\text{си}} / \partial I_{\text{с}}.$$

При использовании ПТУП в усилителях в качестве регулирующего элемента можно рекомендовать  $U_{\text{си}} < 100-200$  мВ, при этом характеристику управления можно аппроксимировать следующей функцией:

$$R_{\text{си}} = R_{\text{си}0} / (1 - U_{\text{зи}}/U_{\text{отс}}), \quad (2.21)$$

где  $R_{\text{си}0} = 1/S_0$  — сопротивление канала при  $U_{\text{зи}} = 0$  и  $U_{\text{си}} = 0$ ;  $U_{\text{отс}}$  — напряжение отсечки;  $S_0$  — крутизна выходной характеристики при  $U_{\text{зи}} = 0$ .

Смещая в прямом направлении  $p-n$ -переход, сопротивление канала транзистора можно уменьшить до величины

$$R_{\text{си}}^{\min} = R_{\text{си}0} U_{\text{отс}} / (U_{\text{отс}} + \Phi_k),$$

где  $\Phi_k$  — контактная разность потенциалов  $p-n$ -перехода.

Температурная зависимость сопротивления канала транзистора определяется температурным коэффициентом  $U_{\text{отс}}$  и температурным коэффициентом проводимости канала, имеющим противоположные знаки. Однако температурная компенсация достигается только при больших значениях  $R_{\text{си}}$ . Температурный коэффициент  $U_{\text{отс}}$  определяется температурным дрейфом  $p-n$ -перехода, равным 2—2,2 мВ/°C. Сопротивление канала транзистора при сравнительно низких  $R_{\text{си}}$  растет приблизительно на 0,5—0,7 %/°C. Сопротивление запертого канала определяется током утечки, который с повышением температуры удваивается на каждые 10 °C. При высоких температурах существенное влияние оказывает ток утечки переходов затвор — сток, затвор — исток.



Рис. 2.12. Выходная (а) и входная (б) характеристики полевого транзистора с управляющим  $p-n$ -переходом

## 2.1. Параметры полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом

Тип транзистора	$I_c$ , мА	$S$ , мА/В	$U_{otc}$ , В	Примечание
504НТ1А	0,1—0,7	$\geq 0,3$	$\leq 4,5$	Пара в одном корпусе
504НТ1Б	0,4—1,5	$\geq 0,5$		$\Delta U_{zi} \leq 30$ мВ
504НТ1В	1—2	$\geq 0,8$		$\Delta U_{zi}/\Delta t \leq 50$ мкВ/°C
504НТ3А	1,5—7,5	$\geq 1,5$	$\leq 4,5$	
504НТ3Б	5—15	$\geq 3$		
504НТ3В	10—20	$\geq 5$		
2П103А	0,55—1,2	0,7—2,1	0,5—2,2	Согласованные пары:
2П103Б	1—2,1	0,8—2,6	0,8—3	$\Delta U_{zi} \leq 10$ %
2П103В	1,7—3,8	1,4—3,5	1,4—4	$\Delta S \leq 10$ %
2П103Г	3—6,6	1,8—3,8	2—6	$\Delta I_c \leq 10$ %
2П103Д	5,4—12	2—4,4	2,8—7	
2П302А	3—24	$\geq 5$	$\leq 5$	
2П302Б	18—43	$\geq 7$	$\leq 7$	
2П302В	$\geq 33$	—	$\leq 10$	$U_{ci} \max = 20$ В
2П303Б	0,5—2,5	1—4	0,5—3	
2П303В	1,5—5	2—5	1,0—4	
2П303Г	3—13	3—7	$\leq 8$	
2П303Д	3—9	$\geq 2,6$	$\leq 8$	
2П303Е	5—20	$\geq 4$	$\leq 8$	
2П303Ж	0,3—3	1—4	0,3—3	
2П303И	1,5—5	2—6	0,5—2	$U_{ci} \max = 25$ В

Параметры некоторых современных ПТУП, необходимые для расчета, приведены в табл. 2.1.

Если в паспорте на транзистор дана крутизна  $S_1$  при  $U_{zi} = U_{z1}$ , то для расчета  $R_{ch0}$  можно привести эту крутизну к  $S_0$  следующим образом:

$$S_0 = S_1 / (1 - \sqrt{U_{z1}/U_{otc}}).$$

В качестве регулирующего элемента можно также использовать МОП-транзисторы. В области триодного режима характеристики МОП-транзистора описываются уравнением [13, 17]

$$I_c = \beta_n U_{ci} (U_{zi} - U_{otc} - 0,5 U_{ch}),$$

где  $\beta_n$  — коэффициент пропорциональности, определяемый конструкцией транзистора.

Из данного выражения следует, что функция  $I_c = f(U_{ci})$  нелинейна и, чтобы ее линеаризировать, необходимо выполнить соотношение  $U_{zi} = 0,5 U_{ci}$ . Это условие выполняется в схеме, показанной на рис. 2.13. Если внутренние сопротивления источников напряжения  $U_{ci}$  и  $U_{upr}$  равны нулю и  $R_1 = R_2$ , то  $U_{zi} = 0,5 (U_{upr} + U_{ci})$ . Следо-

вательно, канал транзистора в этом случае имеет проводимость  $\sigma_{ci} = 1/R_{ci} = I_c/U_{ci} = \beta_n (0,5 U_{upr} - U_{otc})$ . Начальное значение проводимости канала  $\sigma_{ci0} = \beta_n U_{otc}$  можно скомпенсировать подачей на затвор напряжения смещения, равного напряжению отсечки  $U_{otc}$ . Для симметрирования функции управления  $\sigma_{ci} = f(U_{upr})$  при заданном  $U_{ci}$  на подложку транзистора через высокоомный делитель напряжения подается половина напряжения сток — исток,

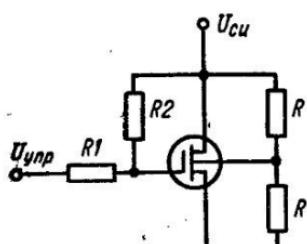


Рис. 2.13. Схема линеаризованного МОП-транзистора

## Температурный коэффициент проводимости канала

$$\alpha_{T^{\circ}} = \frac{1}{\sigma_{ci}} \partial \sigma_{ci} / \partial T^{\circ} = \frac{\partial U_{otc}}{\partial T^{\circ}} \frac{1}{U_{otc} - 0,5 U_{upr}},$$

где  $\partial U_{otc} / \partial T^{\circ} \approx (2 - 3) 10^{-3}$  В/К.

Схемы включения полевых транзисторов в качестве регулирующих элементов показаны на рис. 2.14.

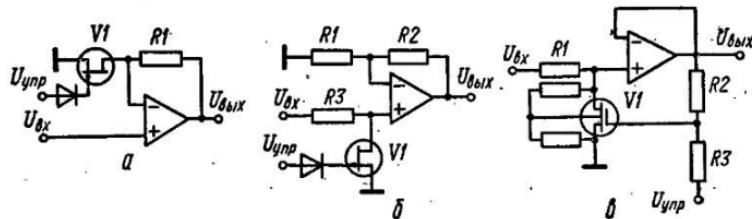


Рис. 2.14. Схемы усилителей напряжений с полевыми транзисторами в качестве регулирующих элементов

Для схемы рис. 2.14, *a* можно записать

$$K = 1 + (1 - U_{upr}/U_{otc}) R_1/R_{ci0}, \quad (2.22)$$

где  $U_{upr}$  — управляющее напряжение.

Из выражения (2.22) следует, что характеристика управления данного усилителя линейная (с точностью аппроксимации характеристики ПТУП функцией (2.21)).

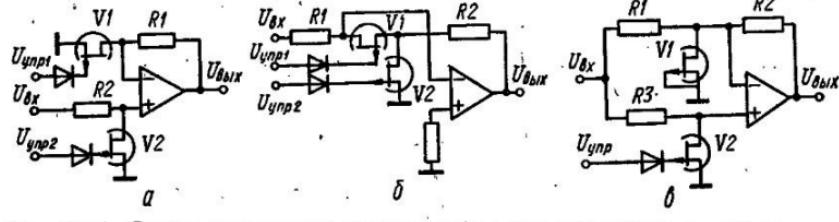


Рис. 2.15. Схемы усилителей напряжений с согласованной парой полевых транзисторов в качестве регулирующих элементов

Для схемы рис. 2.14, *b* имеем

$$K = (1 + R_2/R_1) R_{V1}/(R_3 + R_T),$$

где  $R_{V1} = \frac{R_{ci0}}{1 - U_{upr}/U_{otc}}$  — сопротивление канала транзистора  $V1$ .

В обеих схемах уровень переменного напряжения (амплитудное значение) ограничивается допустимым уровнем нелинейных искажений. Для однополярных переменных напряжений предельное значение амплитуды сигнала на транзисторе ограничено неравенством  $U_{ci} < U_{otc} - U_{upr}$ . Очевидно, что ПТУП необходимо выбирать с большим напряжением  $U_{otc}$ .

На рис. 2.14, *v* показана схема управляемого активного делителя напряжения [1], где в качестве регулирующего элемента используется МОП-транзистор с линеаризированной характеристикой. Отличительной особенностью данной схемы является наличие полной развязки между управляющим и выходным напряжением. Эта развязка осуществляется с помощью повторителя напряжения, построенного на ОУ.

Значительно лучшие результаты в части уменьшения нелинейных искажений и температурной стабильности можно получить при использовании согласованных пар полевых транзисторов. Схема усилителя, где используется согласованная пара транзисторов, показана на рис. 2.15, *a*. В данной схеме управление коэффициентом передачи можно

осуществлять по двум входам. Коэффициент передачи усилителя

$$K = \frac{R_{V2}}{R_3 + R_{V2}} (1 + R_1/R_{V1}),$$

где  $R_{V1}$ ,  $R_{V2}$  — сопротивления каналов соответствующих транзисторов.

Поскольку коэффициенты влияния сопротивлений  $R_{V1}$ ,  $R_{V2}$  на коэффициент передачи усилителя противоположны по знаку, то в данной схеме возможна компенсация температурного дрейфа и нелинейных искажений, вызванных транзисторами  $V1$ ,  $V2$ . Оптимальная компенсация достигается при  $K = 1$ ,  $R_1 = R_2$ ,  $U_{\text{упр}1} = U_{\text{упр}2}$ .

Для схемы рис. 2.15, б можно записать следующее выражение:

$$K = -R_9/R_1, \quad (2.23)$$

где  $R_9 = R_{V1} + R_2 + R_{V1}R_2/R_{V2}$ .

Из выражения (2.23) следует, что характеристика управления линейна по управляемому входу 2 (при  $U_{\text{упр}1} = \text{const}$ ) и нелинейна (обратно пропорциональное регулирование) по управляемому входу 1 (при  $U_{\text{упр}1} = U_{\text{упр}2}$ ).

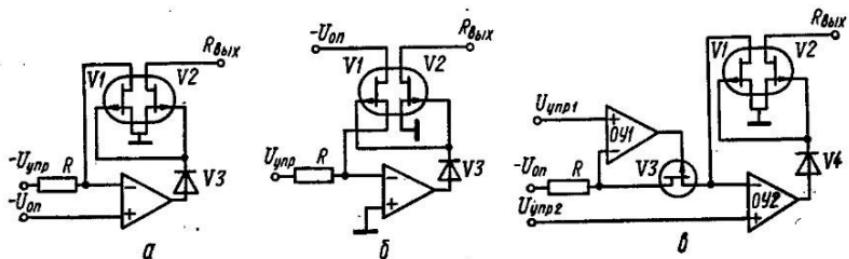


Рис. 2.16. Схемы управляемых сопротивлений, построенных на основе согласованной пары полевых транзисторов

Оптимальная компенсация температурного дрейфа и нелинейных искажений в данном случае достигается при выполнении условия

$$R_{V1} = R_{V2} (1 + n),$$

где  $n = R_{V2}/R_2$ .

Учитывая, что обычно  $n \ll 1$ , можно принять  $R_{V1} = R_{V2}$ . В этом случае при одновременном управлении по входам 1 и 2 осуществляется диапазонная компенсация нелинейных искажений.

Для получения зиакопеременного коэффициента передачи в зависимости от уровня управляющего сигнала можно использовать балансные схемы, в которых при переходе через точку, где  $K = 0$ , фаза выходного напряжения изменяется дискретно на  $180^\circ$ . Вариант такого усилителя с термокомпенсацией при использовании согласованной пары ПТУП показан на рис. 2.16, в. Коэффициент передачи в данном случае

$$K = \frac{R_{V2}}{R_3 + R_{V2}} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_{V1}} \right) - \frac{R_2}{R_1}.$$

Отсюда следует, что коэффициент передачи усилителя равен нулю при условии  $R_2R_3 = R_1R_{V2} + R_1R_2R_{V1}/R_{V2}$ .

Оптимальное условие для компенсации нелинейных искажений и температурного дрейфа, в данной схеме:  $K = 1$ ,  $R_{V1} = R_{V2}$ ,  $R_3 = R_1 \parallel R_2$ .

Для усилителей, где требуется повышенная точность и стабильность характеристик управления, можно использовать согласованные пары ПТУП с принудительным точным заданием сопротивления канала одного из ПТУП (рис. 2.16) [11].

В схеме рис. 2.16, а сопротивление канала  $V1$

$$R_{V1} = R_{V2} = R/(1 - U_{\text{упр}}/U_{\text{он}}),$$

т. е. параметры транзистора  $V1$  не оказывают влияния на  $R_{V1}$ . Следовательно, транзистор  $V2$  также будет иметь стабильное сопротивление канала как идентичный с  $V1$  и управляемый тем же напряжением.

Для схемы рис. 2.16, б можно записать

$$R_{V1} = R_{V2} = RU_{\text{оп}}/U_{\text{упр}}.$$

Данная характеристика управления представляет собой гиперболическую зависимость сопротивления канала от управляющего напряжения. Для получения линейной зависимости резистор необходимо заменить источником тока, управляемым входным напряжением.

На рис. 2.16, в показана схема управляемого сопротивления, где используется источник тока, построенный на элементах ОУ1, R, V3. Для данной схемы можно записать

$$R_{V1} = R_{V2} = RU_{\text{упр2}}/(U_{\text{оп}} - U_{\text{упр1}}).$$

Отсюда видно, что характеристика управления линейна по входу 2 и обратно пропорциональна по входу 1.

В рассмотренных схемах управляемого сопротивления максимальное значение коэффициента перекрытия ( $K_{RV} = R_V^{\max}/R_V^{\min}$ ) определяется в основном качеством ОУ и для большинства современных ОУ не превышает 200–500.

Для усилителей, в которых не допускается заземления управляемого сопротивления, можно использовать схему управления полевым транзистором, показанную на рис. 2.17. В данной схеме управляющее напряжение затвор — исток не зависит от потенциала истока:  $U_{\text{зи}} = I_y R$ , где  $I_y$  задается управляемым источником тока. Повторитель напря-

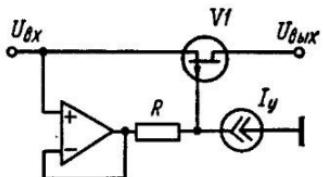


Рис. 2.17. Схема управляемого сопротивления, построенная на основе «взвешенного» полевого транзистора

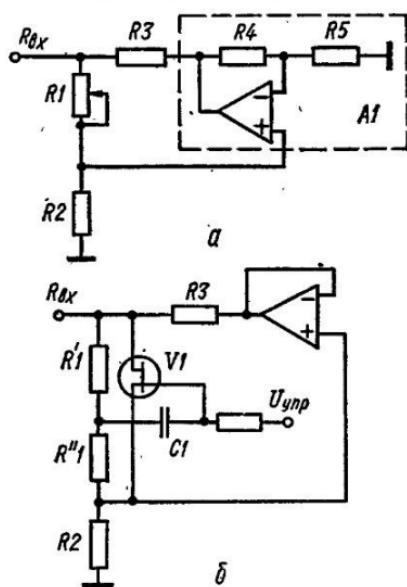


Рис. 2.18. Схемы управляемого электронного сопротивления

Отсюда следует, что сопротивление  $R_{\text{вх}}$  максимально при минимальном сопротивлении канала полевого транзистора. Резисторы  $R_1'$ ,  $R_1''$  и конденсатор  $C_1$  образуют цепь ООС для транзистора  $V1$ .

Схемы усилителей с резисторными оптроками в качестве регулирующих элементов. Наиболее перспективными элементами для усилителей с регулируемым коэффициентом усиления являются резисторные оптроки, имеющие линейную выходную характеристику в широком диапазоне изменения напряжения и гальваническую развязку цепей управления. Одним из первых резисторных оптроков, серийно выпускаемых отечественной промышленностью, является оптрон АОР104, состоящий из фосфоридогаллиевого светоизлучающего диода и фотодиода из сернистого и селенистого кадмия. Выходные характеристики

напряжения на ОУ включен для развязки входной цепи от цепи управления, что исключает влияние тока  $I_y$  на ток канала  $V1$ .

Другой вариант управляемого сопротивления показан на рис. 2.18 [15]. Рассмотрим упрощенную схему, показанную на рис. 2.18, а. В данной схеме вместо полевого транзистора включено переменное сопротивление  $R1$ . Запишем следующие очевидные равенства

$$I_{R3} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых ОУ}})/R_3;$$

$$U_{\text{вых ОУ}} = R_2 U_{\text{вх}} K / (R_1 + R_2); \quad K = 1 + R_4/R_5,$$

где  $K$  — коэффициент передачи усилителя  $A1$ .

Если обеспечить  $R_3 \ll (R_1 + R_2)$ , то при  $I_{\text{вх}} \approx I_{R3}$  величина входного сопротивления

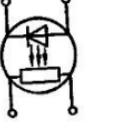
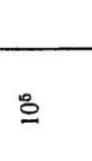
$$R_{\text{вх}} = R_3 \frac{1}{1 - KR_2/(R_1 + R_2)}.$$

Отсюда следует, что входное сопротивление данного устройства зависит от коэффициента передачи усилителя  $A1$  и величины переменного сопротивления  $R1$ . Если вместо  $R1$  включить полевой транзистор, то (рис. 2.18, б):

$$R_{\text{вх}} = R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_V \parallel R_1}\right),$$

где  $R_V$  — сопротивление канала транзистора  $V1$ .

## 2.2. Оптроны резисторные

Тип	$I_{\text{вх}} \text{ мА}$	$P_{\text{вых пах}} \text{ мВт}$	$I_{\text{вых пах}} \text{ мА}$	$R_{\text{св}}, \text{ Ом}$	$t_{\text{вкл}}^*, \text{ мС}$	$R_{\text{для вкл}}, \text{ Ом}$	$t_{\text{выкл}}^*, \text{ мС}$	$R_{\text{для выкл}}, \text{ Ом}$	$t_{\text{выкл по уровню}}, \text{ мС}$	Электрическая схема
AOP104A	11	25	0,3	$\leq 10^6$	$\geq 25 \cdot 10^7$	$\leq 10$	$22 \cdot 10^7$	$\leq 200$		
AOP104Б			0,7	$\leq 5 \cdot 10^4$					$\leq 100$	
OЭП-3	15	40	3,5	$\leq 1,2 \cdot 10^3$	$\geq 3 \cdot 10^8$	$\leq 150$	$4 \cdot 10^6$	$\leq 100$		
OЭП-6	10	10	0,2	$\geq 2 \cdot 10^3$	$\geq 10^6$	$\leq 120$	$2 \cdot 10^6$			
OЭП-7								$10^6$		
OЭП-16					$\leq 10^3$	$\geq 10^7$		$\leq 0,5$		
					5					
								10		

этого оптрана можно аппроксимировать следующими функциями [9]:

$$I_{\text{вх}} = 1,94 (e^{0,3 U_{\text{вх}}} - 1);$$

$$R_{\Phi} = 19,8 \ln (I_{\text{вх}} + 3,67). \quad (2.24)$$

Температурная стабильность оптрана AOP104 весьма низкая. Так, при изменении температуры от  $-50$  до  $65^\circ\text{C}$  световое сопротивление возрастает в 4–5 раз.

Широкие возможности открываются спаренные оптраны типа ОЭП-6, ОЭП-7, ОЭП-16, параметры которых приведены в табл. 2.2.

Сопротивление электрической развязки входных и выходных цепей в современных оптранах достигает  $10^{10}$  Ом при электрической прочности до 500 В.

Основным преимуществом резисторных оптранов перед полевыми транзисторами, используемыми в усилителях в качестве регулирующих элементов, является высокая линейность выходных характеристик и практически идеальная развязка цепей управления. Однако по температурной стабильности и по быстродействию оптраны уступают полевым транзисторам. Рассмотрим типовые схемы усилителей с автоматической регулировкой усиления (АРУ) [10, 14].

Типовая схема устройства, где резисторный оптран используется в качестве переменного сопротивления, показана на рис. 2.19. Данное устройство, представляющее собой делитель переменного напряжения, имеет коэффициент передачи

$$K = R_2 / (R_2 + R_{\Phi}),$$

где  $R_{\Phi}$  — фотосопротивление оптрана  $D1$ .

Поскольку постоянное напряжение на резисторе  $R_2$  с помощью ООС через ОУ всегда устанавливается равным управляющему напряжению  $U_{\text{упр}}$ , то

$$R_{\Phi} = R_2 E / U_{\text{упр}} - R_1 + R_2.$$

В диапазоне частот, где выходной емкостью оптрана можно пренебречь, сопротивление  $R_\phi$  для переменной составляющей напряжения также определяется данным выражением, так как переменная составляющая напряжения фильтруется фильтром  $R4, C1$ , вследствие чего цепь ООС замкнута только по постоянному напряжению. Очевидно, что данная схема может использоваться в том случае, если сопротивление нагрузки есть величина постоянная.

На рис. 2.20, а показана схема усилителя, для которого

$$K = 1 + R_\phi/R_1,$$

где  $R_\phi = U_{\text{управ}} R_1/E$ .

Принцип действия данного усилителя легко уяснить, если рассматривать ОУ2 как устройство сравнения управляющего напряжения с постоянной составляющей напряжения на выходе ОУ1, выделяемой фильтром  $R4, C3$ . Если к точности коэффициента передачи не предъявляется жестких требований, то данную схему можно упростить.

На рис. 2.20, б показана упрощенная схема усилителя, в которой вместо ОУ в цепи ООС включен детектор выходного напряжения. Выходное напряжение детектируется светодиодом оптрана  $D1$ . При этом в результате большой инерционности фотосопротивление оптрана определяется средним значением светового потока. Для устранения заряда конденсатора постоянной составляющей тока светодиода параллельно и встречно ему включен диод  $V1$ . Коэффициент передачи данной схемы

$$K = 1 + R_\phi/R_1,$$

где  $R_\phi = 19,8 \ln(I_{\text{вх}} + 3,67)$ ;  $I_{\text{вх}}$  — интегральное значение тока, протекающего через светодиод оптрана  $D1$ . Автоматическая регулировка коэффициента передачи усилителя в данном случае осуществляется за счет эффекта усиления оптрана, имеющего большую

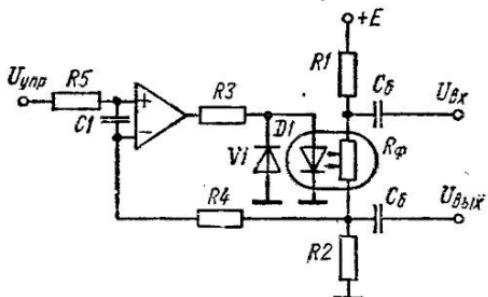


Рис. 2.19. Схема управляемого делителя переменного напряжения

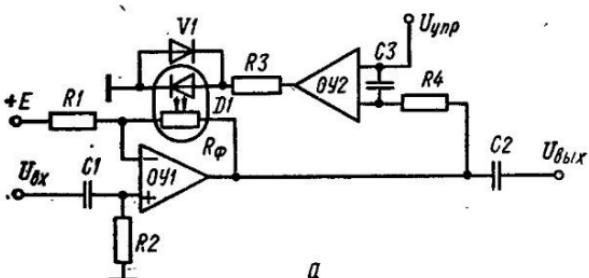


Рис. 2.20. Схемы усилителя переменного напряжения с АРУ

крутизну характеристики  $R_\phi$  ( $I_{\text{вх}}$ ) в рабочем диапазоне входных токов. Схема пригодна для сигналов, период которых во много раз меньше постоянной времени оптрана.

Для получения высокой стабильности коэффициента передачи используются точные управляемые преобразователи переменного напряжения, включаемые в цепи ООС усилителя [8]. В качестве таких преобразователей можно использовать преобразователи среднего или эффективного значения напряжения. Схема усилителя с знакопеременным коэффициентом передачи показана на рис. 2.21. Коэффициент передачи данного усилителя

$$K = \frac{R_3}{R_3 + R_\phi} (1 + R_2/R_1) - \frac{R_2}{R_1},$$

где  $R_\phi = 19,8 \ln(I_{\text{вх}} + 3,67)$ ;  $I_{\text{вх}} \approx (U_{\text{ПН}} - U_{\text{управ}}) K_{\text{ОУ2}}/R_4$ ;  $U_{\text{ПН}}$  — выходное напряжение преобразователя ПН;  $K_{\text{ОУ2}}$  — коэффициент передачи дифференциального

усилителя ОУ2. Точность коэффициента передачи практически полностью определяется точностью ППН.

### Усилители с дискретно регулируемым коэффициентом передачи.

В качестве регулирующего элемента в усилителях с дискретно регулируемым коэффициентом передачи можно использовать резистивные матрицы, управляемые кодом. Резистивная матрица может включаться как на входе, так и в цепи ООС усилителя.

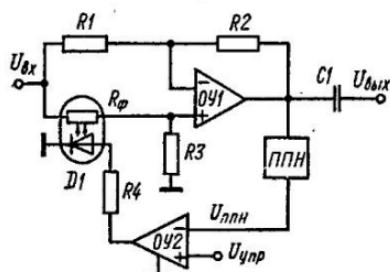


Рис. 2.21. Схема управляемого усилителя переменного напряжения с знакопеременным коэффициентом передачи

Схемы усилителей с матрицами типа  $R = 2R$ , включенными на входе, рассматриваются в разделе «цифроаналоговые преобразователи». Рассмотрим усилители с матрицей типа  $R = 2R$ , включенной в цепь ООС.

На рис. 2.22 показаны две схемы усилителей с резистивными матрицами типа  $R = 2R$ , включенными в цепь ООС. Для схемы усилителя (рис. 2.22, а) можно записать следующие соотношения:

$$I_{bx} = I_{OOC}, \quad I_{bx} = U_{bx}/R_a;$$

$$I_{OOC} = \frac{U'_m}{2R} = \frac{U_{\text{вых}}}{3 \cdot 2R2^{m-1}} \sum_{i=1}^{i=m} a_i 2^{m-i}.$$

Из данных соотношений находим коэффициент передачи

$$K = 3RN_0/R_aN,$$

где  $N_0 = 2^m$ ;  $a_i$  — разрядные коэффициенты кода  $N$ ;  $N = \sum_{i=1}^{i=m} a_i 2^{m-i}$  — числовое значение текущего кода.

Если  $R_a = 3R$ , то

$$K = N_0/N.$$

Основными требованиями к ключам  $S1 - S_m$  в данной схеме является требование минимального сопротивления открытого канала транзистора (если используются транзисторные ключи) и коммутации сравнительно высоких напряжений ( $\pm 15$  В).

Для схемы усилителя (рис. 2.22, б) можно записать следующие соотношения:

$$I_{bx} = I_{OOC}, \quad I_{bx} = U_{bx}/R_a,$$

$$I_{OOC} = U_{\text{вых}}N/RN_0.$$

Из данных соотношений находим коэффициент передачи

$$K = RN_0/R_aN.$$

Если  $R_a = R$ , то  $K = N_0/N$ .

Здесь основным требованием к ключам  $S1 - S_m$  является требование коммутации сравнительно малых токов. Поэтому суммарный ток утечки по цепям управления ключами, поступающий в суммирующую точку усилителя, должен быть по крайней мере меньше  $0,5I_m$ , где  $I_m$  — ток  $m$ -го разряда.

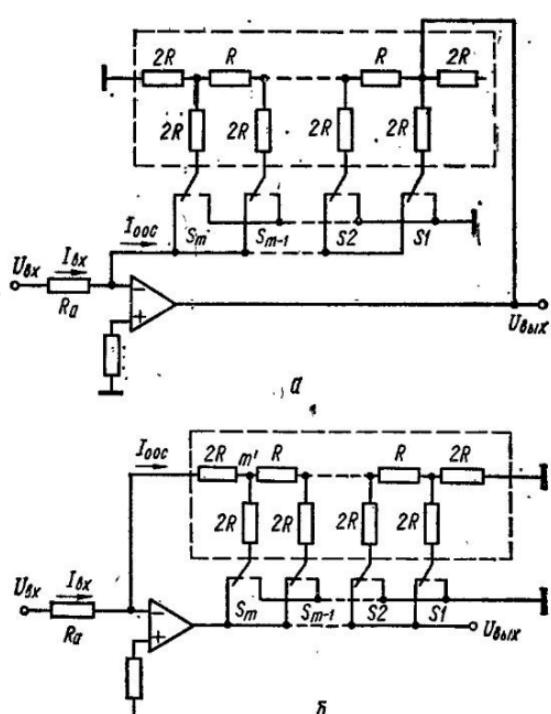
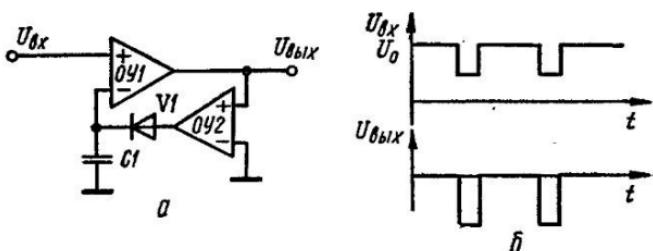


Рис. 2.22. Схемы усилителя с дискретно регулируемым коэффициентом передачи

## 7. УСИЛИТЕЛИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

В схеме усилителя смещения импульсов (рис. 2.23 [16]) при отсутствии входных импульсов напряжение смещения (постоянное напряжение на выходе источника сигнала) компенсируется с помощью пикового детектора, включенного в цепь ООС. При этом выходное напряжение усилителя равно нулю (точнее напряжению смещения  $OY2$ ). Вход-

Рис. 2.23. Схема усилителя смещения однополярных импульсов



ной импульс отрицательной полярности усиливается с помощью  $OY1$  (цепь ООС размыкается), при этом длительность выходного импульса будет равна длительности входного импульса, а амплитуда определяется напряжением ограничения или насыщения выходного напряжения  $OY1$ . Для положительной полярности входных импульсов необходимо изменить полярность включения диода  $V1$ . Таким образом данный усилитель усиливает только переменную составляющую входного сигнала определенной полярности.

Схема усилителя смещения двухполлярных импульсов показана на рис. 2.24 [2]. На выходе данного усилителя формируются импульсы определенной полярности с ампли-

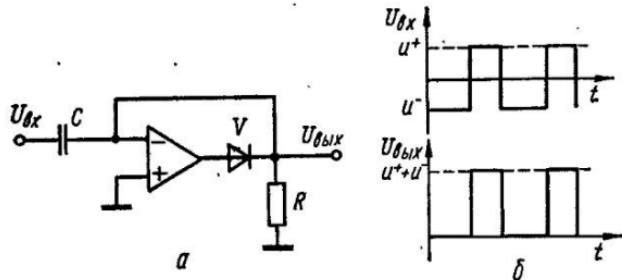


Рис. 2.24. Схема усилителя смещения двухполлярных импульсов

тудой, равной полному размаху входного разнополярного сигнала. При отрицательной полярности входного импульса конденсатор  $C$  заряжается с помощью  $OY$  до амплитудного значения ( $U_c = U_{bx}^+$ ). При положительной полярности входного импульса выходное напряжение будет представлять собой сумму напряжений на конденсаторе и входного

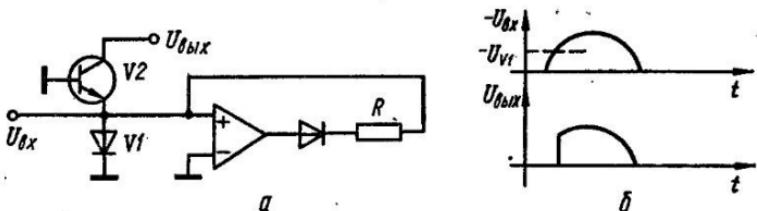


Рис. 2.25. Схема усилителя импульсов с переменной петлей гистерезиса

импульса, т. е.  $U_{byx} = U_{bx}^+ + U_{bx}^-$ . Для уменьшения выходного сопротивления усилителя на выходе целесообразно включить повторитель напряжения.

Схема усилителя импульсных сигналов с изменяемой петлей гистерезиса показана на рис. 2.25 [3]. В исходном состоянии диод  $V1$  удерживается в открытом состоянии с помощью ОУ, охваченного ПОС. Ток, протекающий через данный диод,  $I_{V1} \approx U_{byxOY}/R$ , где  $U_{byxOY}^+$  — напряжение насыщения ОУ. Транзистор  $V2$  в исходном состоянии заперт,

поскольку на его переходе эмиттер — база присутствует напряжение, равное  $U_{V1}$ , где  $U_{V1}$  — напряжение на диоде  $V1$ . Таким образом, порог срабатывания данного усилителя определяется напряжением  $U_{V1}$ . При поступлении входного импульса отрицательной полярности, амплитуда которого достаточна для запирания диода  $V1$  (входной ток должен превысить ток  $I_{V1}$ ), положительная обратная связь ОУ отключается, что приводит к скачкообразному изменению напряжения эмиттер — база транзистора  $V2$ . При этом транзистор  $V2$  открывается и передает на выход входной импульс. Поскольку в дальнейшем скачкообразное изменение напряжения на диоде  $V1$  происходит только при  $U_{\text{вх}} \approx 0$  и  $U_{V1} \approx 0$  (при включении ПОС ОУ), то задний фронт входного импульса полностью передается на выход (рис. 2.25, б). Порог включения усилителя, равный  $U_{V1}$ , после включения уменьшается до нуля. Данный усилитель может использоваться для усиления переменных сигналов любой формы.

## Глава 3

### ФИЛЬТРЫ И ФАЗОВЫЕ ЗВЕНЬЯ

#### 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ФИЛЬТРАХ

Под электрическим фильтром понимается устройство, пропускающее электрические колебания одних частот и задерживающее колебания других частот. Область частот пропускаемых колебаний, для которых модуль коэффициента передачи не изменяется, то есть, равен некоторой величине с заданной точностью, называется полосой пропускания. Область частот задерживаемых колебаний, для которых модуль коэффициента передачи не превосходит некоторого заданного значения, называется полосой задерживания. В зависимости от формы полос пропускания и задерживания различают следующие типы фильтров: фильтры нижних частот (ФНЧ); фильтры верхних частот (ФВЧ); полосо-пропускающие фильтры (ПФ); полосо-задерживающие (режекторные) фильтры (ПЗФ).

Коэффициент передачи фильтра в общем случае можно записать в виде [15]

$$K(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_m p^m}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_n p^n},$$

где  $b_0, b_1, \dots, b_m; a_0, a_1, \dots, a_n$  — вещественные числа;  $p$  — оператор Лапласа, для синусоидальных сигналов  $p = j\omega$ .

Порядок фильтра определяется наибольшей степенью оператора  $p$  в знаменателе. Если известны корни  $z_1, z_2, \dots, z_m$  числителя и корни  $p_1, p_2, \dots, p_n$  знаменателя, то коэффициент передачи можно записать в виде

$$K(p) = \frac{b_m}{a_n} \frac{(p - z_1)(p - z_2), \dots, (p - z_m)}{(p - p_1)(p - p_2), \dots, (p - p_n)}.$$

При  $p = z_i$  коэффициент передачи равен нулю, поэтому корни  $z_1, \dots, z_m$  называют нулями. При  $p = p_i$  коэффициент передачи равен бесконечности, поэтому корни  $p_1, \dots, p_n$  называют полюсами.

Коэффициент передачи фильтра полностью определяется значениями нулей и полюсов, а также постоянным сомножителем  $b_m/a_n$ .

**Фильтры первого порядка.** Коэффициент передачи фильтра первого порядка

$$K(p) = \frac{b_0 + b_1 p}{a_0 + a_1 p}, \quad (3.1)$$

где  $\text{sign } a_0 = \text{sign } a_1$ .

В соответствии с данным выражением коэффициенты передачи соответствующих фильтров можно записать в виде для ФНЧ при  $b_1 = 0$

для ФВЧ при  $b_0 = 0$

$$K(p) = b_0/(a_0 + a_1 p);$$

$$K(p) = b_1 p/(a_0 + a_1 p);$$

для идеального интегратора при  $a_0 = b_1 = 0$

$$K(p) = b_0/a_1 p;$$

для идеального дифференциатора при  $b_0 = a_1 = 0$

$$K(p) = b_1 p / a_0;$$

для фазового контура при  $b_0 = -a_0, b_1 = a_1$

$$K(p) = (a_1 p - a_0) / (a_1 p + a_0).$$

**Фильтры второго порядка.** Коэффициент передачи фильтра второго порядка

$$K(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2}, \quad (3.2)$$

где  $\text{sign } a_0 = \text{sign } a_1 = \text{sign } a_2$ .

Исходя из выражения (3.2), коэффициенты передачи соответствующих фильтров можно представить в виде:

для ФНЧ при  $b_1 = b_2 = 0$

$$K(p) = b_0 / (a_0 + a_1 p + a_2 p^2);$$

для ФВЧ при  $b_0 = b_1 = 0$

$$K(p) = b_2 p^2 / (a_0 + a_1 p + a_2 p^2);$$

для ПФ при  $b_0 = b_2 = 0$

$$K(p) = b_1 p / (a_0 + a_1 p + a_2 p^2);$$

для ПЗФ при  $b_1 = 0$

$$K(p) = (b_0 + b_2 p^2) / (a_0 + a_1 p + a_2 p^2);$$

для ФК при  $b_1 < 0$

$$K(p) = (b_0 - b_1 p + b_2 p^2) / (a_0 + a_1 p + a_2 p^2).$$

Фильтры второго порядка можно реализовать, соединяя соответствующим образом звенья первого и вулевого порядков. Способ такой реализации вытекает из формы представления коэффициента передачи (3.2) в виде элементарных функций интегрирования, дифференцирования, суммирования. Поскольку способов представления выражения (3.2) через элементарные функции может быть большое число, то и число возможных схемных решений фильтров второго порядка весьма велико. Если записать функцию передачи фильтра в виде

$$Y(p) = K(p) X(p),$$

где  $Y(p)$ ,  $X(p)$  — соответственно выходной и входной сигналы, то возможны следующие разложения [7, 12].

*Вариант 1*

$$\left. \begin{aligned} Y(p) &= C_0 X(p) + C_1 A_1(p) + C_2 A_2(p); \\ A_1(p) &= X(p) (a_2 p^2 + a_1 p + a_0)^{-1}; \\ A_2(p) &= \frac{1}{\sqrt{a_2 p}} [X(p) - a_0 A_1(p)], \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

где  $C_0 = \frac{b_2}{a_2}$ ;  $C_2 = \frac{b_1}{\sqrt{a_2}} - \frac{b_2}{a_2} \frac{a_1}{\sqrt{a_2}}$ ;  $C_1 = b_0 - \frac{b_2}{a_2} a_0 - \frac{a_1 b_1}{a_2} - \frac{b_2 a_1^2}{a_2^2}$ .

*Вариант 2*

$$\left. \begin{aligned} Y(p) &= \frac{b_2}{a_2} X(p) + A_1(p); \\ A_1(p) &= \frac{1}{p \sqrt{a_2}} A_2(p); \\ A_2(p) &= \frac{1}{\sqrt{a_2}} \left[ X(p) \left( b_1 + \frac{b_0}{p} \right) - Y(p) \left( a_1 + \frac{a_0}{p} \right) \right] \end{aligned} \right\}. \quad (3.4)$$

На практике фильтр можно характеризовать тремя параметрами [5]:

$\omega_0$  — характеристическая частота;  $K_0$  — модуль коэффициента передачи на частоте  $\omega$ , причем  $\omega \ll \omega_0$  для ФНЧ,  $\omega \gg \omega_0$  для ФВЧ,  $\omega = \omega_0$  для ПФ,  $\omega = \omega_0$  для ПЗФ;  $\xi$  — коэффициент затухания колебаний.

Полоса пропускания  $\Delta\omega$  (для ПФ и ПЗФ) и добротность  $Q$  связаны с коэффициентом затухания соотношением

$$\xi = \Delta\omega/\omega_0 = 1/Q.$$

Коэффициент затухания (в децибеллах) можно также выразить через модуль коэффициента передачи  $|K(p)|$  и коэффициент передачи  $K_0$  на нулевой частоте

$$h = 20 \lg \frac{K_0}{|K(p)|} = 10 \lg [1 + \delta^2 \Phi(p)],$$

где  $\Phi(p)$  — функция фильтрации;  $\delta$  — неравномерность АЧХ в области пропускания колебаний.

В зависимости от требований к АЧХ различают следующие оптимальные фильтры [6, 9]: фильтр Баттервортса, позволяющий получить максимально плоскую АЧХ в полосе пропускания при заданном порядке фильтра (передает импульсы с малыми «всплесками»); фильтр Чебышева, позволяющий получить максимально возможную крутизну АЧХ в переходной области при заданном порядке фильтра (передает импульсы с значительными «всплесками»); фильтр Бесселя, позволяющий получить максимально линейную фазовую характеристику при заданном порядке фильтра (передает импульсы без «всплесков»).

**Фильтр Баттервортса.** Функция фильтрации  $\Phi(p)$  в фильтрах Баттервортса аппроксимируется полиномом вида [6, 12]  $\Phi(\Omega) = \Omega^{2n}$ , где  $\Omega = \omega/\omega_1$ ,  $\omega_1$  — частота, на которой модуль коэффициента передачи имеет затухание, равное заданной величине  $h_{\max}$ .

Коэффициент передачи ФНЧ Баттервортса

$$K(p) = \frac{K_0 \frac{1}{\delta}}{\prod_{i=1}^n (p - p_i)},$$

где  $\delta = \sqrt{10^{0,1h_{\max}} - 1}$  — неравномерность АЧХ в полосе пропускания;

$$p = j \frac{\Omega}{\omega_1} = j\Omega \text{ (при } \delta = 1 \text{ — } h_{\max} = 3 \text{ dB);}$$

$p_i = \sqrt[n]{\delta} \left[ \cos \frac{\pi}{2} \left( 1 + \frac{2i-1}{n} \right) \right] \pm j \sin \frac{\pi}{2} \left( 1 + \frac{2i-1}{n} \right)$  — полюса функции;

$n \geq \frac{1}{2} \frac{\lg \frac{10^{0,1h_{\min}} - 1}{10^{0,1h_{\max}} - 1}}{\lg \Omega_2}$  — порядок фильтра (округляется до целого числа в сторону увелечения);  $\Omega^2 = \frac{\omega_2}{\omega_1}$  — относительная частота, на которой затухание равно заданной величине  $h_{\min}$ .

Полоса пропускания фильтров первого и второго порядков, входящих в фильтр Баттервортса, равна полосе пропускания  $\omega_1$ .

Модуль коэффициента передачи фильтра

$$|K(p)| = K_0 / \sqrt{1 + (10^{0,1h_{\max}} - 1) \Omega^{2n}}.$$

**Фильтр Чебышева.** Функция фильтрации в фильтрах Чебышева аппроксимируется полиномом вида  $\Phi(\Omega) = T_l^2(\Omega)$ , где  $T_l(\Omega) = \cos(i \arccos \Omega)$  [6, 12].

Коэффициент передачи ФНЧ Чебышева

$$K(p) = K_0 A / \prod_{i=1}^n (p - p_i),$$

где  $p = j\omega/\omega_1 = j\Omega$ ;  
 $p_i = \pm \sin \pi \frac{2i-1}{2n} \operatorname{sh} \left( \frac{1}{n} \operatorname{Ar sh} \frac{1}{\delta} \right) \pm j \cos \pi \frac{2i-1}{2n} \operatorname{ch} \left( \frac{1}{n} \operatorname{Ar sh} \frac{1}{\delta} \right) = \operatorname{Re} \times$   
 $\times (p_i) + \operatorname{Im} (p_i)$  — полюса функции (выбираются только в левой  $p$ -плоскости);  $n \geq 1$   
 $\geq \frac{\operatorname{Ar ch} \sqrt{\frac{10^{0,1h_{\min}} - 1}{10^{0,1h_{\max}} - 1}}}{\operatorname{Ar ch} \Omega_2}$  — порядок фильтра (округляется до целого числа в сторону увеличения);  $\Omega_2 = \omega_2/\omega_1$  — относительная частота, на которой затухание рав-

### 3.1. Сравнительная характеристика различных типов фильтров

Свойство	Метод построения				
	ОК ОС	МК ОС	ОгУс	Пр R	МПС
Минимальное число элементов	—	+	+	+	—
Простота перестройки характеристик	—	+,-	+,-	++	++
Стабильность характеристик	+	+	—	—	+
Возможность получения больших добротностей	+	—	+	+	+
Низкое выходное сопротивление	++	+	++	—	++
Большой коэффициент усиления	+	—	+	—	+
Возможность использования элементов $R, C$ малых величин	+	—	+	+	+

П р и м е ч а н и е. Знаками (+), (-) отмечены соответственно наличие и отсутствие данного свойства.

но заданному значению  $h_{\max}$ ;  $\delta = \sqrt{10^{0,1h_{\max}} - 1}$  — неравномерность АЧХ в полосе пропускания;

$$A = \prod_{i=1}^n \sqrt{\operatorname{Re}^2(p_i) + \operatorname{Im}^2(p_i)}.$$

Расчет ФВЧ, ПФ, ПЗФ Баттервортса и Чебышева производится по соответствующим формулам ФНЧ с учетом следующих подстановок [17]:

для ФВЧ  $p \rightarrow 1/p$ ;

$$\text{для ПФ } p \rightarrow \frac{p^2 + 1}{p\omega_{cp}}, \quad \Omega_2 = \frac{\omega'_2 - \omega''_2}{\omega'_1 - \omega''_1};$$

$$\text{для ПЗФ } p \rightarrow \frac{p\omega_{cp}}{p^2 + 1}, \quad \Omega_2 = \frac{\omega'_1 - \omega''_1}{\omega'_2 - \omega''_2},$$

где  $\omega'_1, \omega''_1$  — граничные частоты, на которых затухание равно заданному значению  $h_{\max}$ ;  
 $\omega'_2, \omega''_2$  — граничные частоты, на которых затухание равно заданному значению  $h_{\min}$ ;  
 $\omega_{cp} = (\omega'_1 - \omega''_1)/\sqrt{\omega'_1 - \omega''_1}$  — средняя частота для ПФ и ПЗФ.

Пример. Дано:  $K_0$ , затухание на частоте  $f = 10$  Гц равно  $h_{\max} = 0,1$  дБ, затухание на частоте  $f_2 = 20$  Гц равно  $h_{\min} = 30$  дБ. Определить функцию передачи ФНЧ Баттервортса и Чебышева.

По вышеприведенным формулам определяем  $\Omega_2 = \omega_2/\omega_1 = 2n20/2n10 = 2$ ;  $\delta = \sqrt{10^{0,1h_{\max}} - 1} = 0,1526$ .

Для ФНЧ Баттервортса порядок фильтра  $n = 8$ ;  
 полюса фильтра  $p_1 = 0,2467 \pm j1,2405$ ,  $p_2 = -0,7027 \pm j1,0517$ ,  $p_3 = -1,0517 \pm j0,7027$ ,  $p_4 = -1,2405 \pm j0,2467$ ;

коэффициент передачи фильтра

$$K(p) = K_0 / \prod_{i=1}^n (p - p_i) = \frac{6,552 K_0}{(p^2 + 0,493p + 1,599)(p^2 + 1,405p + 1,599)} \times \\ \times \frac{1}{(p^2 + 2,1034p + 1,599)(p^2 + 2,481p + 1,599)},$$

где  $p = j\omega/2\pi f = j\omega/2\pi 10$ .

Для фильтра Чебышева порядок фильтра  $n = 5$ ; полюса фильтра  $p_1 = -0,167 \pm j1,042$ ,  $p_2 = -0,435 \pm j1,42$ ,  $p_3 = -0,539$ ; коэффициент передачи фильтра

$$K(p) = K_0 A / \prod_{i=1}^n (p - p_i) = \frac{0,844 K_0}{(p^2 + 0,334p + 1,113)(p^2 + 0,87p + 2,205)} \frac{1}{(p + 0,539)}.$$

Рассмотрим сравнительно простые схемы фильтров, отличающиеся друг от друга числом элементов, стабильностью, возможностью управления АЧХ и т. д. Сравнительная характеристика этих фильтров дана в табл. 3.1 [1], где ОК ОС — фильтры с одноконтурной обратной связью; МК ОС — фильтры с многоконтурной обратной связью; ОГУС — фильтры, построенные на основе усилителя с ограниченным коэффициентом усиления; МПС — фильтры, построенные на основе метода переменных состояния; ПрР — фильтры, построенные на основе инверторов комплексных сопротивлений и проводимостей.

## 2. ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ

**ФНЧ** первого порядка имеют монотонную АЧХ, максимальный наклон которой в области задерживания колебаний равен  $-20$  дБ/дек. Коэффициент передачи ФНЧ  $K(p) = K_0 \omega_0 / (p + \omega_0)$ .

Для установившихся колебаний синусоидальной формы модуль и аргумент коэффициента передачи определяются выражениями

$$|K(p)| = \left( \frac{K_0^2 \omega_0^2}{\omega^2 + \omega_0^2} \right)^{1/2}; \quad \varphi(\omega) = -\arctg \frac{\omega}{\omega_0}.$$

Групповое время запаздывания, представляющее собой время задержки колебаний для группы частот полосы пропускания,

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = \frac{\cos^2 \varphi}{\omega_0}.$$

Типовая схема и АЧХ ФНЧ первого порядка показаны на рис. 3.1. Для данной схемы имеем

$$K_0 = -R_2/R_1; \quad \omega_0 = 1/R_2 C.$$

На частоте  $\omega_0$ :  $|K(p)| = K_0/\sqrt{2}$ ;  $\varphi(\omega_0) = 45^\circ$ .

Коэффициент усиления ОУ на частоте  $\omega_0$  должен быть не менее 60 дБ, при этом стабильность параметров фильтра будет определяться в основном только стабильностью пассивных элементов  $R_1, R_2, C$ .

**ФНЧ второго порядка.** Коэффициент передачи ФНЧ второго порядка (3.2) можно представить в виде

$$K(p) = \frac{K_0 \omega_0^2}{p^2 + \xi \omega_0 p + \omega_0^2}.$$

Модуль и аргумент данной функции:

$$|K(p)| = \sqrt{\frac{K_0^2 \omega_0^4}{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\xi^2 - 2\xi + 1) + \omega_0^4}};$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg \left[ \frac{1}{\xi} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \xi^2} \right) \right] - \arctg \left[ \frac{1}{\xi} \left( \frac{2\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \xi^2} \right) \right].$$

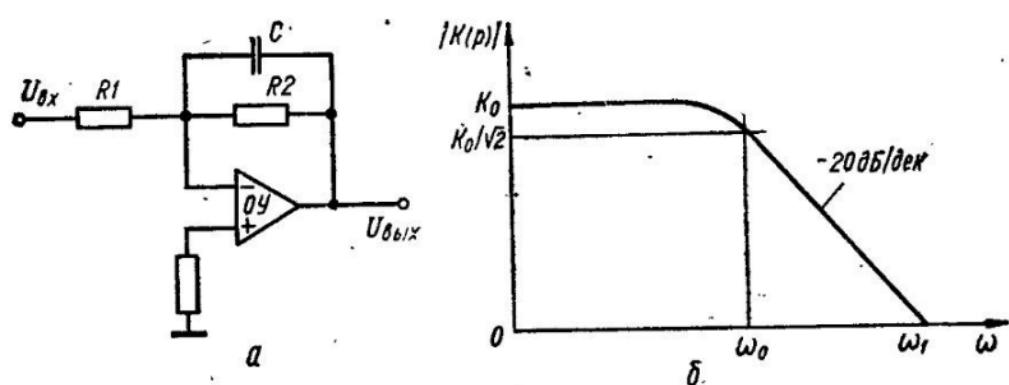


Рис. 3.1. Схема (а) и АЧХ (б) фильтра нижних частот первого порядка

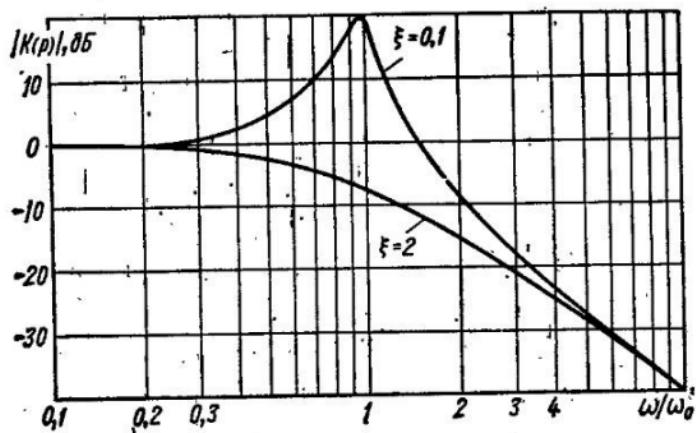


Рис. 3.2. АЧХ фильтра нижних частот второго порядка

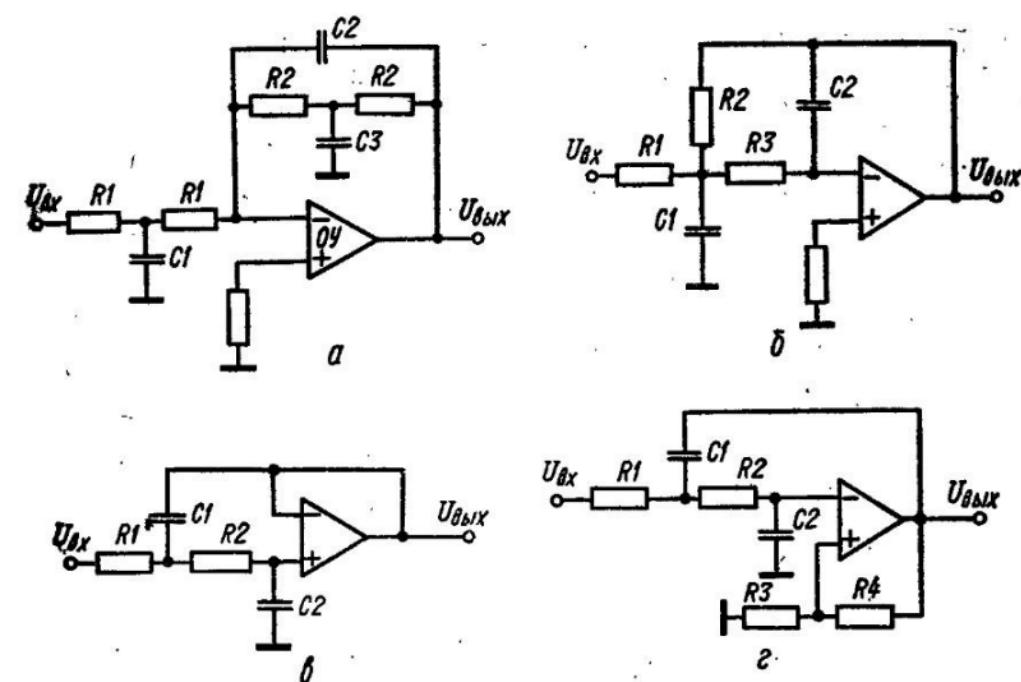


Рис. 3.3. Схемы второго порядка:

*a* — с Т-образным мостом; *б* — с многоконтурной обратной связью; *в* — с повторителем напряжения; *г* — с ненивертирующим усилителем

## Групповое время запаздывания

$$\tau(\omega) = \frac{2 \sin^2 \varphi}{\xi \omega_0} - \frac{\sin 2\varphi}{2\omega}.$$

АЧХ фильтра при  $\xi < \sqrt{2}$  имеет «всплеск» в области частоты  $\omega_0$  (рис. 3.2). Максимум модуля коэффициента передачи при  $\xi < \sqrt{2}$  находится на частоте  $\omega_0^* = \omega_0 \times \sqrt{1 - \frac{1}{2}\xi^2}$ . Максимальный наклон АЧХ фильтра при  $\xi > \sqrt{2}$  равен  $-40$  дБ/дек,

Рассмотрим фильтры второго порядка на одном ОУ. Основным преимуществом таких фильтров является их простота и экономичность. К недостаткам следует отнести низкую стабильность параметров и сложность осуществления независимой перестройки параметров. Практически фильтры второго порядка целесообразно применять для  $Q < 10$ . Высокостабильные ФНЧ, как правило, строят на основе метода переменных состояний.

Схема ФНЧ, построенного с использованием  $T$ -образных мостов, показана на рис. 3.3, а [22]. Для данной схемы

$$K(p) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1 + \frac{1}{2} R_2 C_3 p}{1 + \frac{1}{2} R_1 C_1 p} \frac{1}{1 + 2R_2 C_2 p + R_2^2 C_2 C_3 p^2}.$$

Приняв  $C_1 = C_3$  и  $R_1 = R_2$ , получим:

$$K_0 = 1; \quad \omega_0 = 1/R \sqrt{C_1 C_2}; \quad \xi = 2 \sqrt{C_2/C_1}.$$

При  $R_1 = R_2 = R$  получим

$$C_1 = 2/R \xi \omega_0; \quad C_2 = \xi/2R \omega_0.$$

Условие максимально гладкой АЧХ:

$$\xi = \sqrt{2} \text{ или } C_1 = 2C_2.$$

Наличие суммирующей точки в данной схеме дает возможность суммировать входные сигналы.

Схема ФНЧ на основе многоконтурной обратной связи [18] показана на рис. 3.3, б.

Для данной схемы  $K_0 = R_2/R_1$ ;  $\omega_0 = \sqrt{1/R_2 R_3 C_1 C_3}$ ;  $\xi = \sqrt{C_1/C_2} (\sqrt{R_3/R_2} + \sqrt{R_2/R_3} + \sqrt{R_2 R_3/R_1})$ .

Приняв  $R_1 = R_2 = R_3 = R$ , получим:

$$\omega_0 = 1/R \sqrt{C_1 C_2}; \quad K_0 = 1; \quad \xi = 3 \sqrt{C_2/C_1}.$$

Выбрав  $R$ , получим:

$$C_1 = 3/R \xi \omega_0; \quad C_2 = \xi/3R \omega_0.$$

Эта схема имеет значительно меньше элементов, чем предыдущая. На рис. 3.3, в, г показаны схемы ФНЧ, построенные на основе усилителя с ограниченным коэффициентом усиления [1, 22].

Для схемы рис. 3.3, в

$$K(p) = \frac{K_0 / R_1 R_2 C_1 C_2}{p^2 + p [1/R_1 C_1 + 1/R_2 C_1 + (1 - K_0)/R_2 C_2] + 1/R_1 R_2 C_1 C_2}.$$

Отсюда находим

$$\omega_0 = \sqrt{1/R_1 R_2 C_1 C_2};$$

$$\xi = \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} - K_0 \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}.$$

Для  $R_1 = R_2 = R$  основные параметры можно представить в виде

$$K_0 = 1; \quad \omega_0 = 1/R \sqrt{C_1 C_2}; \quad \xi = 2 \sqrt{C_2/C_1}.$$

Выбрав  $R$ , получим

$$C_1 = 2/R\xi\omega_0; \quad C_2 = \xi/2R\omega_0.$$

В отличие от схемы рис. 3.3, в, в схеме ФНЧ с регулируемым коэффициентом усиления (рис. 3.3, г) параметры  $K_0$ ,  $\xi$  зависят от коэффициента усиления.

При  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$  получим

$$\omega_0 = 1/RC; \quad \xi = 2 - \alpha; \quad K_0 = 1 + \alpha; \quad \alpha = R_4/R_3.$$

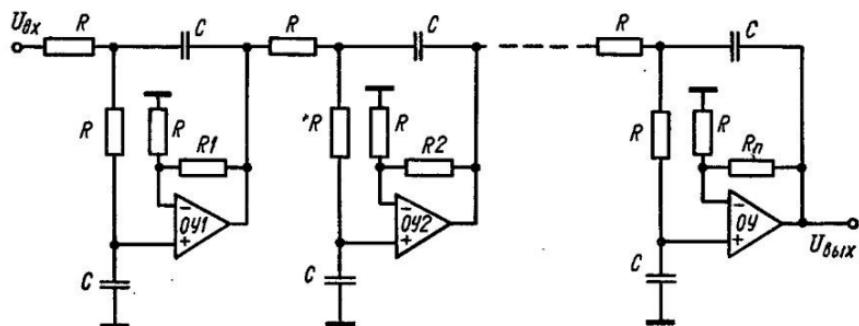


Рис. 3.4. Схема ФНЧ четного  $n$ -порядка

Очевидно, что изменяя параметр  $\alpha$ , можно формировать требуемую АЧХ.

ФНЧ  $n$ -го четного порядка можно построить путем последовательного включения  $n/2$  фильтров второго порядка (рис. 3.4). Если порядок нечетный, то последовательно с ФНЧ второго порядка включается ФНЧ первого порядка [22]. Настройка фильтра производится в зависимости от требований к АЧХ. Например, для фильтра Баттерворта, имеющего максимально плоскую АЧХ в области пропускания, все элементы ФНЧ настраиваются на одну частоту  $\omega_0$  путем выбора соответствующих номиналов  $R$  и  $C$ . При этом коэффициент затухания каждого элементарного фильтра настраивается с помощью резистора  $R_i$ . Так же, как и в фильтрах на одном ОУ, в многокаскадных фильтрах коэффициент усиления разомкнутого ОУ на частоте  $\omega_0$  должен быть достаточно большим (не менее 60 дБ).

### 3. ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

ФВЧ первого порядка имеют монотонную АЧХ, максимальный наклон которой в области задерживания колебаний равен 20 дБ/дек.

Коэффициент передачи ФВЧ

$$K(p) = K_0 p / (p + \omega_0).$$

При возбуждении фильтра установившимся колебаниями синусоидальной формы модуль коэффициента передачи ФВЧ

$$|K(p)| = K_0 \omega / \sqrt{\omega^2 + \omega_0^2}.$$

Аргумент и групповое время запаздывания

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\omega}{\omega_0};$$

$$\tau(\omega) = \sin^2 \varphi / \omega_0.$$

Типовая схема ФВЧ первого порядка показана на рис. 3.5.

Для данной схемы имеем

$$K_0 = -R_2/R_1; \quad \omega_0 = 1/R_1 C.$$

На частоте  $\omega_0$  модуль и аргумент соответственно

$$|K(p)| = K_0 / \sqrt{2}; \quad \varphi(\omega_0) = 45^\circ.$$

Стабильность фильтра в основном определяется стабильностью пассивных элементов, если коэффициент усиления ОУ в полосе пропускания больше 60 дБ.

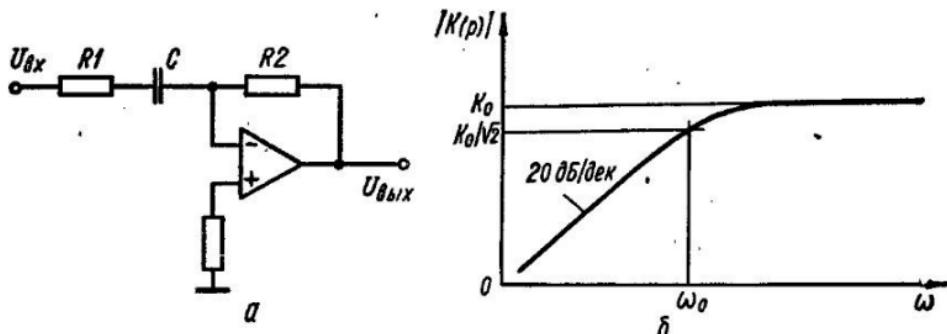


Рис. 3.5. Схема (а) и АЧХ (б) фильтра верхних частот первого порядка

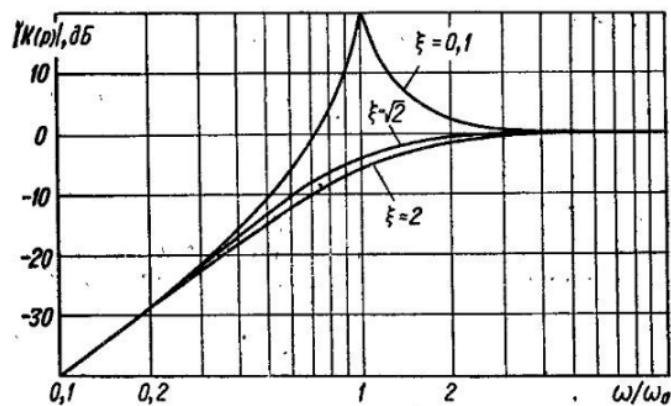


Рис. 3.6. АЧХ фильтра верхних частот второго порядка

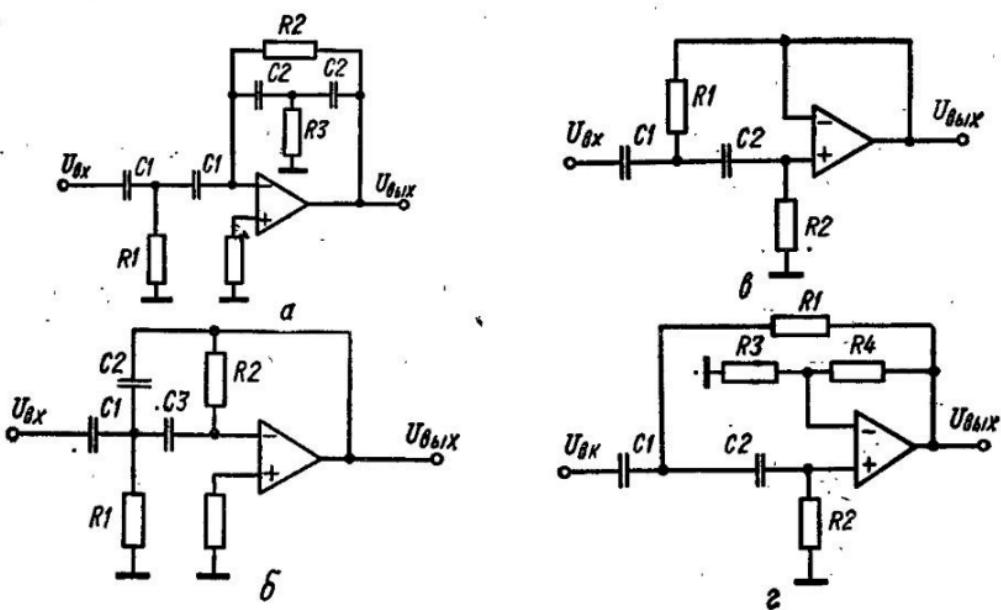


Рис. 3.7. Схемы ФВЧ второго порядка:

а — с Т-образным мостом; б — с многооконтуриной обратной связью; в, г — с усилителем, имеющим ограниченный коэффициент усиления

## ФВЧ второго порядка. Коеффициент передачи ФВЧ второго порядка

$$K(p) = \frac{K_0 p^2}{p^2 + \xi \omega_0 p + \omega_0^4}.$$

Модуль и аргумент коэффициента передачи

$$|K(p)| = K_0 \omega^2 \frac{1}{\sqrt{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\xi^2 - 2) + \omega_0^4}};$$

$$\varphi(\omega) = \pi - \arctg \left[ \frac{1}{\xi} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \xi^2} \right) \right] - \arctg \left[ \frac{1}{\xi} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \xi^2} \right) \right].$$

Групповое время запаздывания

$$\tau(\omega) = \frac{2 \sin^2 \varphi}{\xi \omega_0} - \frac{\sin 2\varphi}{2\omega}.$$

АЧХ фильтра при  $\xi < \sqrt{2}$  имеет «всплеск» в области частот  $\omega_0$  (рис. 3.6). Максимум модуля коэффициента передачи при  $\xi < \sqrt{2}$  находится на частоте  $\omega_\xi = \omega_0 \sqrt{1 + \xi^2}/2$ . Максимальный наклон АЧХ фильтра для  $\xi > \sqrt{2}$  равен 40 дБ/дек.

Схемы ФВЧ второго порядка можно построить путем замены в схемах ФНЧ второго порядка соответствующих сопротивлений на емкости и емкостей на сопротивления. По-

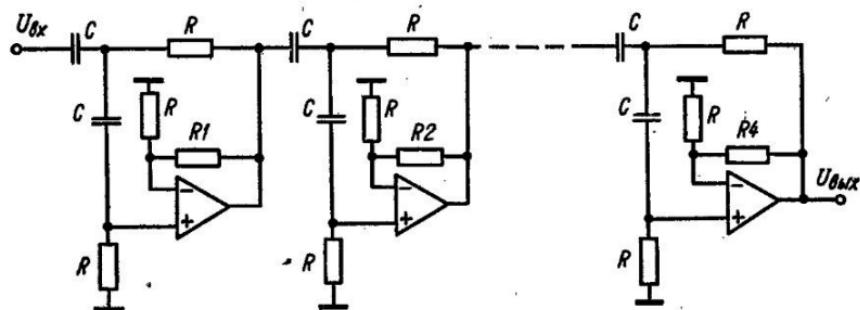


Рис. 3.8. Схема ФВЧ 8-го порядка

лученные таким путем схемы ФВЧ будут иметь такие же преимущества и недостатки, как и соответствующие ФНЧ. Высокостабильные ФВЧ, как правило, строят на основе метода перемеженных состояний [7, 13, 14].

На рис. 3.7, а показана схема ФВЧ, имеющая низкую чувствительность к разбросу номиналов составляющих элементов [1, 13].

Коэффициент передачи данного фильтра можно представить в виде

$$K(p) = \frac{R_1 C_1}{R_3 C_2^2} \frac{1 + 2R_3 C_2 p}{1 + 2R_1 C_1 p} \frac{p^2}{p^2 + \frac{2}{R_2 C_2} p + \frac{1}{R_2 R_3 C_2^2}}.$$

При  $R_1 = R_3$ ,  $C_1 = C_2$  получим  $K_0 = 1$ ;  $\omega_0 = 1/C \sqrt{R_1 R_2}$ ;  $\xi = 2 \sqrt{R_1/R_2}$ .

Схема ФВЧ с многоконтурной обратной связью показана на рис. 3.7, б. Для данной схемы имеем

$$K_0 = \frac{C_1}{C_2}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_2 C_3}}; \quad \xi = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \left( \frac{C_1}{\sqrt{C_1 C_3}} + \sqrt{\frac{C_3}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_3}} \right).$$

Приравняв  $C_1 = C_2 = C_3 = C$ , получим:

$$K_0 = 1; \quad \omega_0 = 1/C \sqrt{R_1 R_2}; \quad \xi = 3 \sqrt{R_1/R_2}.$$

**Схемы ФВЧ с усилителем, имеющим ограниченный коэффициент усиления, показаны на рис. 3.7, в, г. Для схемы рис. 3.7, в основные параметры можно записать в виде**

$$K_0 = 1; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}; \quad \xi = \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} - K_0 \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}.$$

Приняв  $C_1 = C_2 = C$ , получим:

$$\xi = 2\sqrt{R_1/R_2}; \quad \omega_0 = 1/C\sqrt{R_1 R_2}.$$

### 3.2. Расчетные данные для ФВЧ Баттервортса

Порядок	Коэффициент АЧХ, дБ/дек	$K_0$	$\frac{R_1}{R}$ $\alpha_1$	$\frac{R_2}{R}$ $\alpha_2$	$\frac{R_3}{R}$ $\alpha_3$	$\frac{R_4}{R}$ $\alpha_4$
2	40	4,02	0,586	—	—	—
4	80	8,2	0,152	1,235	—	—
6	120	12,4	0,068	0,586	1,482	—
8	160	16,8	0,04	0,336	0,89	1,61

порядка. Для построения фильтров нечетного порядка первого порядка. Групповое время запаздывания многозвездных фильтров ФВЧ  $n$ -го порядка, так как коэффициент затухания можно регулировать независимо от регулировки полосы пропускания.

Для схемы рис. 3.7, г при  $R_1 = R_2 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$  имеем  
 $\omega_0 = 1/RC$ ;  $\xi = 2 - \alpha$ ;  
 $K_0 = 1 + \alpha$ ;  $\alpha = R_4/R$ .

Данная схема широко применяется при построении многозвездных фильтров ФВЧ  $n$ -го порядка, так как коэффициент затухания можно регулировать независимо от регулировки полосы пропускания.

ФВЧ  $n$ -го четного порядка можно построить путем последовательного соединения  $n/2$  ФВЧ второго

порядка. Для построения фильтров нечетного порядка первого порядка. Групповое время запаздывания многозвездного фильтра равно геометрической сумме группового времени запаздывания каждого звена, а коэффициент передачи — произведению коэффициентов передачи каждого звена.

В виде примера на рис. 3.8 показана схема ФВЧ 8-го порядка, представляющая собой фильтр Баттервортса. Расчетные данные для фильтров Баттервортса до 8-го порядка приведены в табл. 3.2 [22]. Полоса пропускания каждого звена, равная  $\omega_0$ , устанавливается путем выбора элемента  $R$  и  $C$ , а коэффициент затухания — с помощью резистора  $R_i$ . Данную таблицу можно использовать также и при настройке фильтра ФНЧ Баттервортса (рис. 3.6).

## 4. ПОЛОСОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

Коэффициент передачи ПФ

$$K(p) = \frac{K_0 \xi \omega_0 p}{p^2 + \xi \omega_0 p + \omega_0^2}.$$

Модуль и аргумент коэффициента передачи

$$|K(p)| = \frac{K_0 \xi \omega_0 \omega}{\sqrt{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\xi^2 - 2) + \omega_0^4}};$$

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctg \left[ \frac{1}{\xi} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \xi^2} \right) \right] - \arctg \left[ \frac{1}{\xi} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \xi^2} \right) \right].$$

Групповое время запаздывания

$$\tau(\omega) = \frac{2 \cos^2 \varphi}{\xi \omega_0} + \frac{\sin 2\varphi}{2\omega}.$$

Полоса пропускания

$$\Delta\omega = \omega_0 \xi = \omega_2 - \omega_1,$$

где  $\omega_0 = \sqrt{\omega_2 \omega_1}$  — резонансная частота;  $\omega_2$ ,  $\omega_1$  — соответственно верхняя и нижняя границы полосы пропускания;  $\xi = 1/Q$  — коэффициент затухания колебаний.

АЧХ полосового резонансного фильтра показана на рис. 3.9.

В схеме полосового резонансного фильтра с одноконтурной отрицательной обратной связью (рис. 3.10, а) в цепи обратной связи включен двойной Т-образный мост, имеющий резонансной частоте весьма большое сопротивление  $Z_{12}$ .

Коэффициент передачи, выраженный через параметры схемы,

$$K(p) = -A \frac{R_4}{R_1} \frac{1 + pT_1}{1 + pT_1 A + p^2 T_1 T_2 B},$$

где  $A = \frac{2R_2}{2R_2 + R_4}$ ;  $B = \frac{R_4}{2R_2 + R_4}$ ;  $T_1 = \frac{1}{2} R_2 C_1 = 2R_3 C_3$ ;  $T_2 = R_2 C_2$ .

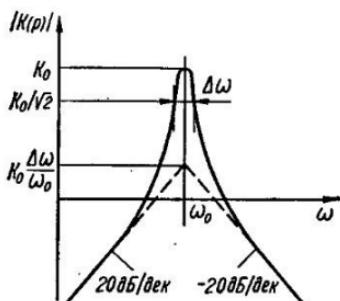


Рис. 3.9. АЧХ резонансного полосового фильтра

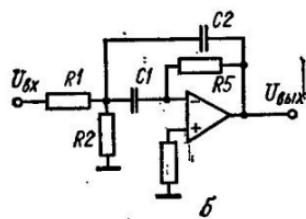
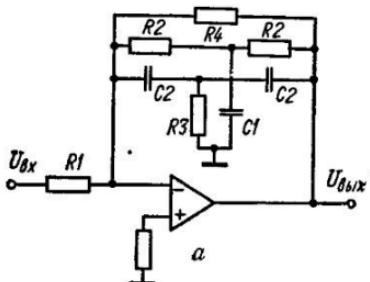


Рис. 3.10. Схемы ПФ:

а — с Т-образным мостом в цепи отрицательной обратной связью; б — с многоконтурной обратной связью; в — с усилителем, имеющим ограниченный коэффициент усиления

При выполнении условия баланса моста  $C_1 = 2C_2$ ;  $R_3 = R_2/2$  имеем

$$K_0 = -\frac{R_4}{R_1}; \quad \omega_0 = \frac{1}{R_2 C_2} \sqrt{1 + \frac{2R_2}{R_4}};$$

$$\xi = \frac{2R_2}{R_4} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2R_2}{R_4}}}.$$

Время затухания колебаний от  $U_{\max}$  до  $0,01 U_{\max}$

$$t_{0,01} \approx 2\pi 1,47/\xi \omega_0.$$

Схема фильтра с двойным Т-образным мостом позволяет получить высокую добротность, но сложна в настройке. Параметры схемы в большой степени зависят от точности выполнения условия баланса моста. Поэтому в схеме моста должны использоваться прецизионные элементы (например, резистивные микросборки).

Схема резонансного ПФ с многопетлевой обратной связью показана на рис. 3.10, б. Основные параметры схемы:

$$K_0 = -\frac{R_5}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1}}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_5 C_1 C_2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)};$$

$$\xi = \sqrt{\frac{1}{R_5 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}} \left[ \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right].$$

Регулировку добротности в схеме можно осуществлять с помощью резистора  $R_2$ , учитывая, что на практике обычно выбирают  $R_1 \gg R_2$ .

Схема резонансного ПФ, построенная на основе усилителя с ограниченным коэффициентом усиления, показана на рис. 3.10, в.

Основные параметры схемы:

$$K_0 = \frac{K_{yc}}{1 + \frac{R_1}{R_3} + \frac{C_2}{C_1} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + (1 - K_{yc}) \frac{R_1}{R_2}};$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \frac{1}{C_1 C_2}}; \quad K_{yc} = 1 + \frac{R_5}{R_4};$$

$$\xi = \sqrt{\frac{R_3}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}} \left[ \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1 - K_{yc}}{R_2} \right) + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right].$$

В данной схеме полоса пропускания регулируется изменением коэффициента усиления  $K_{yc}$ , при этом резонансная частота не изменяется. Схема широко используется для построения полосовых фильтров  $n$ -го порядка.

Широкополосные полосовые фильтры можно построить путем последовательного соединения ФНЧ и ФВЧ либо резоансиных ПФ. Построение широкополосных фильтров на основе ФВЧ и ФНЧ приводит к уменьшению числа элементов при  $\omega_2/\omega_1 \geq 5$  [6]. При  $\omega_2/\omega_1 < 5$  целесообразнее объединять резоансиные ПФ (рис. 3.11). Для получения АЧХ фильтра с требуемой неравномерностью коэффициента передачи в полосе пропускания и с требуемой крутизной в области затухания колебаний используют фильтры ФНЧ и ФВЧ Баттервортса и Чебышева [12, 22].

Рис. 3.11. АЧХ полосового фильтра, состоящего из двух последовательно включенных резоансиных ПФ

При последовательном соединении фильтров коэффициент передачи равен произведению коэффициентов передачи каждого элементарного фильтра, т. е.

$$K(p) = \prod_{i=1}^n K_i(p).$$

При этом групповое время запаздывания

$$\tau(\omega) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \tau_i^2(\omega)}.$$

## 5. ПОЛОСНО-ЗАДЕРЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Коэффициент передачи ПЗФ

$$K(p) = K_0 \frac{p^2 + \omega_p^2}{p^2 + \xi \omega_0 p + \omega_0^2},$$

где  $\omega_p$  — частота режекции, на которой затухание колебаний максимальное;  $\omega_0$  — резонансная частота частотно-задающей цепи;  $K = K_0 \omega_0^2 / \omega_p^2$  — коэффициент передачи при  $\omega \rightarrow \infty$ ;  $K_0$  — коэффициент передачи при  $\omega \rightarrow 0$ .

Для ПЗФ, имеющих симметричную АЧХ,  $\omega_0 = \omega_p$ .  
Модуль и аргумент коэффициента передачи

$$|K(p)| = K_0 \frac{\omega_p^2 - \omega^2}{\sqrt{\omega^4 + \omega^2\omega_0^2(\xi^2 - 2) + \omega_0^4}};$$

$$\varphi(\omega) = \varphi_0 - \operatorname{arctg} \frac{\xi\omega_0\omega}{\omega_0^2 - \omega^2},$$

где  $\varphi_0 = 0$ , если  $\omega < \omega_p$ ;  $\varphi_0 = \pi$ , если  $\omega > \omega_p$ .

На частоте  $\omega_p$  модуль коэффициента передачи равен нулю, а фаза скачкообразно изменяется на  $180^\circ$  (рис. 3.12). Широкополосные ПЗФ строят, как правило, путем каскадного соединения ФНЧ и ФВЧ.

Схему ПЗФ можно также реализовать на основе полосового инвертирующего фильтра  $Z_{\text{п.ф}}$  и суммирующего усилителя (схема такого ПЗФ показана на рис. 3.13, a) [8]. В данной схеме  $R_2 = R_1 K_{0\text{п.ф}} K$ , где  $K_{0\text{п.ф}}$  — коэффициент передачи  $Z_{\text{п.ф}}$  на резонансной частоте  $\omega_p$ . На частоте  $\omega_p$  модуль коэффициента передачи ПЗФ равен нулю, при этом  $K_0 = R_3/R_2$ , а параметры  $\omega_p$ ,  $\xi$  определяются параметрами ПФ.

Коэффициент передачи для схемы ПЗФ с Т-образным мостом (рис. 3.13, б), выраженный через параметры схемы, можно записать в следующем виде [16, 2]:

$$K(p) = \frac{p^2 + p\omega_0 \left( \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{K_1}{R_2 C_1} \right) + K_2 \omega_0^2}{p^2 + p\omega_0 \left[ \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{(1 - K_3)}{R_2 C_1} \right] + \omega_0^2},$$

где  $\omega_0 = 1/\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}$  — резонансная частота Т-образного моста;  $K_1 = -R_3/R_4$ ;  $K_3 = K_4(1 + R_3/R_4)$ ;  $K_2$ ,  $K_4$  — коэффициенты деления потенциометров  $R_5$ ,  $R_6$  соответственно.

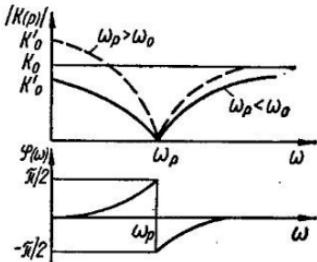


Рис. 3.12. АЧХ и ФЧХ полосно-задерживающего фильтра

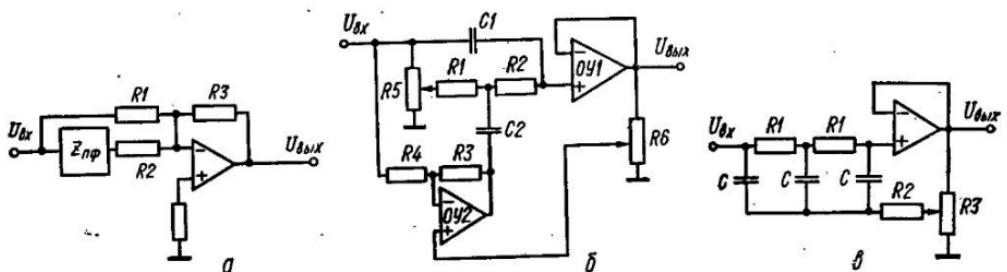


Рис. 3.13. Схемы ПЗФ:

а — с инвертирующим ПФ в прямой цепи сумматора; б — с Т-образным мостом; в — третьего порядка

Для симметричного Т-образного моста  $R_1 = R_2$ ,  $C_1 = C_2$ . Учитывая эти соотношения, получаем:

$$K(p) = \frac{p^2 + (K_1 + 2)p + K_2 \omega_0^2}{p^2 + (3 - K_3)\omega_0 p + \omega_0^2}.$$

Выбирая  $K_2 = -2$ , получаем:

$$K(p) = \frac{p^2 + K_2 \omega_0^2}{p^2 + 3(1 - K_3)\omega_0 p + \omega_0^2}.$$

Отсюда  $\omega_p = \sqrt{K_2}\omega_0$ ;  $\xi = 3 - K_3$ ;  $K_0 = 1$ ;  $K'_0 = K_3$ .

К достоинствам показанной схемы можно отнести независимость перестройки параметров  $\omega_p$  и  $\xi$ . Добротность данного ПЗФ может быть весьма большой, сопротивление  $R_b$  должно быть по крайней мере в 10 раз меньше  $R_1$ .

Коэффициент передачи для схемы ПЗФ третьего порядка (рис. 3.13, б) имеет следующий вид [9]:

$$K(p) = \frac{1 + 3R_2Cp + 4R_1C^2R_2p^2 + R_2R_1^2C^3p^3}{K_1(1 + 3R_2Cp + 4R_1R_2C^2p^2 + R_2R_1^2C^3p^3) + (1 - K_1)F(p)},$$

где  $F(p) = 1 + 3(R_1 + R_2)Cp + R_1^2C^2p^2 + 4R_1R_2C^2p^2 + R_2R_1^2C^3p^3$ ;  $K_1$  — коэффициент деления потенциометра  $R3$ .

Резонансная частота режекции находится путем приравнивания числителя и знаменателя:

$$\omega_p = \sqrt[3]{R_1C}; \quad R_2 = R_1/12.$$

Модуль коэффициента передачи на частоте  $\omega_0$  зависит от величины коэффициента  $K_1$  и от точности элементов схемы. С уменьшением  $K_1$  добротность растет.

## 6. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Фильтры, построенные на основе метода переменных состояний, включают в себя звенья нулевого и первого порядков, что обуславливает их высокую стабильность и устойчивость. Структура универсального фильтра определяется выбранной системой уравнений (3.3), (3.4) [7, 13, 19].

Схема универсального фильтра второго порядка, позволяющая реализовать ФНЧ, ФВЧ, ПФ, ПЗФ, ФК, построенная на основе системы уравнений (3.3), показана на рис. 3.14, а. В схему входят пять звеньев нулевого и первого порядков, сравнительно большое число которых связано с необходимостью инвертировать фазу в интеграторах и сумматорах.

Коэффициент передачи схемы в общем случае можно записать в виде

$$K(p) = \frac{R_{10}R_4}{R_9R_8} \frac{\frac{p^2 + p}{R_1R_{10}R_{11}C_2} + \frac{R_8}{R_1R_2R_3C_1C_2}}{\frac{p^2 + p}{R_3R_5R_7C_2} + \frac{R_4}{R_2R_3R_{12}C_1C_2}}.$$

Параметры схемы:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_4}{R_2R_3R_{12}C_1C_2}}, \quad \xi = \frac{R_6\sqrt{R_2R_4R_{12}C_1}}{R_5R_7\sqrt{R_3C_2}}.$$

Для ФНЧ  $R_1 = R_{12}$ ;  $R_8 = R_{11} = \infty$ ;  $K_0 = R_{10}/R_9$ .

Для ФВЧ  $R_1 = R_{11} = \infty$ ;  $K_0 = R_{10}R_4/(R_9R_8)$ .

Для ПФ  $R_1 = R_8 = \infty$ ;  $K_0 = R_5R_7/(R_6R_{11})$ .

Для ПЗФ  $R_{11} = \infty$ ;  $K_0 = R_4R_{10}/(R_8R_9)$ ;  $\omega_p = \sqrt{R_8/(R_1R_2R_3C_1C_2)}$ .

Для перестройки параметров фильтра в звеньях 1,5 целесообразно использовать усиители с регулируемым коэффициентом усиления. Сокращая функциональные возможности и универсальность схемы, можно получить ряд упрощенных вариантов схемы. На рис. 3.14, б показан вариант универсального фильтра второго порядка на четырех ОУ [7].

Основные параметры схемы:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_3}{R_1R_2R_4C_1C_2}}; \quad \xi = \frac{R_6(R_3 + R_4)}{(R_5 + R_6)} \frac{\sqrt{R_2C_2}}{\sqrt{R_3R_4R_1C_1}}.$$

Для ФНЧ:

Вход — Выход 2,  $K_0 = R_5(R_4 + R_3)/[R_4(R_5 + R_6)]$ .

Для ФВЧ:

Вход — Выход 4,  $K_0 = R_5R_4R_3/[R_4(R_5 + R_6)]$ .

Для ПФ:

Вход — Выход 3,  $K_0 = -R_5/R_6$ .

Для ПЗФ ( $R9$  заземлено с помощью  $S2$ ):

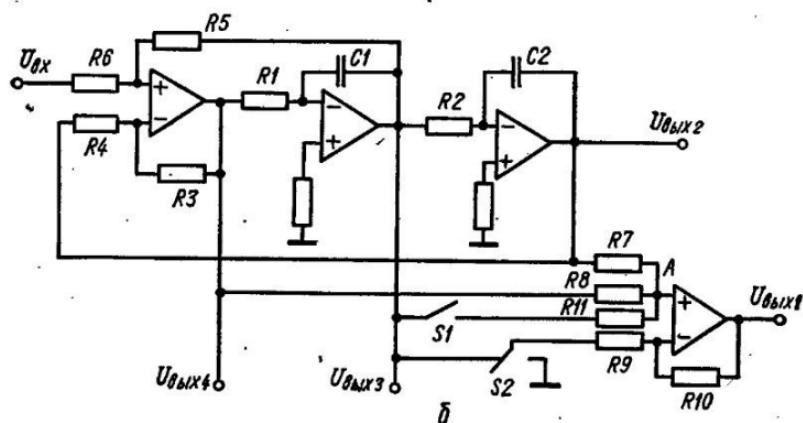
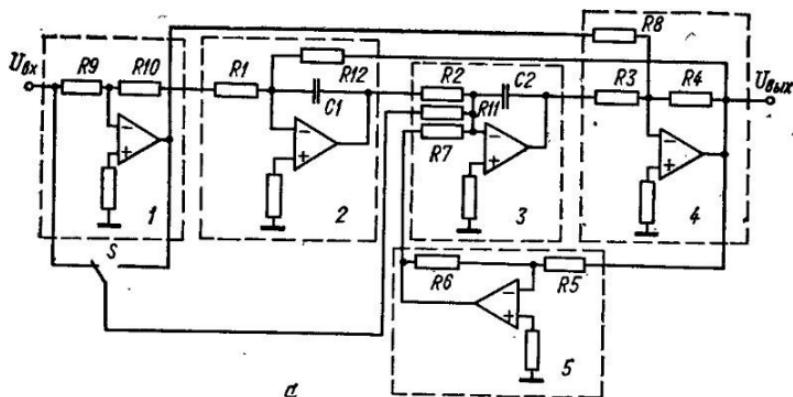


Рис. 3.14. Схемы универсальных фильтров второго порядка:  
а — вариант 1; б — вариант 2

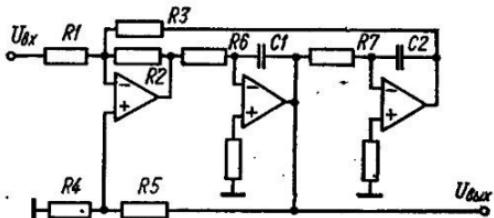


Рис. 3.15. Схема высокостабильного ПФ второго порядка

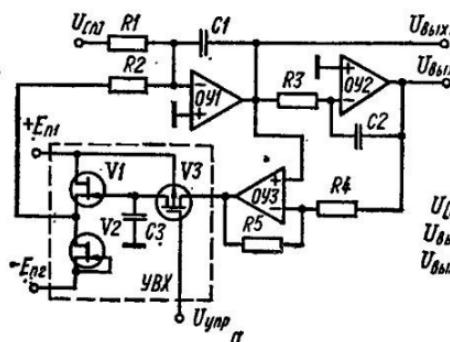
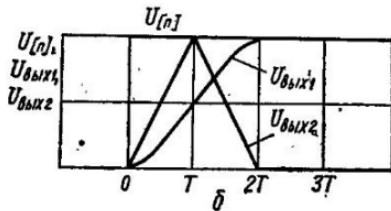


Рис. 3.16. Интерполирующий фильтр:  
а — схема фильтра; б — временная диаграмма



Вход — Выход 1,

$$K_0 = \frac{R_5 R_7 (R_3 + R_4) (R_9 + R_{10})}{R_4 R_9 (R_5 + R_6) (R_7 + R_8)}; \quad \omega_p = \sqrt{\frac{R_9 (R_7 + R_8)}{R_7 (R_9 + R_{10})}} \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Для ФК ( $R_9$  заземлено,  $S1$  включен):

$$\text{Вход — Выход 1, } K_0 = \frac{R_5 R_7 R_{11} (R_3 + R_4) (R_9 + R_{10})}{R_4 R_9 (R_5 + R_6) (R_5 R_{11} + R_8 R_{11} + R_7 R_8)};$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{R_8}{R_1 R_2 R_7 C_1 C_2}}; \quad \xi_p = \frac{\sqrt{R_2 R_7 R_8 C_2}}{R_{11} \sqrt{R_1 C_1}}.$$

Дальнейшее упрощение схемы, показанной на рис. 3.14, а, ведет к потере универсальности. Например, на рис. 3.15 показана схема высокостабильного ПФ второго порядка на трех ОУ.

Основные параметры схемы:

$$K_0 = \frac{R_2}{R_1} \frac{1 + R_5/R_4}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3}}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{R_2}{R_3 R_6 R_7 C_1 C_2}};$$

$$\xi = \sqrt{\frac{R_3 R_7 C_1}{R_2 R_6 C_1}} \frac{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3}}{1 + \frac{R_6}{R_4}}.$$

Если задать номиналы элементов  $R_2 = R_3, R_4, C_1 = C_2, R_6 = R_7, \frac{C_2}{C_1}$ ,

то другие элементы можно вычислить по формулам

$$R_1 = R_2 / K_0 \xi; \quad R_5 = R_4 \left[ \frac{1}{\xi} \left( 2 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]; \quad R_7 = 1 / \omega_0 C_2.$$

## 7. ИНТЕРПОЛИРУЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Интерполирующие фильтры используют для восстановления непрерывного сигнала по его дискретным отсчетам [11, 20, 21]. Схема интерполирующего фильтра (рис. 3.16, а) позволяет минимизировать среднеквадратическую погрешность восстановления. В схему входят два последовательно включенных интегратора, построенных на ОУ1 и ОУ2, суммирующий усилитель на ОУ3 и устройство выборки хранения УВХ, включенное в цепь общей обратной связи. Запись напряжения в УВХ производится в конце каждого периода дискретизации.

Процесс восстановления непрерывной функции времени по ее дискретным отсчетам  $U[n] = U(t)/t=nT$ , где  $T$  — период дискретизации, а  $n = 1, 2, 3\dots$  заключается в двукратном интегрировании на каждом периоде дискретизации входного ступенчато-интерполированного напряжения  $U[n]$  и напряжения обратной связи, поступающего с УВХ. При этом выходное напряжение фильтра на  $n$ -м периоде дискретизации описывается полиномиальным сплайном второго порядка:

$$U_{\text{вых1}}[n, \varepsilon] = 0,5 (U^*[n-2] + U^*[n-1]) + \Delta U^*[n-2] \varepsilon + 0,5 \Delta^2 U^*[n-2] \varepsilon^2, \\ \varepsilon \in [0, 1],$$

где

$$\Delta U^*[n-2] = U^*[n-1] - U^*[n-2];$$

$$\Delta^2 U^*[n-2] = \Delta U^*[n-1] - \Delta U^*[n-2],$$

а  $U^*[n]$  определяется линейным разностным уравнением

$$U^*[n] = K_0 U[n] - (2 - K_1 - K_2) U^*[n-1] + (1 - K_1 + K_2) U^*[n-2],$$

где  $K_0 = T^2 / R_1 R_3 C_1 C_2$ ;  $K_1 = T (1 - R_5 / R_4) / R_2 C_1$ ;  $K_2 = T^2 R_6 / 2 R_2 R_3 R_4 C_1 C_2$ .

Восстановление непрерывной функции по ее дискретным отсчетам имеет место при условии  $U^*[n] = U[n]$ . Данное условие выполняется, если  $K_0 = 1, K_1 = 3/2, K_2 = 1/2$ , что обеспечивается соответствующим выбором значений резисторов и конденсаторов.

Выбрав  $C_1 = C_2 = C$ ,  $R_1 = R_3 = R$ , получим:  
 $R = T/C$ ,  $R_5 = 2R_4$ ,  $R_2 = 2R$ .

Перестройку фильтра на другую частоту производят изменением емкости конденсаторов  $C_1$ ,  $C_2$ . АЧХ фильтра имеет вид

$$|K(\bar{\Omega})| = |\sin(0,5\bar{\Omega})/0,5\bar{\Omega}|^3,$$

где  $\bar{\Omega} = \omega T$  — относительная частота.

Фильтр обладает линейной фазочастотной характеристикой и вносит задержку, равную 1,5 Т. Среднеквадратическую погрешность восстановления  $\delta$  можно приблизенно оценить по формуле

$$\delta \leq [\bar{\Omega}_v/(2\pi - \bar{\Omega}_v)]^3,$$

где  $\bar{\Omega}_v$  — верхняя относительная частота спектра функции  $U(t)$ .

Данная формула позволяет выбрать минимальную частоту дискретизации, исходя из условия получения необходимой  $\delta$ . Так, для  $\delta < 0,01$  минимальная частота дискретизации должна быть в 6 раз выше  $\bar{\Omega}_v$ .

Одновременно с восстановлением функции  $U(t)$  интерполирующий фильтр решает задачу восстановления ее текущей производной. При этом используется выход первого интегратора (выход 2), напряжение на выходе которого  $U_{\text{вых}2}[n, v]$  представляет собой дифференциал от выходного напряжения, равного с точностью до погрешности восстановления функции  $U(t)$ . Максимальную погрешность восстановления  $\delta_{\text{пр}}$  первой производной функции  $U(t)$  с учетом методической погрешности представления производной через конечную разность можно оценить через верхнюю частоту спектра функции:

$$\delta_{\text{пр}} \leq \bar{\Omega}_v^2/6.$$

На рис. 3.16, б показана временная диаграмма работы интерполирующего фильтра при ступенчатом изменении входного напряжения. Как видно из рисунка, переходные процессы заканчиваются через два периода дискретизации.

## 8. ФАЗОВЫЕ ЗВЕНЬЯ

Фазовое звено представляет собой устройство, в котором на заданной частоте фаза выходного сигнала сдвигается относительно входного сигнала на определенную величину, при этом модуль коэффициента передачи не изменяется во всем рабочем диапазоне частот.

Фазовое звено первого порядка. Коэффициент передачи

$$K(p) = \frac{b_1 p + b_0}{a_1 p + a_0},$$

где  $b_0 = -a_0$ ,  $b_1 = a_1$ .

Модуль коэффициента передачи

$$|K(p)| = 1.$$

Фаза выходного сигнала

$$\varphi = \arctg \frac{2\omega T}{\omega^2 T^2 - 1},$$

где  $T = a_1/a_0$  — постоянная времени фазозадающей цепи.

Фазу выходного сигнала по отношению к входному можно сдвигать до  $180^\circ$  в зависимости от частоты и постоянной времени  $T$ . На частоте  $\omega_0 = 1/T$  сдвиг фазы составляет  $90^\circ$ . Из различных вариантов фазовых звеньев первого порядка выделим схемы фазоопереждающего (рис. 3.17, а) и фазозапаздывающего (рис. 3.17, б) звеньев.

Для данных схем коэффициент передачи

$$K(p) = \pm (pT - 1)/(pT + 1),$$

где  $T = R_1C$ ;  
фазовый сдвиг

$$\varphi = \pm \arctg \frac{2\omega R_1 C}{\omega^2 R_1^2 C^2 - 1}.$$

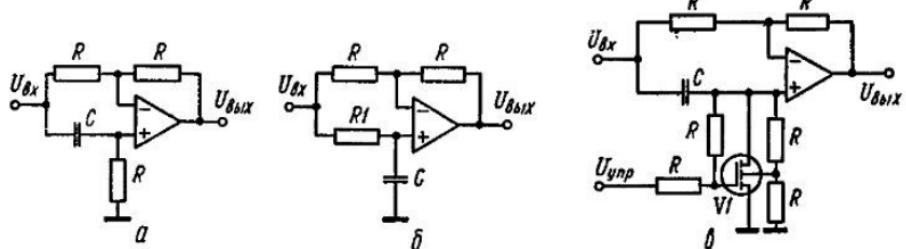


Рис. 3.17. Фазовые звенья первого порядка:

*а* — фазоопережающее звено; *б* — фазозадающее звено; *в* — фазоопережающее звено с электронной перестройкой

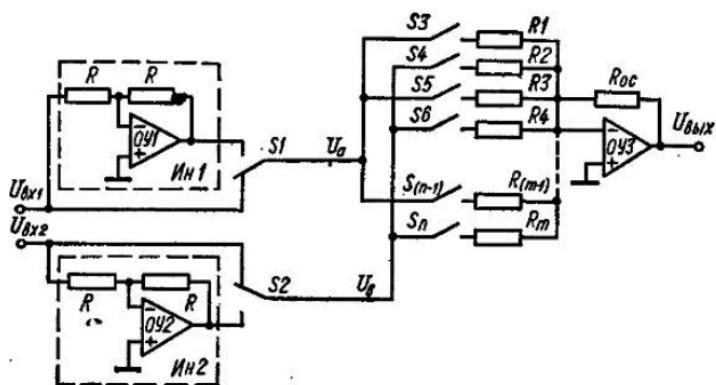


Рис. 3.19. Схема формирователя дискретных значений фазы синусоидального сигнала

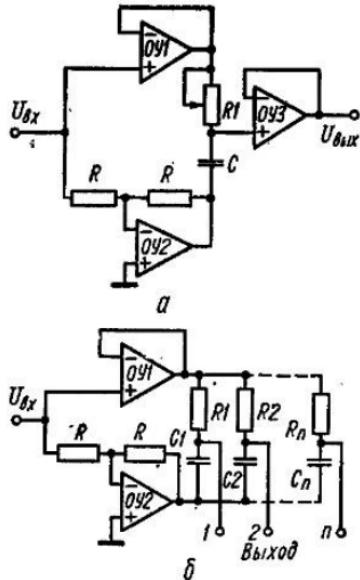


Рис. 3.18. Схемы фазовых звеньев с «взвешенными» фазозадающими RC-цепями

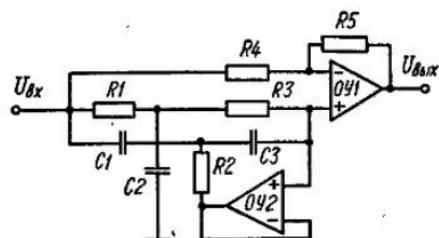


Рис. 3.20. Схема фазового звена второго порядка

Знак минус в данных выражениях соответствует фазозапаздывающему звену (рис. 3.17, б). В схеме фазового звена с электронным управлением рис. 3.17, в используется МОП-транзистор  $V_1$  в качестве регулирующего элемента. На рис. 3.18, а показана схема фазового звена [3], в которой  $R_1C$ -цепь запитана напряжениями, одинаковыми по амплитуде, но сдвинутыми по фазе на  $180^\circ$ . Сдвиг фазы входного сигнала на  $180^\circ$  осуществляется с помощью инвертирующего масштабирующего усилителя на  $OУ2$  с коэффициентом усиления, равным единице. Для исключения влияния сопротивления нагрузки на фазовый сдвиг включен повторитель напряжения на  $OУ3$ . Коэффициент передачи и фазовый сдвиг для данной схемы выражаются аналогично схемам рис. 3.17. Отличительной особенностью данной схемы является повышенная стабильность фазового сдвига в связи с исключением влияния на сдвиг фазы выходного сопротивления источника сигнала. Кроме того, такое включение фазовращающей  $R_1C$ -цепи позволяет достаточно просто строить фазовые звенья с большим числом выходов, имеющих различные фазовые сдвиги (рис. 3.18, б).

В ряде случаев для построения фазовых звеньев с дискретным заданием фазы выходного сигнала целесообразно использовать метод, основанный на известных тригонометрических разложениях,

$$\sin(\omega t \pm \varphi_0) = \sin \omega t \cos \varphi_0 \pm \cos \omega t \sin \varphi_0;$$

$$\cos(\omega t \pm \varphi_0) = \cos \omega t \cos \varphi_0 \mp \sin \omega t \sin \varphi_0.$$

Очевидно, что преобразовав входной синусоидальный сигнал в два сигнала, сдвинутых по фазе на  $90^\circ$ , а затем просуммировав их с масштабными коэффициентами, равными  $K_1 = \cos \varphi_0$ ,  $K_2 = \sin \varphi_0$ , можно сформировать выходной сигнал с требуемой фазой.

В схему формирователя дискретных значений фазы синусоидального сигнала (рис. 3.19) входят два инвертора входного сигнала  $Ин1$ ,  $Ин2$ , ключи  $S1$ ,  $S2$ , сумматор, построенный на  $OУ3$ , и коммутатор  $S3-S_n$  (фазовое звено, осуществляющее сдвиг фазы на  $90^\circ$ , на схеме не показано).

Для формирования сигнала вида  $U_{\text{вых}} = U_{\max} \sin(\omega t + \varphi)$  необходимо с помощью ключей  $S3$ ,  $S4$  подать на резисторы  $R1$ ,  $R2$  напряжения  $U_a = U_{\max} \sin \omega t$  и  $U_b = U_{\max} \cos \omega t$  соответственно. Величина резисторов при этом выбирается из условия  $\cos \varphi_0 = R_{o.c}/R_1$ ,  $\sin \varphi_0 = R_{o.c}/R_2$  или  $R_1/R_2 = \operatorname{tg} \varphi_0$ .

В результате получим:

$$U_{\text{вых}} = U_{\max} K_1 \sin \omega t + K_2 U_{\max} \cos \omega t = U_{\max} \sin(\omega t + \varphi_0),$$

где  $K_1 = R_{o.c}/R_1$ ,  $K_2 = R_{o.c}/R_2$ .

Инвертируя сигналы, можно сформировать выходные сигналы вида

$$U_{\text{вых}} = U_{\max} \sin(\omega t - \varphi_0);$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\max} \cos(\omega t + \varphi_0);$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\max} \cos(\omega t - \varphi_0).$$

**Фазовые звенья второго порядка.** Коэффициент передачи звена

$$K(p) = \frac{p^2 + \omega_0 \xi p + \omega_0^2}{p^2 + \omega_0 \xi p + \omega_0^2}.$$

Модуль и аргумент коэффициента передачи соответственно

$$|K(p)| = 1; \quad \varphi = \arctg \frac{2\omega_0 \xi}{\left( \xi \frac{\omega_0}{\omega_0 - \omega^2} - 1 \right)}.$$

Фазовый сдвиг звена второго порядка в зависимости от частоты может изменяться в диапазоне  $0-360^\circ$ .

Для звена, схема которого показана на рис. 3.20, коэффициент передачи можно представить в виде [10]

$$K(p) = \frac{p^2 - \alpha Ap + \alpha B}{p^2 + \alpha Ap + \alpha B},$$

где  $A = C_2/C_1 C_3 R_3$ ,  $B = 1/R_1 R_3 C_1 C_3$ ,  $C_1 + C_3 = \alpha C_2$ ,  $R_1 \parallel R_3 = \alpha R_2$ ;  $\alpha$  — некоторая постоянная величина, близкая к единице.

Схему целесообразно использовать для добротностей  $Q \leq 10-15$ .

## ГЕНЕРАТОРЫ

### 1. ГЕНЕРАТОРЫ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ, ТРЕУГОЛЬНЫХ И ПИЛООБРАЗНЫХ КОЛЕБАНИЙ

**Мультивибраторы.** В схеме мультивибратора с заземленным конденсатором (рис. 4.1, а) цепь ООС образована элементами  $R_1, C_1$ , цепь ПОС — делителем  $R_2, R_3$ . При генерировании колебаний  $C_1$  периодически перезаряжается в диапазоне напряже-

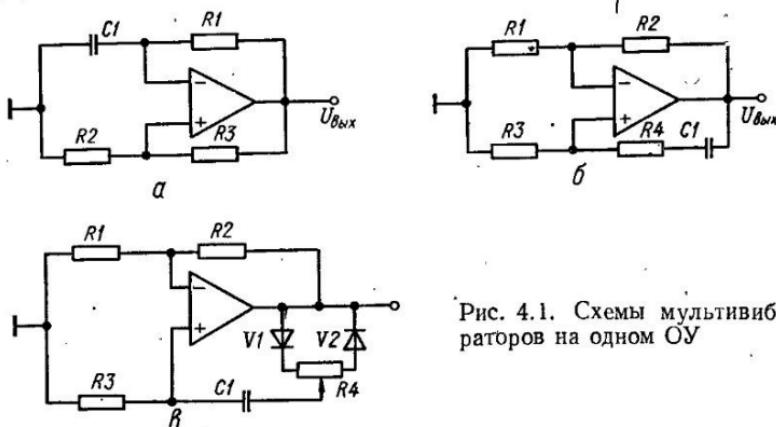


Рис. 4.1. Схемы мультивибраторов на одном ОУ

ний от  $\beta U_{\text{нас}}^+$  до  $\beta U_{\text{нас}}^-$ , где  $U_{\text{нас}}^+$ ,  $U_{\text{нас}}^-$  — напряжения насыщения ОУ по модулю положительной и отрицательной полярностей:  $\beta_n = R_2/(R_3 + R_4)$  — коэффициент ПОС.

Период колебаний  $T = t_1 + t_2$ ,

$$t_1 = \tau \ln \frac{1 + \beta_n U_{\text{нас}}^+ / U_{\text{нас}}^-}{1 - \beta_n}; \quad (4.1)$$

$$t_2 = \tau \ln \frac{1 + \beta_n U_{\text{нас}}^- / U_{\text{нас}}^+}{1 - \beta_n}; \quad (4.2)$$

$$\tau = R_1 C_1.$$

Если  $U_{\text{нас}}^+ = U_{\text{нас}}^-$ , то

$$T = 2t_1 = 2\tau \ln(1 + \beta_n)/(1 - \beta_n). \quad (4.3)$$

В схеме мультивибратора с незаземленным конденсатором (рис. 4.1, б) ООС образована элементами  $R_1, R_2$ ; ПОС — элементами  $R_3, R_4, C_1$ .

Напряжение на конденсаторе  $C_1$  в процессе генерирования колебаний в данной схеме изменяется в диапазоне от  $U_{\text{нас}}^- (1 - \beta_0/\beta_n)$  до  $U_{\text{нас}}^+ (1 - \beta_0/\beta_n)$ , где  $\beta_0 = R_1/(R_1 + R_2)$ ;  $\beta_n = R_3/(R_3 + R_4)$  — коэффициенты ООС и ПОС соответственно.

Длительности импульсов, составляющих период колебаний,

$$t_1 = \tau \ln \frac{1 + (1 - \beta_0/\beta_n) \frac{U_{\text{нас}}^+}{U_{\text{нас}}^-}}{\beta_0/\beta_n}; \quad (4.4)$$

$$t_2 = \tau \ln \frac{1 + (1 - \beta_0/\beta_n) \frac{U_{\text{нас}}^-}{U_{\text{нас}}^+}}{\beta_0/\beta_n}, \quad (4.5)$$

где  $\tau = (R_3 + R_4) C_1$ .

При условии  $U_{\text{нас}}^+ = U_{\text{нас}}^-$  получим  $t_1 = t_2 = \tau \ln(2\beta_n/B_0 - 1)$ .

Для данной схемы необходимо выполнить условие самовозбуждения

$$\beta_n > \beta_0.$$

Из выражений (4.1) — (4.5) следует, что период колебаний в обеих рассмотренных схемах зависит от отношения напряжений насыщения ОУ. Для уменьшения влияния дрейфа напряжений насыщения ОУ на частоту колебаний необходимо выравнивать  $U_{\text{нас}}^+$ ,  $U_{\text{нас}}^-$  (например, подстройкой напряжения одного или обоих источников питания ОУ, либо использовать прецизионный ограничитель выходного напряжения ОУ).

Для регулирования скважности колебаний в схему вводят диоды (рис. 4.1, б), разделяющие цепи заряда и разряда конденсатора  $C1$ . Однако в данном случае на температурную стабильность частоты дополнительно будет влиять контактная разность потенциалов  $p-n$ -переходов диодов  $V1$ ,  $V2$ .

В схеме мультивибратора с электронным управлением частотой импульсов, показанной на рис. 4.2, а [6], при отрицательном выходном импульсе ключ  $V1$  открыт, вследствие чего напряжение неинвертирующего входа ОУ  $U_{R2} = U_{\text{вып}} R_2 / (R_{V1} + R_2)$ , где  $R_{V1}$  — сопротивление открытого канала  $V1$ . Если  $U_{R2} < U_{\text{вых}}$ , то при  $U_{C1} < U_{R2}$ , где  $U_{C1}$  — напряжение на конденсаторе  $C1$ , на выходе возникает напряжение насыщения  $U_{\text{вых}}^+$  и ключ  $V1$  закроется. В дальнейшем конденсатор  $C1$  будет заряжаться, и при  $U_{C1} \approx 0$  на выходе ОУ вновь возникнет напряжение  $U_{\text{вых}}^-$ , т. е. процесс повторится.

Длительность импульсов, составляющих период, для данной схемы можно записать в виде

$$t_1 = \tau \ln \left( 1 + \frac{U_{\text{вых}}^+}{U_{\text{вых}}^-} \right); \quad t_2 = \tau \ln \left( \frac{U_{\text{вых}}^-}{U_{\text{вых}}^- - U_{R2}} \right),$$

где  $\tau = R_1 C_1$ .

Отсюда следует, что управляющее напряжение воздействует только на длительность отрицательного импульса.

Другой вариант управляемого мультивибратора показан на рис. 4.2, б [3]. Здесь при  $U_{\text{вых}}^+$  ключ  $V1$  открыт, при этом длительность выходных импульсов можно рассчитать по формулам (4.4), (4.5), где вместо  $R_3$  необходимо подставить значение сопротивления открытого канала  $V1$ . При  $U_{\text{вых}}^-$  ключ  $V1$  заперт, и конденсатор  $C1$  не разряжается до тех пор, пока не разрядится конденсатор  $C2$  через резистор  $R_0$  до уровня, при котором  $V1$  открывается. Это позволяет существенно увеличить длительность импульса отрицательной полярности. Кроме того, изменяя  $U_{\text{вып}}$ , можно регулировать период генерируемых колебаний.

На рис. 4.3 показана схема мультивибратора [7], в которой частота выходных импульсов после включения питания плавно увеличивается в 1,5—5 раз. Эта девиация частоты происходит вследствие заряда конденсатора  $C2$  с постоянной времени  $\tau = R_6 C_2$ . Для изменения длительностей выходных импульсов обеих полярностей заряд конденсатора происходит через двухполупериодный выпрямитель  $U1$ . Очевидно, что после включения питания потенциал точки  $A$  будет плавно нарастать по экспоненциальному закону и, следовательно, напряжение на  $R2$  также будет плавно изменяться по экспоненциальному закону, что в конечном итоге определят плавное изменение частоты выходных импульсов.

В рассмотренных схемах мультивибраторов используют пассивные интегрирующую  $R1C1$  (рис. 4.1, а) и дифференцирующую  $R3, R4, C1$  (рис. 4.1, б) цепи. При построении низкочастотных генераторов используют активные интеграторы и дифференциаторы. Схема прецизионного генератора прямоугольных и треугольных колебаний (рис. 4.4, а) состоит из активного интегратора на  $OY1$ , триггера Шmitta на  $OY2$  и прецизионного ограничителя выходного напряжения на  $OY3$ ,  $OY4$ . Рассмотрим работу схемы. Допустим, что на выходе 2 имеется напряжение  $E_1$ , сформированное ограничителем на  $OY3$ . Тогда в результате интегрирования этого напряжения с постоянной времени  $\tau = R_1 C_1$  на выходе 1 будет формироваться линейно уменьшающееся напряжение. При уменьшении напряжения на выходе 1 до уровня переключения триггера Шmitta, равного  $-E_1 R_2 / R_3$ , на выходе 2 релаксационно возникает напряжение, равное  $E_2$ , сформированное ограничителем на  $OY4$ . Таким образом, процесс интегрирования будет протекать в обратном направлении, т. е. на выходе 1 будет формироваться линейно возрастающее напряжение

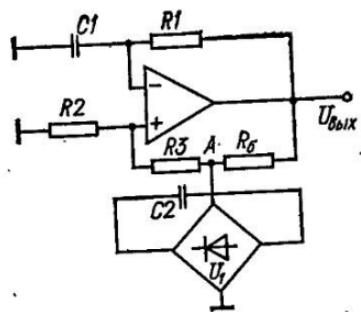
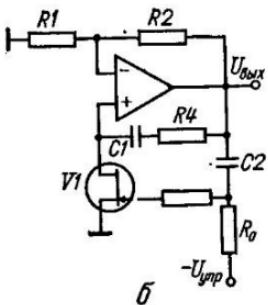
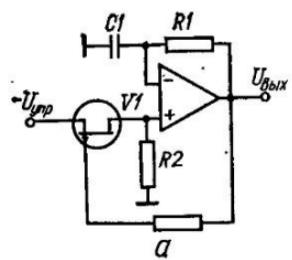


Рис. 4.2. Схемы мультивибраторов с электронным управлением

Рис. 4.3. Схема мультивибратора с «выбегом» частоты при включении питания

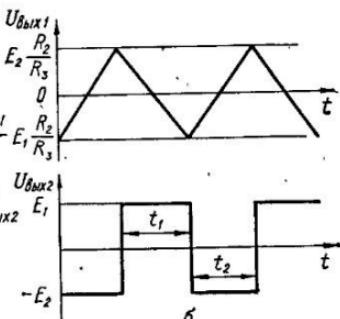
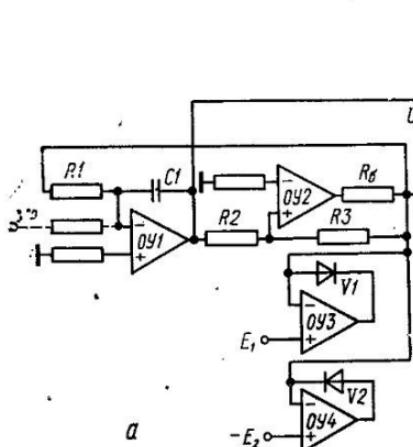


Рис. 4.4. Прецизионный генератор прямоугольных и треугольных колебаний:  
а — схема; б — временные диаграммы

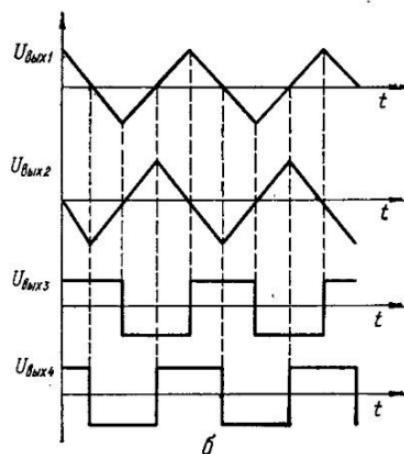
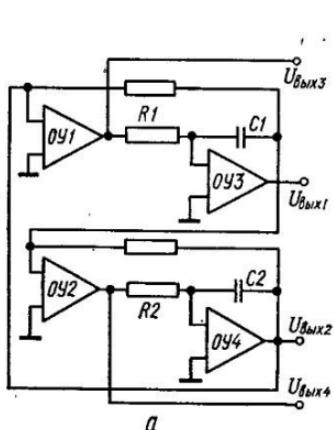


Рис. 4.5. Генератор квадратурных треугольных и прямоугольных напряжений:

а — схема; б — временные диаграммы

до уровня переключения триггера Шмитта, равного  $E_2R_2/R_3$ , затем процесс повторяется (рис. 4.4, б).

Длительность импульсов, составляющих период колебаний, можно представить в виде

$$t_1 = \tau R_2 (1 + E_1/E_2)/R_3; \quad (4.6)$$

$$t_2 = \tau R_2 (1 + E_2/E_1)/R_3. \quad (4.7)$$

При  $E_1 = E_2$  получим  $T = 4R_1R_2C_1/R_3$ .

Электронное регулирование скважности и частоты колебаний в данной схеме можно осуществить либо изменением уровней опорных напряжений  $E_1$ ,  $E_2$ , либо путем подключения управляющего напряжения через резистор к суммирующей точке интегратора.

**Генераторы квадратурных сигналов.** Схема генератора квадратурных (сдвинутых на  $90^\circ$ ) прямоугольных и треугольных сигналов (рис. 4.5, а) содержит два интегратора на ОУ3, ОУ4 и два нуль-органа на ОУ1, ОУ2. Работу схемы поясняют графики, показан-

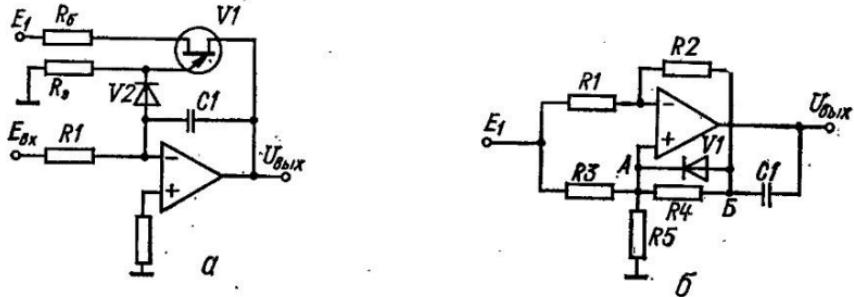


Рис. 4.6. Схемы генераторов пилообразного напряжения на одном ОУ

ные на рис. 4.5, б. Крутизна фронтов треугольного напряжения (по модулю) соответствен- но равна: для возрастающего напряжения —  $\tau_1/U_{\text{вых}3}$ , для ниспадающего напряжения —  $\tau_2/U_{\text{вых}4}$ , где  $\tau_1 = R_1C_1$ ,  $\tau_2 = R_2C_2$ . Если  $\tau_1 = \tau_2 = \tau$  и  $U_{\text{вых}3}^\pm = U_{\text{вых}4}^\pm$ , то  $U_{\text{вых}1}^\pm = U_{\text{вых}2}^\pm$ , где  $U_{\text{вых}1}^\pm$ ,  $U_{\text{вых}2}^\pm$  — максимальные напряжения на соответствующих выходах. Период колебаний

$$T = 4\tau U_{\text{вых}1}^- / U_{\text{вых}3}^+.$$

Для обеспечения равенства напряжений насыщения ОУ1, ОУ2 в данной схеме це- лесообразно использовать прецизионные ограничители напряжения.

Электронное управление фазовым сдвигом в диапазоне  $0-180^\circ$  можно осуществить путем регулирования порога переключения нуль-органов [18].

**Генераторы пилообразных напряжений.** Схемы генераторов пилообразных напряжений легко реализовать на основе схем генераторов треугольных колебаний, в которых задний фронт выходного импульса формируется отдельной цепочкой с малой по- стоянной времени. Другим способом построения схем генераторов пилообразного напряжения является способ, основанный на периодическом шунтировании конденсатора в интеграторе. На рис. 4.6, а показана схема управляемого генератора пилообразного напряжения, в которой конденсатор  $C_1$  периодически шунтируется с помощью однопереходного транзистора  $V_1$ , имеющего S-образную входную характеристику. Длительность генерируемых импульсов в данной схеме

$$T = \tau \frac{U_{\text{вх}} + \Phi_k}{E_{\text{вх}}},$$

где  $\tau = R_1C_1$ ;  $U_{\text{вх}} = U_{\text{б1б2}}\eta_1$  — напряжение включения транзистора  $V_1$ ;  $U_{\text{б1б2}}$  — меж- базовое напряжение транзистора  $V_1$ ;  $\eta$  — коэффициент передачи транзистора  $V_1$ .

Поскольку напряжение включения  $U_{\text{вх}}$  зависит от напряжения  $U_{\text{б1б2}}$  транзистора  $V_1$ , то длительность и амплитуду выходного импульса можно регулировать не только с помощью  $E_{\text{вх}}$ , но и источника  $E_1$ . Элементы  $R_3$ ,  $V_2$  включены для термокомпенсации порога включения транзистора  $V_1$ .

Использование ПОС позволяет исключить ключевые элементы, шунтирующие интегрирующий конденсатор, и упростить схемы генераторов. На рис. 4.6, б показана схема, где для формирования переднего линейного фронта используется ООС, а для формирования крутого заднего фронта — ПОС [4]. При этом крутизна заднего фронта определяется быстродействием ОУ, охваченного ПОС. Время задержки между импульсами определяется временем разряда конденсатора  $C_1$  через диод  $V_1$  и низкоомный резистор

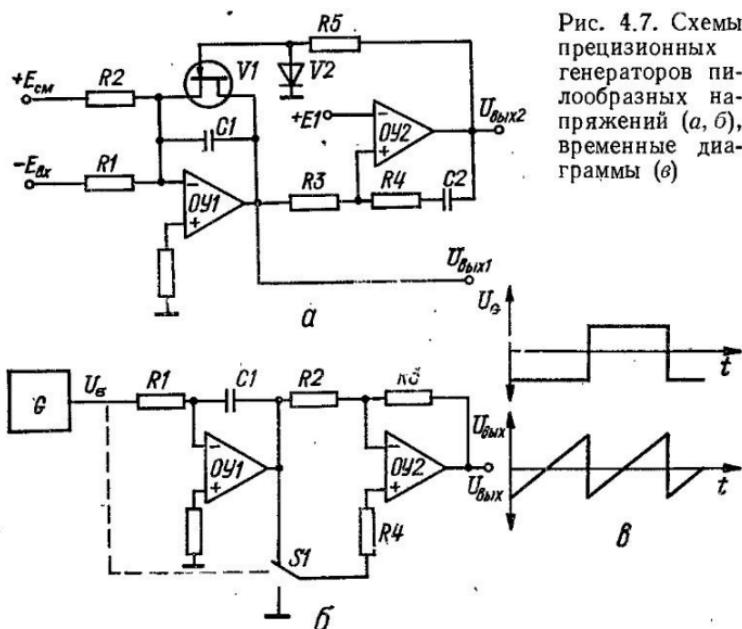


Рис. 4.7. Схемы прецизионных генераторов пилообразных напряжений (а, б), временные диаграммы (в)

$R_5$  до уровня, при котором диод  $V_1$  запирается. Резисторы  $R_1-R_5$  выбираются такой величины, чтобы выполнялось условие

$$R_1 R_4 > R_2 (R_3 \parallel R_5), \quad R_5 \ll R_4.$$

В режиме интегрирования диод  $V_1$  заперт, что определяет превалирующее действие цепи ООС ( $C_1, R_2, R_1$ ). Интегрирование напряжения  $E_1$  происходит до тех пор, пока потенциал точки  $B$  не превысит потенциал точки  $A$  на величину  $\Phi_k$ . При этом диод  $V_1$  открывается и шунтирует резистор  $R_4$ . В результате включается ПОС ( $C_1, V_1, R_5$ ) и на выходе ОУ релаксационно устанавливается состояние насыщения. Данные схемы можно использовать в тех случаях, когда основным требованием является минимальное число элементов. Стабильность частоты в этих схемах невысока.

Более высокую стабильность колебаний можно получить в схемах, где коммутация конденсатора интегратора производится с помощью полевого триода, управляемого одновибратором. В схему генератора пилообразных и прямоугольных колебаний (рис. 4.7, а) входят интегратор на  $OY1$ , одновибратор на  $OY2$  и транзистор  $V_1$ . Допустим, что транзистор  $V_1$  открыт, т. е. на выходе одновибратора (выход 2) напряжение положительной полярности. Тогда на выходе интегратора (выход 1) при разряженном конденсаторе  $C_1$  напряжение

$$U_{\text{вых}1} = E_{\text{вх}} R_{V1}/R_1 - E_{\text{см}} R_{V1}/R_2 \approx 0,$$

где  $R_{V1}$  — сопротивление открытого канала  $V_1$ .

Это состояние неустойчивое, так как при  $U_{\text{вых}1} \approx 0$  с помощью источника  $E_1$  на выходе  $OY2$  установится напряжение отрицательной полярности, вследствие чего транзистор  $V_1$  закроется, и начнется процесс интегрирования. При этом напряжение на выходе 1 будет изменяться по линейному закону

$$U_{\text{вых}1} = t (E_{\text{вх}}/\tau_1 - E_{\text{см}}/\tau_2),$$

где  $\tau_1 = R_1 C_1$ ;  $\tau_2 = R_2 C_1$ .

При  $U_{\text{вых}1} = E_1$  на выходе  $OY2$  релаксационно установится состояние  $U_{\text{вых}2}^+$ , вследствие чего транзистор  $VI$  откроется, и описанный процесс повторится.

Длительность пилообразного импульса на выходе  $1$

$$T_{\text{пи}} = E_1 \tau_1 \tau_2 / (\tau_2 E_{\text{вх}} - \tau_1 E_{\text{см}}).$$

Длительность прямоугольного импульса на выходе  $2$   $T_{\text{пр}} = \tau_3 \ln (U_{\text{вых}2}^+ + U_{\text{вых}2}^-) \times \beta_{\text{п}}/E$ , где  $\tau_3 \ll \tau_1$ ;  $\tau_3 = (R_3 + R_4) C_2$ ,  $\beta_{\text{п}} = R_3/(R_3 + R_4)$ .

При малых номиналах емкости  $C1$  существенную роль могут играть токи утечки транзистора  $VI$ . Для уменьшения погрешности, обусловленной токами утечки ключа, целесообразно в качестве ключей выбирать полевые транзисторы с изолированным затвором (без защитных стабилитронов).

В тех случаях, когда требуется получить максимально крутой задний фронт пилообразного импульса, можно использовать схему, показанную на рис. 4.7, б [11]. Здесь интегратор, построенный на  $OY1$ , непрерывно формирует из входных прямоугольных

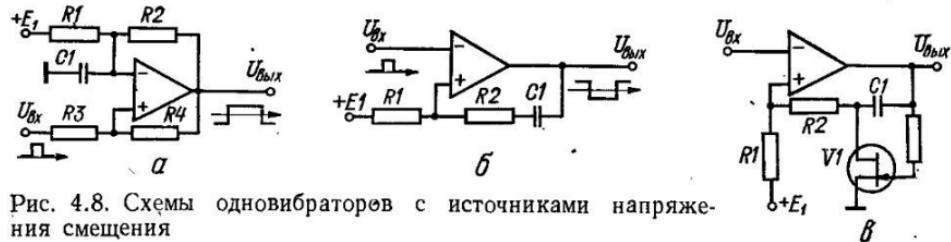


Рис. 4.8. Схемы одновибраторов с источниками напряжения смещения

двусплярных импульсов, поступающих от генератора  $G$ , напряжение треугольной формы. Ключ  $S1$ , управляемый генератором  $G$ , при одной полярности прямоугольного импульса подключает  $R4$  к выходу  $OY1$ , при другой полярности — к общей шине. Так как усилитель, построенный на  $OY2$  (где  $R_2 = R_3$ ), при подключении  $R4$  к общей шине имеет коэффициент передачи, равный плюс единице, а при подключении  $R4$  к выходу  $OY1$  — минус единице, и момент переключения  $S1$  соответствует экстремуму треугольного напряжения на выходе  $OY1$ , то на выходе  $OY2$  будут формироваться импульсы пилообразной формы (рис. 4.7, б), длительность заднего фронта которого в основном определяется быстродействием  $OY2$ . В данной схеме вместо генератора  $G$  и интегратора можно включить схему, показанную на рис. 4.4, а.

Одновибраторы представляют собой генераторы одиночных импульсов определенной длительности. Схемы одновибраторов можно реализовать путем затормаживания колебаний в мультивибраторах, схемы которых были рассмотрены выше.

В схеме одновибратора (рис. 4.8, а), построенной на основе схемы мультивибратора рис. 4.1, а, автоколебания заторможены с помощью источника напряжения смещения  $E_1$ . В исходном состоянии на выходе ОУ напряжение насыщения имеет отрицательную полярность, так как при  $\beta_0 < \beta_{\text{п}}$  напряжение на инвертирующем входе  $E_1 (1 - \beta_0) - U_{\text{вых}} \beta_0$  больше напряжения на неинвертирующем входе  $-U_{\text{вых}} \beta_{\text{п}}$ , где  $\beta_0 = R_1/(R_1 + R_2)$ ,  $\beta_{\text{п}} = R_3/(R_3 + R_4)$ .

При поступлении входного импульса положительной полярности, длительность которого меньше длительности выходного импульса, а амплитуда больше  $|U_{\text{вых}}^- R_3/R_4|$ , на выходе одновибратора релаксационно установится напряжение положительной полярности  $U_{\text{вых}}^+$ . При этом конденсатор  $C1$  будет перезаряжаться через резистор  $R2$  от исходного напряжения  $E_1 (1 - \beta_0) - U_{\text{вых}}^- \beta_0$  до напряжения  $U_{\text{вых}}^+ \beta_{\text{п}}$ , после чего на выходе ОУ вновь релаксационно установится исходное напряжение  $U_{\text{вых}}^-$ .

Длительность сформированного импульса

$$T = \tau \ln \frac{\beta_0 (U_{\text{вых}}^+ + U_{\text{вых}}^-)}{U_{\text{вых}}^+ \beta_0 + E_1 (1 - \beta_0) - U_{\text{вых}}^- \beta_{\text{п}}}, \quad (4.9)$$

где  $\tau = \beta_0 R_2 C_1$ ;  $U_{\text{вых}}^+$ ,  $U_{\text{вых}}^-$  — напряжения насыщения ОУ (по модулю).

При  $U_{\text{вых}}^+ = U_{\text{вых}}^- = U$  получим

$$T = \tau \ln \frac{2}{\frac{E_1}{U} \left( \frac{1}{\beta_0} - 1 \right) - \left( \frac{\beta_n}{\beta_0} - 1 \right)}.$$

Для получения отрицательного выходного импульса необходимо изменить полярность источника смещения  $E_1$  и входного импульса.

Другой вариант схемы с источником смещения  $E_1$  показан на рис. 4.8, б, в которой ОУ охвачен только ПОС. В исходном состоянии напряжение на выходе ОУ имеет положительную полярность, поскольку на неинвертирующем входе — положительное напряжение  $E_1$ . При поступлении на инвертирующий вход импульса положительной поляриности, длительность которого меньше длительности выходного импульса, а амплитуда большее  $E_1$ , на выходе ОУ устанавливается отрицательное напряжение насыщения  $U_{\text{вых}}^-$ . При этом на неинвертирующем входе ОУ напряжение скачкообразно изменяется на величину, равную  $(U_{\text{вых}}^+ + U_{\text{вых}}^-) \beta_n$ .

Длительность выходного импульса определяется временем нарастания напряжения на неинвертирующем входе ОУ от уровня  $(U_{\text{вых}}^+ + U_{\text{вых}}^-) \beta_n - E_1$  до нуля:

$$T = \tau \ln \frac{U_{\text{вых}}^+ + U_{\text{вых}}^-}{E_1} \beta_n, \quad (4.10)$$

где  $\tau = (R_1 + R_2) C_1$ ;  $\beta_n = R_1/(R_1 + R_2)$ .

Время восстановления данной схемы в исходное состояние (т. е. время, по истечении которого возможен новый запуск) определяется временем установления напряжения на конденсаторе  $C_1$ . Очевидно, что это время так же, как и длительность сформированного выходного импульса, зависит от постоянной времени  $T$ .

Для ускорения времени восстановления можно использовать схему, показанную на рис. 4.8, в [1]. Здесь в исходном состоянии ключ  $V1$  открыт, и цепь заряда конденсатора  $C1$  имеет малую постоянную времени. Входной импульс положительной полярности формирует на выходе ОУ напряжение отрицательной полярности, которое запирает ключ  $V1$ . При этом процесс формирования выходного импульса протекает аналогично схеме рис. 4.8, б. После окончания формирования выходного импульса положительное выходное напряжение ОУ открывает  $V1$ , и напряжение на конденсаторе  $C1$  быстро восстанавливается до исходного уровня. В рассмотренных схемах длительность выходного импульса зависит от стабильности источника смещения  $E_1$  и напряжения насыщения ОУ.

Схема одновибратора, в котором напряжение смещения формируется самим ОУ [13], показана на рис. 4.9, а. В исходном состоянии ток инвертирующего входа ОУ отсутствует, что эквивалентно образованию на входе ОУ ЭДС  $\alpha E_n$  ( $\alpha < 1$ ), которая поддерживает на выходе состояние насыщения отрицательной полярности  $U_{\text{нас}}^-$ .

Входной импульс отрицательной полярности релаксационно возбуждает на выходе  $U_{\text{нас}}^+$ , после чего начинается перезаряд конденсатора  $C2$ . При уменьшении потенциала точки  $A$  до уровня  $\alpha E_n$  процесс формирования выходного импульса заканчивается и на выходе ОУ восстанавливается исходное состояние  $U_{\text{нас}}^-$ . Переходные процессы, проходящие в схеме, изображены на рис. 4.9, б.

На рис. 4.10 показаны две схемы одновибраторов, в которых отсутствует источник напряжения смещения, а автоколебания заторможены путем шунтирования конденсатора сопротивлением открытого диода (рис. 4.10, а) или выходным сопротивлением «идеального диода» (рис. 4.10, б).

В исходном состоянии напряжение на выходе ОУ (рис. 4.10, а) равно минус  $U_{\text{вых}}$ , при этом напряжение на его инвертирующем входе — минус  $\Phi_k$ , а на неинвертирующем входе — минус  $U_{\text{вых}}^- \beta_n$ , где  $\beta_n = R_2/(R_2 + R_3)$ .

Величина коэффициента ПОС выбирается из условия

$$|U_{\text{вых}}^- \beta_n| > \Phi_k.$$

При поступлении на вход положительного импульса, длительность которого меньше длительности выходного импульса, а амплитуда больше  $|U_{\text{вых}}^- R_2/R_3|$ , на выходе релаксационно устанавливается состояние насыщения  $U_{\text{вых}}^+$ . При этом диод  $V1$  закроется и конден-

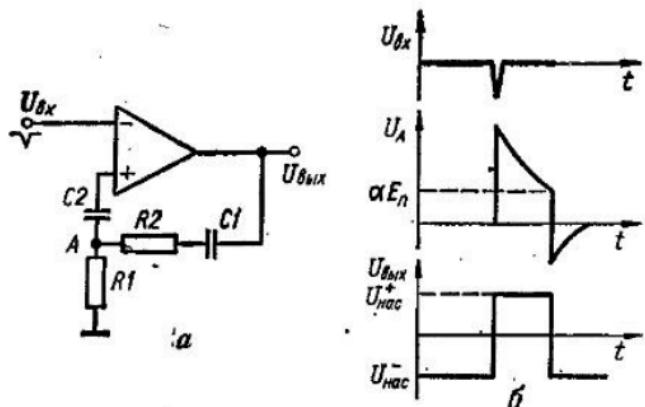


Рис. 4.9. Одновибратор с автоматическим смещением:  
а — схема; б — временные диаграммы

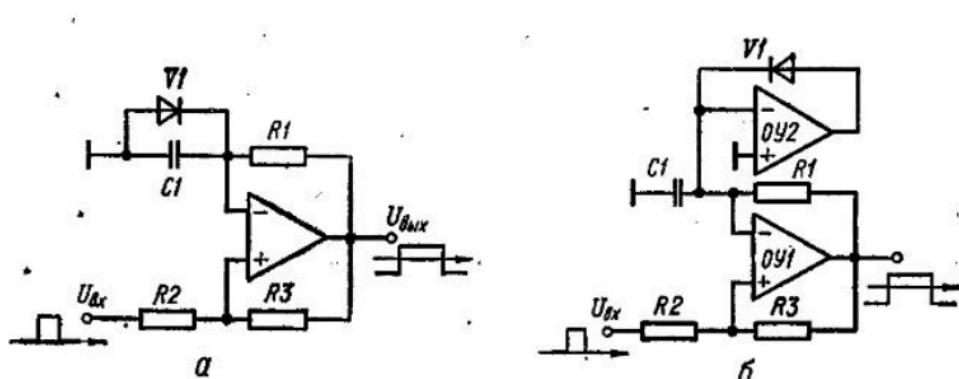


Рис. 4.10. Схемы одновибраторов с шунтирующим диодом

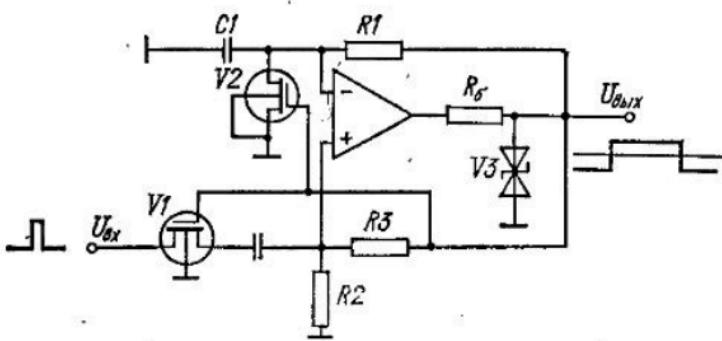
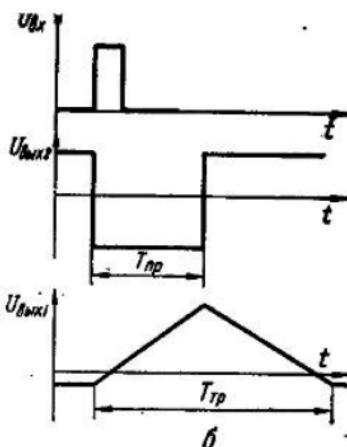
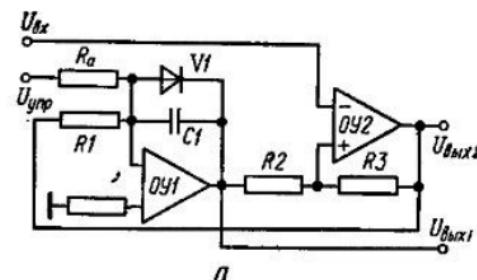


Рис. 4.11. Схема одновибратора с отключением входной цепи

Рис. 4.12. Одновибратор одиночных треугольных и прямоугольных импульсов:  
а — схема; б — временные диаграммы



сатор  $C1$  будет заряжаться от  $-\Phi_k$  до напряжения, равного  $U_{\text{вых}}^+ \beta_n$ , после чего на выходе восстановится состояние  $U_{\text{вых}}^-$ .

Длительность сформированного импульса

$$T = \tau \ln \frac{U_{\text{вых}}^+ + \Phi_k}{U_{\text{вых}}^+ (1 - \beta_n)}, \quad (4.11)$$

где  $\tau = R_1 C_1$ .

В данной схеме длительность выходного импульса зависит от напряжения насыщения  $U_{\text{вых}}^+$  и контактной разности потенциалов  $\Phi_k$  диода  $V1$ . Очевидно, чем больше  $U_{\text{вых}}^+$ , тем меньше зависимость от  $\Phi_k$ .

В схеме одновибратора рис. 4.10, б вместо шунтирующего диода включен «идеальный диод» на  $OY2$ , представляющий собой однополупериодный выпрямитель [10]. Поскольку в этом случае влияние уменьшается в  $K_y$  раз, то выражение (4.11) примет следующий вид:

$$T = \tau \ln (1 + R_2 / R_3).$$

Во всех рассмотренных выше схемах одновибраторов для повышения стабильности и помехоустойчивости необходимо стабилизировать уровень насыщения  $OY$  и отключать вход на время формирования выходных импульсов.

В качестве примера на рис. 4.11 показана схема одновибратора [2], где стабилизация напряжения насыщения осуществляется с помощью двухстороннего стабилитрона  $V3$ , а вход отключается с помощью ключа  $V1$ . Работа данной схемы аналогична схеме рис. 4.10, а с той лишь разницей, что вместо диода здесь включен транзистор  $V2$ , работающий в ключевом режиме. Длительность выходного импульса рассчитывается по формуле

$$T = \tau \ln \frac{1 + K \beta_0}{1 - \beta_n},$$

где  $\tau = R_1 C_1$ ;  $K = U_{\text{вых}}^- / U_{\text{вых}}^+$ ;  $\beta_0 = R_{V2} / (R_1 + R_{V2})$ ;  $\beta_n = R_2 / (R_2 + R_3)$ ;  $R_{V2}$  — сопротивление открытого канала  $V2$ .

Во всех рассмотренных схемах одновибраторов для формирования выходных импульсов использовались пассивные интегрирующие цепи, что при необходимости получения больших длительностей импульсов может вызвать трудности в выборе высокочастотных конденсаторов большой емкости.

В схеме одновибратора, показанной на рис. 4.12, а, используется активный интегратор на  $OY1$ , что позволяет при больших длительностях выходных импульсов использовать конденсаторы сравнительно небольшой емкости. Работу схемы поясняют осциллографмы, показанные на рис. 4.12, б. В исходном состоянии на выходе триггера Шмитта (выход 2) напряжение насыщения равно  $U_{\text{вых}2}^+$ , при этом диод  $V1$  в интеграторе открыт и напряжение на его выходе (выход 1)  $U_{\text{вых}1} = U_{\text{вых}2}^+ R_d / R_1$ , где  $R_d$  — сопротивление открытого диода  $V1$ .

Входной положительный импульс, длительность которого меньше длительности выходного импульса, а амплитуда больше  $U_{\text{вых}}^+ R_2 / (R_2 + R_3)$ , установит на выходе 2 состояние насыщения —  $U_{\text{вых}2}^-$ , при этом напряжение на выходе 1 будет линейно возрастать до порога срабатывания триггера  $U_{\text{вых}2}^- R_2 / R_3$ , после чего на выходе 2 вновь установится состояние  $U_{\text{вых}2}^+$ , а на выходе 1 будет формироваться задний фронт треугольного импульса.

Длительность прямоугольного импульса (выход 2)

$$T_{\text{пр}} = \tau_1 \frac{R_2}{R_3} + \tau_1 \frac{R_d}{R_1} \frac{U_{\text{вых}2}^+}{U_{\text{вых}2}^-},$$

где  $\tau_1 = R_1 C_1$ .

Длительность треугольного импульса (выход 1)

$$T_{\text{тр}} = T_{\text{пр}} + \tau_1 \frac{R_2}{R_3} \frac{U_{\text{вых}2}^- + \Phi_k}{U_{\text{вых}2}^+} + \tau_1 \frac{R_d}{R_1}.$$

Для управления длительностью выходных импульсов на управляющий вход подается положительное или отрицательное напряжение, при этом требуется выполнить условие

$$U_{\text{упр}}^{\max} \frac{R_d}{R_a} - U_{\text{вых}}^- \frac{R_d}{R_1} < 0.$$

Длительность прямоугольного выходного импульса в этом случае можно записать в виде

$$T_{\text{пр}} = \left( U_{\text{вых}2}^- \frac{R_2}{R_3} + U_{\text{вых}2}^+ \frac{R_d}{R_1} - U_{\text{упр}}^- \frac{R_d}{R_a} \right) \frac{\tau_1 \tau_2}{U_{\text{вых}2}^- \tau_2 + U_{\text{упр}}^- \tau_1},$$

где  $\tau_2 = R_a C_1$ .

Прецизионные схемы одновибраторов можно также построить на основе интеграторов с заземленным конденсатором, шунтирование которого осуществляется с помощью «идеального диода» (рис. 4.13). Одновибратор состоит из интегратора, построенного на

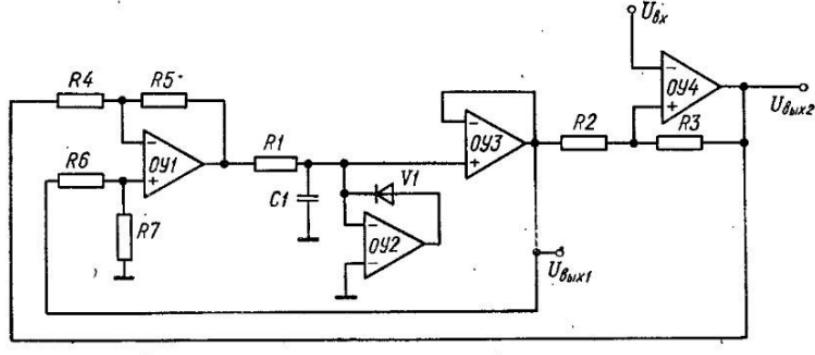


Рис. 4.13. Схема прецизионного одновибратора с заземленным конденсатором

основе источника тока, «идеального диода» на  $OY2$ , повторителя напряжения на  $OY3$ , триггера Шмитта на  $OY4$ . Поскольку заряд конденсатора  $C1$  осуществляется от источника тока, то напряжение на конденсаторе изменяется линейно. Принцип действия данного одновибратора аналогичен принципу действия одновибратора, схема которого показана на рис. 4.12. Отличие состоит в том, что вместо шунтирующего диода в данной схеме используется «идеальный диод» на  $OY2$ , что повышает стабильность генерируемых импульсов.

Длительность выходного прямоугольного импульса

$$T_{\text{пр}} = \tau R_2 / R_3,$$

где  $\tau = R_1 C_1 R_7 / R_6$ ;  $R_6 = R_5$ ;  $R_7 = R_4$ .

Длительность выходного треугольного импульса (выход 1)

$$T_{\text{пр}} = T_{\text{пр}} + \tau \frac{R_2}{R_3} \frac{U_{\text{вых}2}^-}{U_{\text{вых}2}^+} = T_{\text{пр}} \left( 1 + \frac{U_{\text{вых}2}^-}{U_{\text{вых}2}^+} \right).$$

Для устранения зависимости длительности выходного треугольного импульса от напряжения насыщения  $OY4$  на его выходе включают прецизионный ограничитель напряжения.

Генераторы одиночных пилообразных и прямоугольных импульсов. Схемы генераторов одиночных пилообразных и прямоугольных импульсов можно реализовать на основе схем генераторов одиночных треугольных импульсов, в которых задний фронт треугольного импульса формируется отдельной цепочкой с малой постоянной времени. Например, для получения пилообразного выходного импульса в схеме рис. 4.12, а можно параллельно резистору  $R1$  включить цепь, состоящую из диода и низкоомного резистора. Другой способ построения схем генераторов одиночных пилообразных импульсов основан на шунтировании конденсатора в интеграторе с помощью ключа, управляемого триггером.

В схему генератора одиночных пилообразных и прямоугольных импульсов (рис. 4.14, а) входят интегратор на  $OY1$  и триггер Шмитта на  $OY2$ . В исходном состоянии

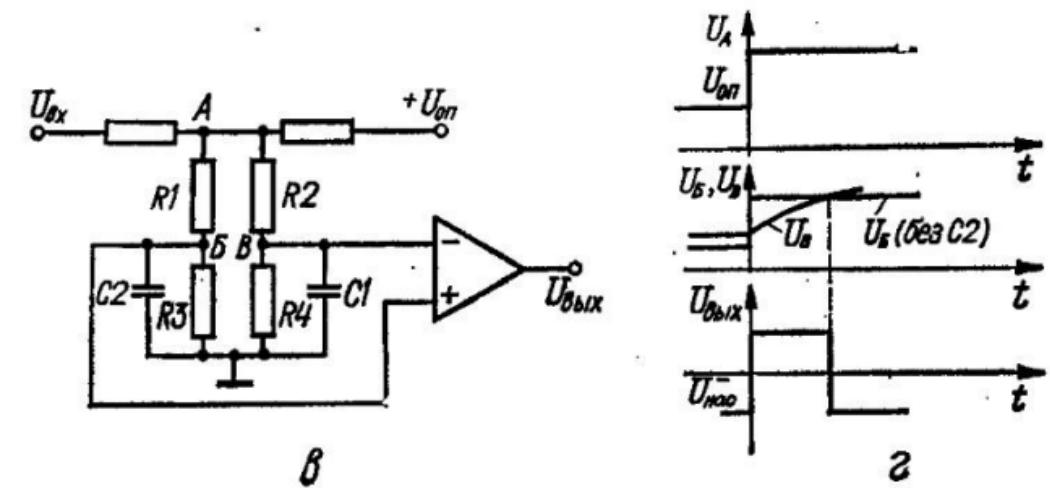
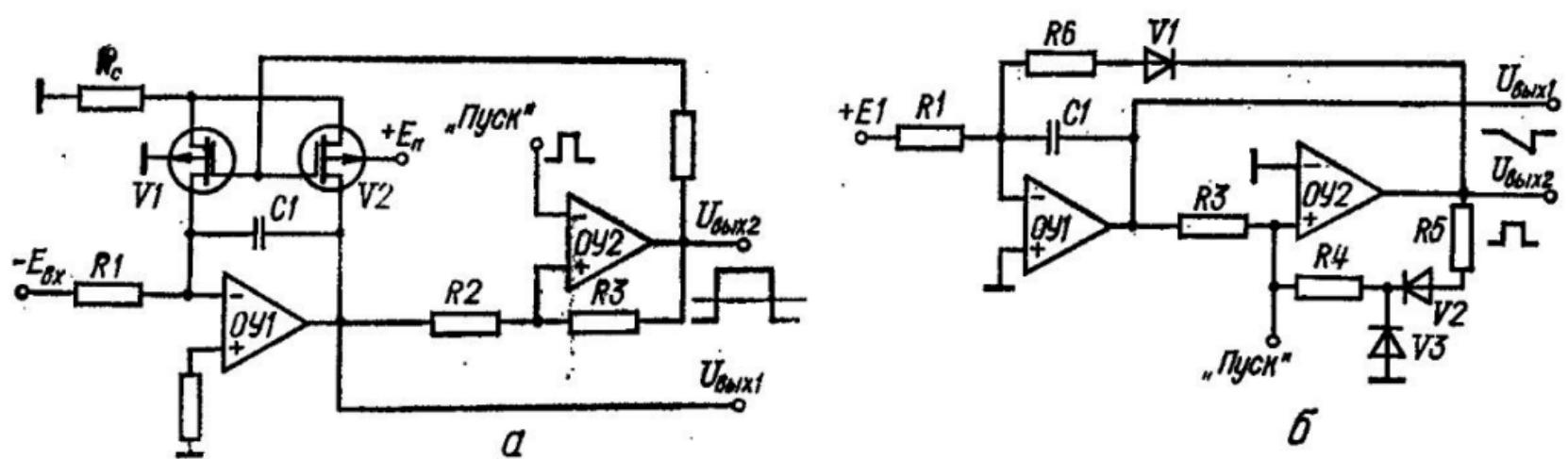


Рис. 4.14. Генераторы одиночных пилообразных и прямоугольных импульсов:  
 $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  — схемы;  $\gamma$  — временные  
диаграммы

напряжение на выходе 2 имеет полярность, при которой ключи  $V1$  и  $V2$  открыты. Напряжение на выходе 1  $U_{\text{вых}1} = U_{\text{вх}}(R_{V1} + R_{V2})/R_1$ , где  $R_{V1}$ ,  $R_{V2}$  — сопротивления открытых ключей  $V1$  и  $V2$ . Это напряжение можно скомпенсировать с помощью дополнительного источника смещения (аналогично схеме рис. 4.7, а).

При поступлении положительного импульса на неинвертирующий вход  $OY2$ , длительность которого меньше длительности выходного импульса, а амплитуда больше  $|U_{\text{вых}2}^- R_2 / (R_2 + R_3)|$ , на выходе 2 релаксационно устанавливается состояние  $U_{\text{вых}2}^+$ , вследствие чего ключи  $V1$  и  $V2$  закроются и начнется процесс интегрирования. Напряжение на выходе 1 при этом будет изменяться по линейному закону

$$U_{\text{вых}1} = tU_{\text{вх}}/\tau,$$

где  $\tau = R_1 C_1$ .

При  $U_{\text{вых}1} = U_{\text{вых}2}^+ R_2 / R_3$  на выходе 2 релаксационно устанавливается исходное состояние  $U_{\text{вых}2}^-$ .

Длительность прямоугольного и пилообразного импульса

$$T_{\text{пд}} = T_{\text{пи}} = \tau R_2 U_{\text{вых}2}^+ / R_3 U_{\text{вх}}. \quad (4.12)$$

Отсюда следует, что длительность выходного импульса зависит от напряжения насыщения  $OY2$ . Если управляющий вход подсоединить к выходу 2 (т. е.  $E_{\text{вх}} = U_{\text{вых}2}$ ), то длительность импульсов не будет зависеть от напряжений насыщения ОУ.

О отличительной особенностью данной схемы является то, что в ней в качестве ключей используют два последовательно включенных полевых транзисторов с изолированным затвором. Такое включение позволяет резко уменьшить токи утечки, так как подложка транзистора  $V1$  имеет потенциал, равный потенциальному суммирующей точки интегратора.

О отличительной особенностью схемы, показанной на рис. 4.14, б [8], является то, что в ней осуществляется точная привязка начала выходного импульса к нулевому уровню. В исходном состоянии диод  $V1$  открыт, диод  $V2$  заперт, напряжение на выходе 1 равно нулю (точнее напряжению смещения  $OY2$ ), так как  $OY2$  с помощью общей ООС (цепь  $R6$ ,  $V1$ ) сводит к нулю напряжение  $U_{\text{вых}1}$ , являющееся входным для  $OY2$ . Запускающий импульс положительной полярности усиливается  $OY2$ , при этом диод  $V2$  открывается и на выходе 2 релаксационно (так как включается ПОС через  $R5$ ,  $V2$ ,  $R4$ ,  $R3$ ) устанавливается положительное напряжение насыщения  $OY2$ . Диод  $V1$  запирается, и на выходе 1 с помощью интегратора ( $R1$ ,  $C1$ ,  $OY1$ ) формируется линейно падающее напряжение  $U_{\text{вых}1} = -E_1 t / \tau$ , где  $\tau = R_1 C_1$ .

При  $U_{\text{вых}1} = -U_{\text{вых}2}^- R_3 / (R_4 + R_5)$  ПОС  $OY2$  выключается (диод  $V2$  запирается) и на выходе 2 возникает отрицательное напряжение, открывающее  $V1$ , в результате чего конденсатор  $C1$  разряжается через низкоомное сопротивление  $R6$  и диод  $V1$ . Длительность заднего фронта выходного импульса в основном определяется постоянной времени

$$\tau_3 = R_6 C_1,$$

а длительность переднего фронта

$$t_1 = \frac{\beta_{\text{п}}}{1 - \beta_{\text{п}}} \frac{U_{\text{вых}2}^+}{E_1},$$

где  $\beta_{\text{п}} = R_3 / (R_3 + R_4 + R_5)$ .

Для формирования одиночного импульса определенной длительности при ступенчатом входном сигнале можно использовать схему, показанную на рис. 4.14, в [9], в которой напряжение с диагонали мостовой схемы  $R1 - R4$  подается на входы ОУ. В исходном состоянии мост балансируется таким образом, чтобы потенциал точки  $B$  был несколько выше потенциала точки  $A$ . В этом случае на выходе ОУ в исходном состоянии всегда будет напряжение  $U_{\text{вх}}^-$ . Для упрощения рассмотрим процесс формирования выходного импульса при отключенном конденсаторе  $C2$  (рис. 4.14, г). Допустим, что на вход поступил импульс ступенчатой формы. В этом случае потенциал точки  $B$  скачкообразно увеличится на определенную величину, а потенциал точки  $A$  будет экспоненциально нарастать со скоростью, определяемой постоянной времени, величина которой пропорциональна емкости  $C1$ .

Через некоторый промежуток времени потенциал точки  $B$  превысит потенциал точки  $A$  и на выходе ОУ вновь возникнет исходное состояние  $U_{\text{вх}}^-$ . Включение конденса-

тора  $C2$  не изменит сущности описанного процесса, если скорость изменения потенциала точки  $B$  будет больше скорости изменения потенциала точки  $B$ . Однако включение конденсатора  $C2$  существенно изменит (увеличит) длительность выходного импульса.

Управляемые генераторы повышенной точности широко используют в измерительной технике в качестве преобразователей напряжения или тока в частоту ( $U$ ,  $I/f$ ). Из

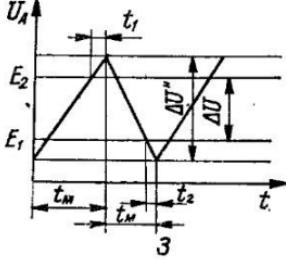
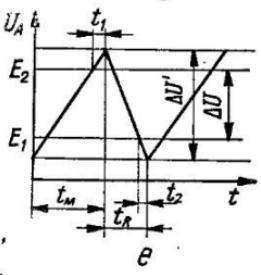
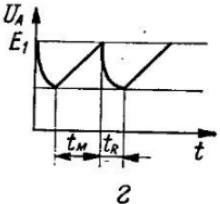
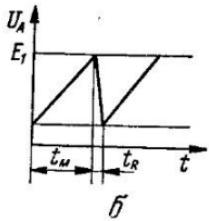
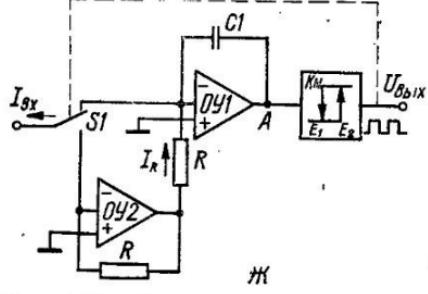
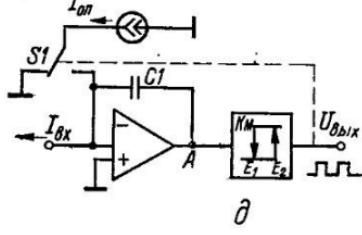
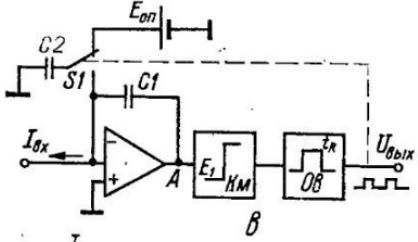
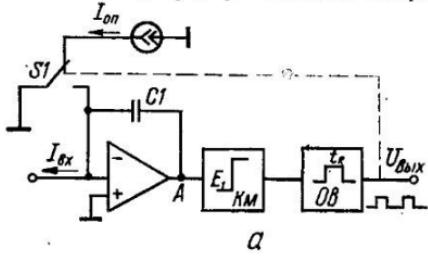


Рис. 4.15. Преобразователи «напряжение—частота»:  
а, б, д, ж — схемы; б, г, е, з — временные диаграммы

большего числа известных схем преобразователей в данном разделе рассматриваются только широко распространенные интегрирующие преобразователи, имеющие повышенную точность и помехоустойчивость.

На рис. 4.15 показаны структурные схемы  $UI/f$ -преобразователей, функцию передачи которых можно записать в виде

$$f_{\text{вых}} = K_1 \bar{U}_{\text{вх}} = K_2 \bar{I}_{\text{вх}},$$

где  $\bar{U}_{\text{вх}}$ ,  $\bar{I}_{\text{вх}}$  — средние значения входных напряжения и тока;  $K_1$ ,  $K_2$  — коэффициенты преобразования.

Основным элементом схем является интегратор, на один из входов которого подается входной сигнал, а на другой — компенсирующий сигнал. При этом за время преобразования количество электричества  $Q_{\text{вх}}$ , полученное интегрирующей емкостью от входного

сигнала, должно быть равно количеству электричества  $Q_{\text{оп}}$ , полученному от компенсирующего сигнала, т. е.

$$Q_{\text{вх}} = \int_0^T I_{\text{вх}} dt = \int_0^T I_{\text{оп}} dt = Q_{\text{оп}}.$$

Структурная схема преобразователя, показанная на рис. 4.15, а, состоит из интегратора, однопорогового компаратора  $K_m$ , одновибратора  $Ov$ , переключателя  $S1$  и источника опорного тока  $I_{\text{оп}}$ . Принцип действия данного преобразователя поясняет временная диаграмма, показанная на рис. 4.15, б, где  $E_1$  — порог переключения компаратора;  $t_M$  — длительность прямого хода интегратора;  $t_R$  — длительность обратного хода интегратора. Интервал  $t_R$  задается  $Ov$ , при этом нижний уровень выходного напряжения интегратора

$$U_{A\min} = t_R (I_{\text{оп}} - I_{\text{вх}})/C.$$

Функцию передачи для данного преобразователя можно представить в виде

$$f_{\text{вых}} = \bar{I}_{\text{вх}} / I_{\text{оп}} t_R.$$

Форма выходного напряжения представляет собой последовательность импульсов постоянной длительности с управляемой скважностью. Погрешность функции передачи в основном определяется стабильностью источника опорного тока, порога переключения компаратора и длительности импульса, генерируемого одновибратором.

Структурная схема преобразователя, показанная на рис. 4.15, в, отличается от рассмотренной схемы тем, что в ней вместо источника тока используется источник напряжения  $E_{\text{оп}}$ , с помощью которого заряжается вспомогательный конденсатор  $C2$ . Количество электричества, получаемое конденсатором  $C2$  от источника  $E_{\text{оп}}$ ,  $Q_{\text{оп}} = C_2 E_{\text{оп}}$ . Исходя из условия компенсации заряда конденсатора  $Q_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} (t_M + t_R)$  входным током, функцию передачи можно представить в виде

$$f_{\text{вых}} = \bar{I}_{\text{вх}} / C_2 E_{\text{оп}}.$$

Погрешность, стабильность и линейность функции передачи данного преобразователя в основном зависят от стабильности источника опорного напряжения и емкости конденсатора  $C2$ . Изменение интегрирующей емкости  $C1$ , дрейф порога  $K_m$ , задержка включения  $K_m$  и стабильность импульса, генерируемого одновибратором, не влияют на погрешность преобразователя, если эти параметры остаются неизменными в течение времени  $t_M$  (рис. 4.15, г).

На рис. 4.15, д показана схема преобразователя, в котором используется двухпороговый  $K_m$  с триггерной характеристикой (триггер Шмитта). Принцип действия такого преобразователя поясняет временная диаграмма (рис. 4.15, е), где  $t_1, t_2$  — время задержки переключения ключа  $S1$  и триггера соответственно по верхнему и нижнему уровням переключения компаратора;  $\Delta K = E_2 - E_1$  — разность напряжений порогов переключения  $K_m$ .

Функцию передачи данного преобразователя можно записать в виде

$$f_{\text{вых}} \approx \frac{\bar{I}_{\text{вх}}}{C_1 \Delta U} \left\{ 1 - \left[ \frac{I_{\text{оп}} t_2}{C_1 \Delta U} + f_{\text{вых}} (t_R + t_1 - t_2) \right] \right\},$$

где  $t_1 + t_2 \ll t_M$ .

Из данного выражения следует, что на погрешность преобразования существенно влияет не только стабильность порогов переключения  $K_m$ , но и низкое быстродействие  $K_m$  и ключа  $S1$ .

На рис. 4.15, ж показан вариант схемы преобразователя с инвертором входного тока на  $OY2$ . Инвертор входного тока, имеющий функцию передачи  $I_{\text{вх}} = -I_R$ , компенсирует заряд интегрирующего конденсатора  $C1$  входным током, вследствие чего длительности прямого  $t_M$  и обратного  $t_R$  хода интегратора равны (рис. 4.15, з).

Функция передачи данного преобразователя имеет вид

$$f_{\text{вых}} \approx \frac{I_{\text{вх}}}{2C\Delta U} [1 - 2f_{\text{вых}} (t_1 + t_2)].$$

Для построения аналого-цифровых преобразователей используют схему преобразователя, синхронизируемого тактовыми импульсами (рис. 4.16, а). В данной схеме

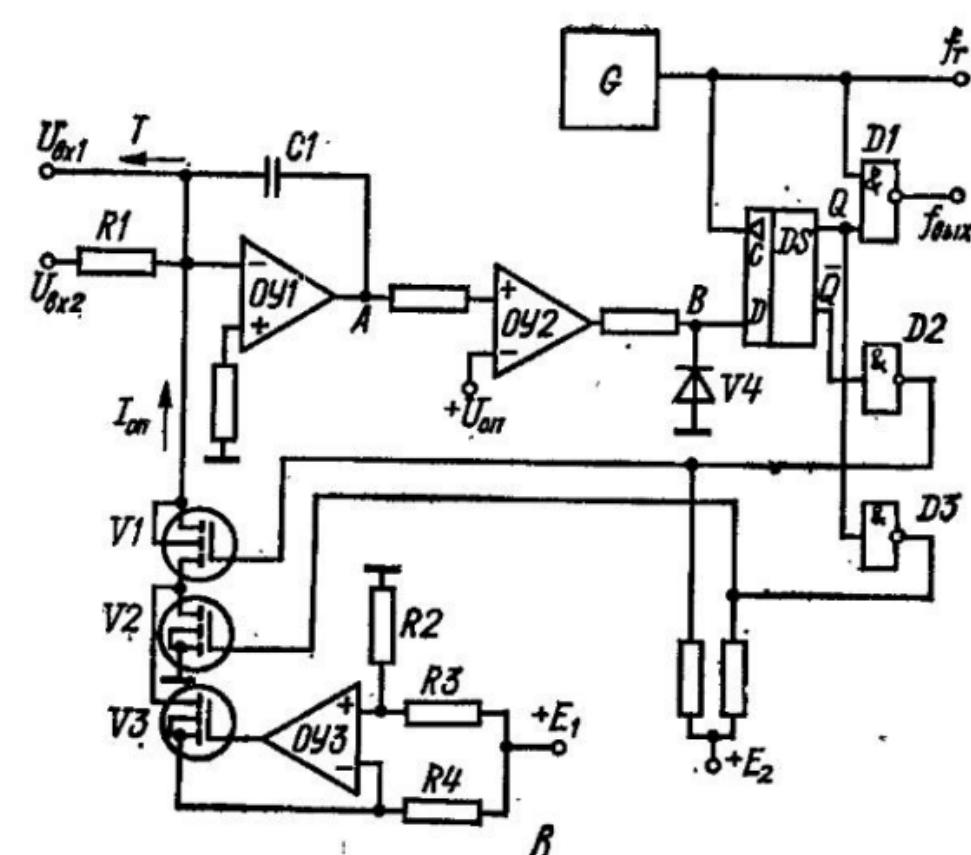
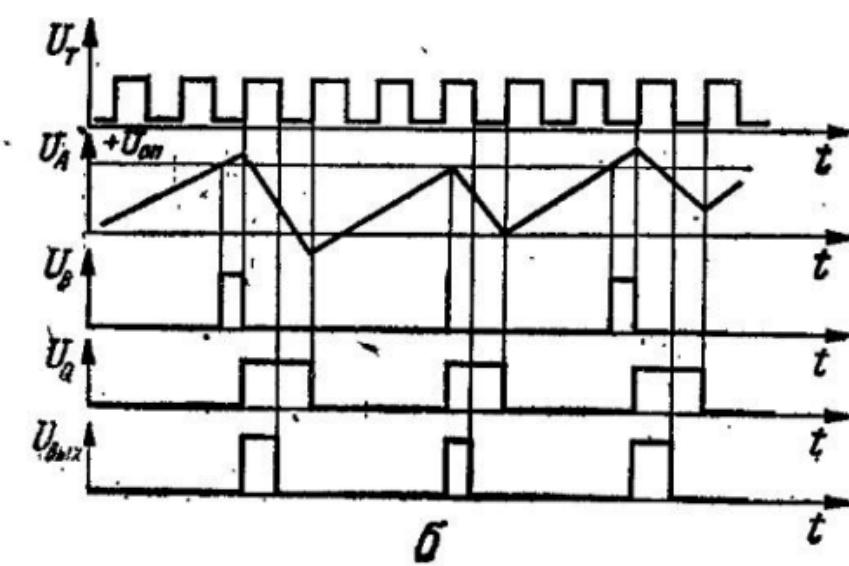
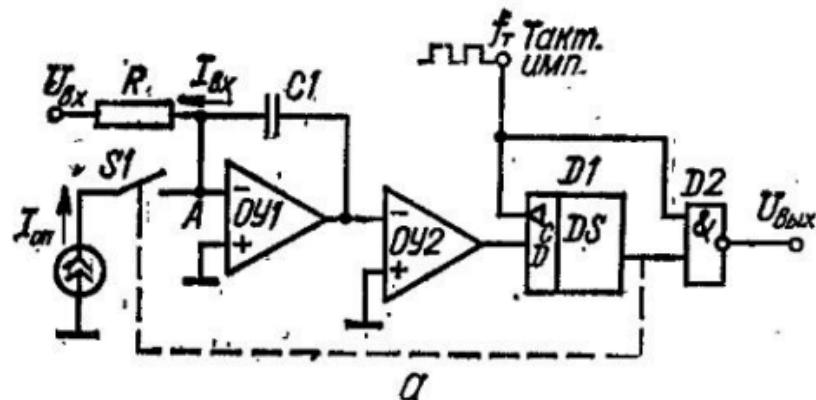


Рис. 4.16. Прецизионный преобразователь «напряжение — частота», «ток — частота»:  
а, б — схемы; б — временные диаграммы

жестких требований к точности и быстродействию компаратора и ключа не предъявляется, так как прямой ход интегратора здесь ограничен не условием выполнения равенства выходного напряжения интегратора порогу переключения компаратора, как в рассмотренных выше схемах, а моментом совпадения тактового импульса с выходным импульсом компаратора. Обратный ход интегратора полностью определяется одним периодом тактовой частоты  $T_c$ . Условие равенства количества электричества, получаемого интегрирующим конденсатором от входного тока и от опорного тока, в данной схеме выполняется среднестатистически за несколько периодов колебаний выходного напряжения интегратора.

Принцип действия преобразователя поясняют временные диаграммы, показанные на рис. 4.16, б. Выходной сигнал представляет собой последовательность импульсов, длительность которых равна длительности тактового импульса, а скважность изменяется прямо пропорционально входному сигналу.

Если выбрать интервал измерения выходной частоты равным  $nT_c$ , то количество импульсов выходного напряжения, укладывающихся в данный интервал,

$$m = n\bar{U}_{bx}/RI_{op}.$$

Диапазон работы преобразователя определяется диапазоном изменения  $m$  от 1 до  $n$ , что соответствует изменению входного тока в диапазоне  $I_{op}/n \leq U_{bx}/R \leq I_{op}$ .

На рис. 4.16, в показана развернутая схема рассматриваемого преобразователя [24]. Ключ в данной схеме выполнен на полевых транзисторах  $V1, V2$ , а источник опорного тока на ОУЗ,  $V3$ . Диод  $V4$  включен для отсечки отрицательной полуволны выходного напряжения компаратора. Опорный ток, значение которого

$$I_{op} = \frac{E_1}{R_4} \left( 1 - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right),$$

с помощью транзисторного переключателя коммутируется либо на общую шину ( $V2$  открыт,  $V1$  закрыт), либо в суммирующую точку интегратора ( $V2$  закрыт,  $V1$  открыт).

## 2. ГЕНЕРАТОРЫ И ФОРМИРОВАТЕЛИ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

**Генераторы с мостом Вина.** На рис. 4.17, а показана схема генератора с мостом Вина, одно плечо которого образовано резистивным делителем напряжения  $R3, R4$ , а другое — дифференцирующей  $R2, C2$  и интегрирующей  $R1, C1$  цепями. Коэффициент передачи с выхода фазосдвигающей цепи  $R1, R2, C1, C2$  на неинвертирующий вход ОУ на резонансной частоте равен  $\frac{1}{3}$ . Для выполнения баланса амплитуд коэффициент передачи усиителя с выхода на неинвертирующий вход должен быть равен трем, т. е. необходимо выполнить условие  $R_4 = 2R_3$ . Для выполнения баланса фаз постоянная времени дифференцирующей цепи должна быть равна постоянной времени интегрирующей цепи, т. е.  $R_1C_1 = R_2C_2$ .

При  $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$  частота колебаний определяется по формуле

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1R_2C_1C_2} = 1/RC.$$

Для улучшения самовозбуждения, стабилизации амплитуды колебаний и уменьшения нелинейных искажений в схеме необходимо использовать усиитель с регулируемым коэффициентом передачи или на выходе ОУ включить нелинейный ограничитель напряжения.

На рис. 4.17, б показан один из возможных вариантов схемы генератора с автоматической регулировкой коэффициента передачи усиителя. В качестве регулирующего

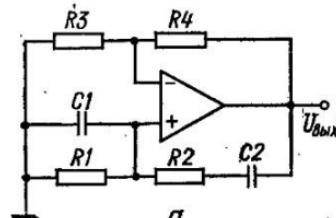
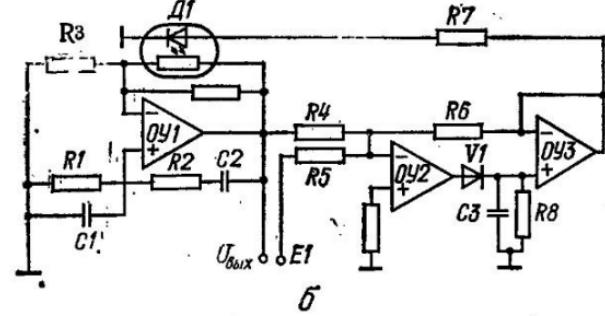


Рис. 4.17. Схемы генераторов с мостом Вина



элемента здесь используется резисторный оптрон  $D1$ , управление которым осуществляется от преобразователя амплитудного значения. В данной схеме в первоначальный момент запуска коэффициент передачи усилителя значительно больше трех, что улучшает условия самовозбуждения. После самовозбуждения колебаний коэффициент передачи усилителя автоматически устанавливается равным трем. Требуемая амплитуда колебаний устанавливается с помощью источника  $E_1$ .

Коэффициент нелинейных искажений генератора с мостом Вина зависит от точности выполнения баланса амплитуд и фаз и при использовании автоматической подстройки коэффициента передачи усилителя может быть не более 0,1 %.

**Генераторы с лестничными фазозадающими цепями.** Лестничные фазозадающие  $RC$ -цепи, используемые в схемах генераторов, можно подразделить на два типа: с заземленными резисторами и с заземленными конденсаторами. Для получения фазового сдвига,

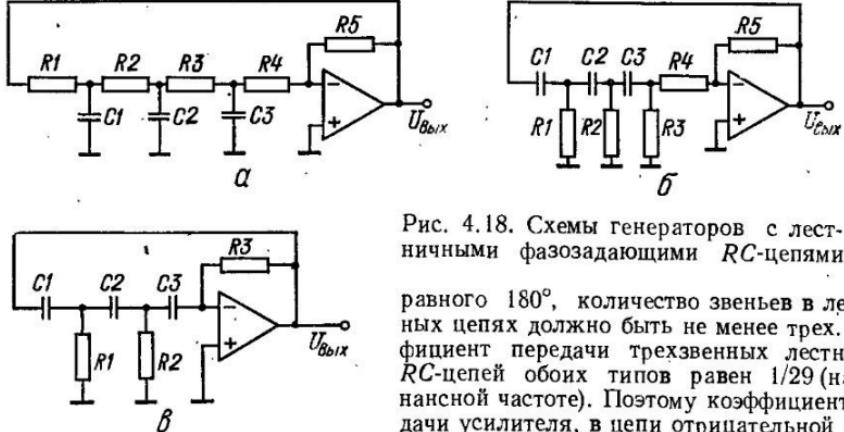


Рис. 4.18. Схемы генераторов с лестничными фазозадающими  $RC$ -цепями

равного  $180^\circ$ , количество звеньев в лестничных цепях должно быть не менее трех. Коэффициент передачи трехзвенных лестничных  $RC$ -цепей обоих типов равен  $1/29$  (на резонансной частоте). Поэтому коэффициент передачи усилителя, в цепи отрицательной обратной связи которого включена трехзвенная

лестничная  $RC$ -цепь, для выполнения условия самовозбуждения должен быть не менее 29. Частота колебаний генераторов с лестничными  $RC$ -цепями определяется резонансной частотой этой фазозадающей цепи (при идеальном ОУ).

На рис. 4.18 показаны три типовые схемы генераторов с лестничными фазозадающими цепями [15]. Для схемы рис. 4.18, *a* при  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$  и  $C_1 = C_2 = C_3 = C$  резонансная частота определяется по формуле

$$\omega_0 = \sqrt{6}/RC,$$

при этом условие самовозбуждения можно записать в виде

$$R_5/R_4 \geq 29.$$

Для схемы рис. 4.18, *b* при  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$  и  $C_1 = C_2 = C_3 = C$  резонансная частота определяется по формуле [18]

$$\omega_0 = 1/\sqrt{6} RC.$$

Условие самовозбуждения для данной схемы такое же, как и для схемы рис. 4.18, *a*. Для схемы рис. 4.18, *c* резонансная частота определяется по формуле

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)},$$

или при  $R_1 = R_2 = R$  и  $C_1 = C_2 = C_3 = C$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{3} RC.$$

Условие самовозбуждения для данной схемы можно записать в виде

$$R_3 \geq [R_1 (C_1 + C_2) + R_2 (C_2 + C_3)]/C_3,$$

где  $C_3 = C_1 C_2 C_3 / (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)$ .

При  $C_1 = C_2 = C_3 = C$  и  $R_1 = R_2 = R$  получим  $R_3 \geq 12R$ . Стабилизация амплитуды и уменьшение нелинейных искажений в данных схемах генераторов достигается введением автоматической подстройки коэффициента передачи усилителя или нелинейного ограничителя выходного напряжения.

**Схемы генераторов квадратурных гармонических сигналов** можно построить на основе рассмотренных схем генераторов с лестничными фазозадающими цепями. Так, например, если в схеме рис. 4.18, б резистор  $R_2$  подключить к условно заземленной точке (суммирующая точка масштабного усилителя), то получим схему квадратурного генератора (рис. 4.19). Разность фаз колебаний на выходах такого генератора составляет  $90^\circ$ . В данной схеме используется диодный ограничитель амплитуды выходного напряжения ( $V_1$ ,  $V_2$ ,  $R_5$ ,  $R_6$ ).

**Генераторы с резонансными фильтрами.** Существенно меньшие нелинейные искажения можно получить в схемах генераторов с резонансными фильтрами в цепи ООС усилителя. На рис. 4.20 показана схема генератора с двойным Т-образным мостом в цепи ООС ОУ.

Двойной Т-образный мост представляет собой два параллельно включенных Т-образных моста, в одном из которых колебания запаздывают по фазе, а в другом — опережают.

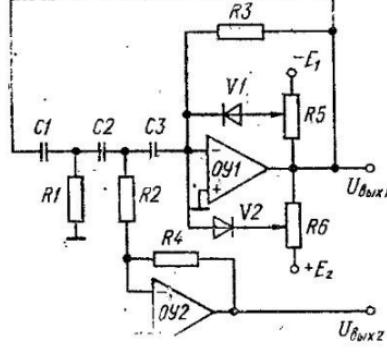


Рис. 4.19. Схема генератора квадратурных колебаний с лестничной  $RC$ -цепью

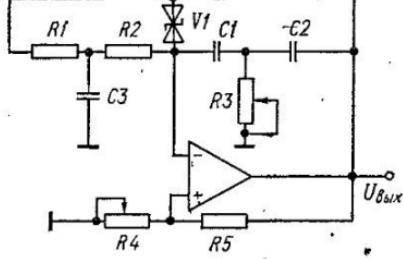


Рис. 4.20. Схема генератора с ТТ-образным мостом

жают. На резонансной частоте и при равенстве амплитуд на выходе такого моста напряжение будет равно нулю. Частота, на которой коэффициент передачи ТТ-образного моста равен нулю, определяется по формуле

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \sqrt{R_1 R_2 (C_1 + C_2) / R_3 C_3 (R_1 + R_2)}.$$

При  $R_1 = R_2 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$ ,  $R_3 = nR$ ,  $C_3 = C/n$ , где  $n = 0,5 \dots 0,2$ , резонансная частота определяется постоянной времени  $\tau = RC$ , т. е.  $\omega_0 = 1/RC$ .

Затухание колебаний на резонансной частоте определяется соотношением

$$\xi = U_{\text{вх}} / U_{\text{вых}} = -(1 + n + 2n^2)/n(1 - 2n).$$

Отсюда следует, что при  $n < 0,5$  выходное напряжение будет сдвинуто по фазе по отношению ко входному ОУ на  $180^\circ$  (о чем свидетельствует знак минус в данном выражении), вследствие чего произойдет самовозбуждение колебаний в схеме генератора.

При  $n \approx 0,2$  затухание фильтра имеет минимальное значение, равное  $-11$ , т. е. коэффициент передачи усилителя в схеме генератора должен быть не менее  $11$ . Регулировка величины  $n$  осуществляется резистором  $R_3$ . Перестройка частоты в генераторах с ТТ-образным мостом затруднена и может осуществляться только путем одновременной перестройки  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ . Регулирование амплитуды осуществляется резистором  $R_4$  ( $R_5 \approx 10R_4$ ). В качестве нелинейного ограничителя здесь используется двухсторонний стабилитрон  $V_1$ .

**Генераторы с активными интеграторами и дифференциаторами.** В рассмотренных схемах генераторов используют пассивные интегрирующие цепи, в связи с чем при построении генераторов инфразвуковой частоты возникают трудности в выборе точных конденсаторов большой емкости. Поэтому, как правило, схемы генераторов инфразвуковой частоты строят на основе активных интеграторов и дифференциаторов с использованием метода моделирования уравнения колебательной системы.

Дифференциальное уравнение колебательной системы второго порядка имеет вид

$$U''_{\text{вых}} + (b_1 - b_2) U'_{\text{вых}} + b_0 U_{\text{вых}} = 0,$$

где  $b_1$  — интенсивность затухания колебаний в системе без обратной связи;  $b_2$  — значение положительной обратной связи;  $b_0$  — коэффициент передачи усилителя.

Резонансную частоту такой схемы находят по формуле

$$\omega_0 = \sqrt{b_0}.$$

При условии  $(b_1 - b_2) \leq 0$  в системе возникнут автоколебания. Очевидно, что реализовать дифференциальное уравнение колебательной системы можно путем использования интеграторов и одного усилителя-сумматора.

Схема, реализующая данное дифференциальное уравнение, показана на рис. 4.21. В схему входят два интегратора на  $OY2$ ,  $OY3$  и инвертирующий усилитель на  $OY1$  с автоматической регулировкой коэффициента передачи. Постоянные времени интегра-

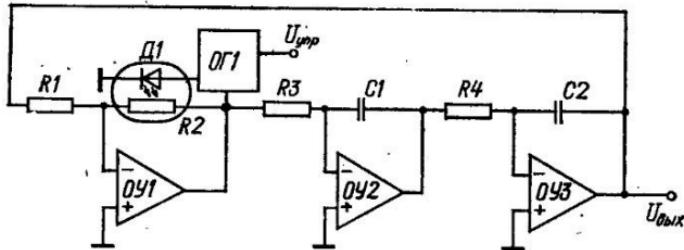


Рис. 4.21. Схема генератора колебаний инфразвуковой частоты

торов выбираются равными, причем  $R_3 = R_4 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ . Дифференциальное уравнение, описывающее колебательный процесс в данной схеме генератора, можно представить в виде [15]

$$U''_{\text{вых}} + 2bU'_{\text{вых}} + (b^2 + K_1 a^2) U_{\text{вых}} = 0,$$

где  $b = \frac{RR_{\text{вх ОУ}}}{K_y C (R + R_{\text{вх ОУ}})} \approx 0$  — для реального  $OY$ ;  $K_1 = -\frac{R_4}{R_1} \left(1 + \frac{1}{K_y}\right) \approx -\frac{R_2}{R_1}$  — коэффициент передачи усилителя на  $OY1$  в начальный момент возбуждения колебаний;  $a = 1/RC$ .

Отсюда находим частоту колебаний

$$\omega_0 = \sqrt{b^2 + K_1 a^2} = \frac{1}{RC} \sqrt{K_1}.$$

Нелинейный ограничитель в данной схеме построен на основе оптрана  $D1$  и преобразователя амплитудного значения  $OG1$ . Поскольку частота колебаний зависит от коэф-

фициента передачи инвертирующего усилителя на  $OY1$ , то перестройку частоты можно осуществлять путем управления преобразователем  $OG1$ . Для обеспечения независимости перестройки частоты от амплитуды колебаний в схему можно ввести переменные сопротивления, включенные последовательно с  $R3$ ,  $R4$ .

На активных интеграторах и дифференциаторах достаточно просто построить схемы стабильных генераторов квадратурных и других многофазных сигналов. В схему генератора квадратурных сигналов (рис. 4.22)

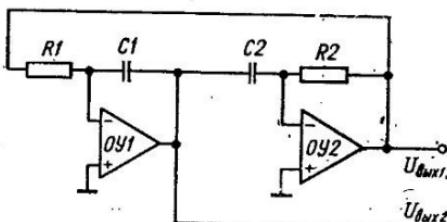


Рис. 4.22. Схема генератора квадратурных колебаний

входят интегратор на  $OY1$  и дифференциатор на  $OY2$ . Очевидно, что при равенстве постоянных времени интегратора и дифференциатора в данной схеме будет выполняться баланс фаз и амплитуд, что приведет к самовозбуждению колебаний на частоте  $\omega_0 = 1/RC$ , где  $R = R_1 = R_2$ ,  $C = C_1 = C_2$ .

Схема трехфазного генератора (рис. 4.23) построена на основе активных фильтров первого порядка. Фазовый сдвиг между выходными напряжениями составляет  $60^\circ$ . При  $R_3 = R_4 = R_6$  и  $C_1 = C_2 = C_3 = C$  частота колебаний определяется по формуле

$$\omega_0 = \sqrt{3}/RC.$$

Для самовозбуждения колебаний необходимо выполнить баланс амплитуд, который достигается при  $R_1 = R_3 = R_5 = 0,5R_2$ . В данной схеме так же, как и в двух схемах генераторов гармонических сигналов, для стабилизации амплитуды выходных напряжений, уменьшения нелинейных искажений и улучшения условий самовозбуждения необходимо использовать усилители с регулируемым коэффициентом передачи или ограничители выходного напряжения.

Другой вариант генератора гармонических колебаний с многофазным выходом показан на рис. 4.24 [20]. В схеме входят два фазовых звена на  $OУ2$ ,  $OУ3$  и инвертирующий усилитель на  $OУ1$ . Частота колебаний полностью определяется двумя независимыми постоянными  $\tau_1 = R_1C_1$  и  $\tau_2 = R_2C_2$ :

$$f = 1/2\pi\tau_1^2\tau_2^2.$$

Фазовый сдвиг выходных напряжений устанавливается с помощью переменных сопротивлений  $R_1$ ,  $R_2$ . Если  $R_1 = R_2$ ,  $C_1 = C_2$ , то  $f = 4/2\pi\tau^4$ , где  $\tau = \tau_1 = \tau_2$ .

Поскольку частота колебаний не зависит от коэффициентов передачи звеньев, то и амплитуда колебаний не зависит от  $R_1$  и  $R_2$ , с помощью которых устанавливается необходимый сдвиг фаз.

Для выполнения условия самовозбуждения необходимо обеспечить баланс фаз и амплитуд. Баланс амплитуд выполняется с помощью переменного резистора  $R_4$ , при этом величина  $R_4$  выбирается такой, чтобы общий коэффициент передачи в замкнутой системе был равен единице. Чем точнее будет выполнен баланс амплитуд, тем меньше будут нелинейные искажения выходных колебаний.

Баланс фаз выполняется с помощью переменных резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ , при этом фазовый сдвиг между колебаниями на выходах 1 и 3 должен всегда быть равным  $180^\circ$ .

Фазовые сдвиги колебаний на выходах 1, 2, 3 можно устанавливать в пределах 0— $180^\circ$ . Перестройка фазовых сдвигов без изменения частоты колебаний осуществляется

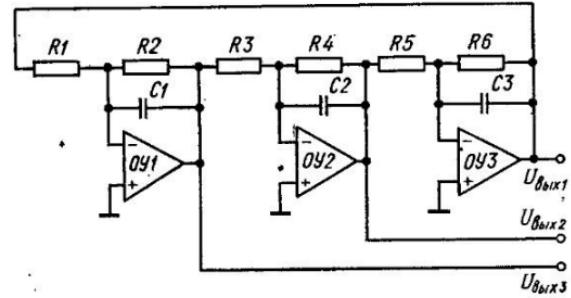


Рис. 4.23. Схема генератора трехфазных колебаний

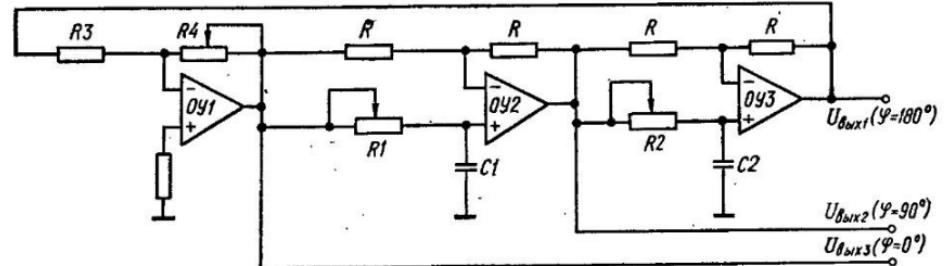


Рис. 4.24. Схема генератора синусоидального сигнала с многофазным выходом

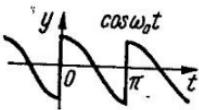
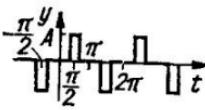
одновременной регулировкой  $R_1$  и  $R_2$  (например, с помощью спаренного переменного сопротивления).

**Формирователи гармонических сигналов.** Для формирования гармонических сигналов колебаний с малыми или линейными искажениями можно использовать метод выделения необходимой гармоники из сложного колебания с помощью различных фильтров. В табл. 4.1 приведены разложения в ряд Фурье типовых сложных колебаний. Анализируя данные разложения, видим, что для выделения первой гармоники удобны колебания прямоугольной, треугольной и трапециoidalной формы. В сигналах прямоугольной формы, имеющих скважность 0,5, отсутствуют четные гармоники, а третья гармоника в три раза меньше первой. В колебаниях треугольной формы также отсутствуют четные гармоники, а третья гармоника в девять раз меньше первой. В сигнале трапециoidalной формы спектральный состав зависит от угла отсечки, равном  $60^\circ$ , в сигнале отсутствуют вторая, третья и четвертая гармоники, а пятая гармоника в 25 раз меньше первой. Для получения сигнала трапециoidalной формы достаточно на выходе генератора прямоугольных колебаний включить интегратор с ограничителем

#### 4.1. Разложение периодических функций в ряд Фурье

Сигнал	Разложение	Спектральные составляющие
	$y(t) = A(1 + \sin \omega_0 t)$	$0 \rightarrow A;$ $\omega_0 \rightarrow A;$ $2\omega_0 \rightarrow 0$
	$y(t) = A \left[ 1 + \frac{4}{\pi} \times \left( \cos \omega_0 t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_0 t + \dots \right) \right]$	$0 \rightarrow A,$ $3\omega_0 \rightarrow A \frac{4}{3\pi};$ $\omega_0 \rightarrow A \frac{4}{\pi},$ $4\omega_0 \rightarrow 0;$ $2\omega_0 \rightarrow 0,$ $5\omega_0 \rightarrow A \frac{4}{5\pi}$
	$y(t) = A \left[ 1 - \frac{8}{\pi^2} \times \left( \cos \omega_0 t + \frac{1}{3^2} \cos 3\omega_0 t + \frac{1}{5^2} \cos 5\omega_0 t + \dots \right) \right]$	$0 \rightarrow A,$ $3\omega_0 \rightarrow A \frac{8}{9\pi^2};$ $\omega_0 \rightarrow A \frac{8}{\pi^2},$ $4\omega_0 \rightarrow 0;$ $2\omega_0 \rightarrow 0,$ $5\omega_0 \rightarrow A \frac{8}{25\pi^2};$
	$y(t) = A \left[ \frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \times \left( \frac{1}{3} \cos 2\omega_0 t + \frac{1}{3 \cdot 5} \cos 4\omega_0 t + \frac{1}{5 \cdot 7} \cos 6\omega_0 t + \dots \right) \right]$	$0 \rightarrow A,$ $3\omega_0 \rightarrow A \frac{2}{3\pi};$ $\omega_0 \rightarrow A \frac{2}{\pi},$ $4\omega_0 \rightarrow A \frac{1}{2\pi};$ $2\omega_0 \rightarrow A \frac{1}{\pi},$ $5\omega_0 \rightarrow A \frac{2}{5\pi}$
	$y(t) = A \left[ \frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \times \left( \frac{1}{3} \cos 2\omega_0 t + \frac{1}{3 \cdot 5} \cos 4\omega_0 t + \frac{1}{5 \cdot 7} \cos 6\omega_0 t + \dots \right) \right]$	$0 \rightarrow A \frac{2}{\pi},$ $3\omega_0 \rightarrow 0;$ $\omega_0 \rightarrow 0,$ $4\omega_0 \rightarrow A \frac{4}{15\pi};$ $2\omega_0 \rightarrow A \frac{4}{3\pi},$ $5\omega_0 \rightarrow 0$

Сигнал	Разложение	Спектральные составляющие
	$y(t) = A \left[ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \times \sin \omega_0 t - \frac{2}{\pi} \times \sin 3\omega_0 t + \left( \frac{1}{3} \cos 2\omega_0 t + \frac{1}{3 \cdot 5} \cos 4\omega_0 t + \dots \right) \right]$	$0 \rightarrow A \frac{2}{\pi}, \quad 3\omega_0 \rightarrow 0;$ $\omega_0 \rightarrow A \frac{1}{2}; \quad 4\omega_0 \rightarrow A \frac{2}{15\pi};$ $2\omega_0 \rightarrow A \frac{2}{3\pi}; \quad 5\omega_0 \rightarrow 0$
	$y(t) = A \left( \sin \omega_0 t - \frac{1}{3^2} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5^2} \sin 5\omega_0 t + \dots \right)$	$0 \rightarrow 0, \quad 3\omega_0 \rightarrow A \frac{4}{9\pi};$ $\omega_0 \rightarrow A \frac{4}{\pi}; \quad 4\omega_0 \rightarrow 0;$ $2\omega_0 \rightarrow 0, \quad 5\omega_0 \rightarrow A \frac{4}{25\pi}$
	$y(t) = A \left( \sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \dots \right)$	$0 \rightarrow 0, \quad 3\omega_0 \rightarrow A \frac{4}{3\pi};$ $\omega_0 \rightarrow A \frac{4}{\pi}, \quad 4\omega_0 \rightarrow 0;$ $2\omega_0 \rightarrow 0, \quad 5\omega_0 \rightarrow A \frac{4}{5\pi}$
	$y(t) = 2A \left( \sin \omega_0 t - \frac{1}{2} \times \sin 2\omega_0 t + \frac{1}{3} \times \sin 3\omega_0 t - \dots \right)$	$0 \rightarrow 0, \quad 3\omega_0 \rightarrow A \frac{2}{3};$ $\omega_0 \rightarrow 2A, \quad 4\omega_0 \rightarrow A \frac{1}{2};$ $2\omega_0 \rightarrow A, \quad 5\omega_0 \rightarrow A \frac{2}{5}$
	$y(t) = 4A \frac{1}{\pi\alpha} \left( \sin \alpha t + \frac{1}{3^2} \sin 3\alpha t + \frac{1}{5^2} \sin 5\alpha t + \dots \right)$	Для $\alpha = \pi/3, \quad 3\omega_0 \rightarrow 0;$ $\omega_0 \rightarrow A \frac{6\sqrt{3}}{\pi^2}, \quad 4\omega_0 \rightarrow 0;$ $2\omega_0 \rightarrow 0, \quad 5\omega_0 \rightarrow A \frac{6\sqrt{3}}{25\pi^2}$

Сигнал	Разложение	Спектральные составляющие
	$y(t) = A \frac{4}{\pi} \left( \frac{2}{3} \sin 2\omega_0 t + \right.$ $+ \frac{4}{3 \cdot 5} \sin 4\omega_0 t +$ $\left. + \frac{6}{5 \cdot 7} \sin 6\omega_0 t + \dots \right)$	$0 \rightarrow 0, 3\omega_0 \rightarrow 0;$ $\omega_0 \rightarrow 0, 4\omega_0 \rightarrow A \frac{16}{15\pi};$ $2\omega_0 \rightarrow A \frac{8}{3\pi}, 5\omega_0 \rightarrow 0$
	$y(t) = A \frac{4}{\pi} \left( \cos \alpha \times \right.$ $\times \sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \cos 3\alpha \times$ $\times \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \cos 5\alpha \times$ $\left. \times \sin 5\omega_0 t + \dots \right)$	Для $\alpha = \pi/3, 3\omega_0 \rightarrow A \frac{4}{3\pi};$ $\omega_0 \rightarrow A \frac{2}{\pi}, 4\omega_0 \rightarrow 0;$ $2\omega_0 \rightarrow 0, 5\omega_0 \rightarrow A \frac{2}{\pi 5}$

выходного напряжения. При этом постоянная времени интегратора выбирается из условия получения необходимого угла отсечки. При построении формирователей гармонических колебаний на основе выделения необходимых гармоник из сложных сигналов необходимо особое внимание уделять симметричности исходных колебаний.

Для формирования инфразвуковых синусондальных колебаний можно использовать схему формирования, показанную на рис. 4.25, а [21]. В данном формирователе

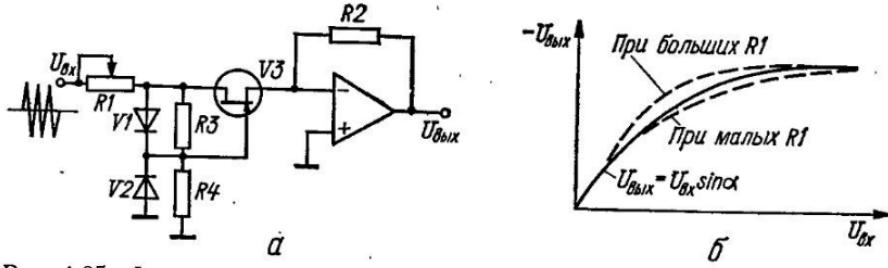


Рис. 4.25. Формирователь синусондального сигнала (а) и график функции  $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$  (б)

используется нелинейная зависимость характеристики  $I_{DS}$  ( $U_{DS}$ ) полевого транзистора с  $p-n$ -переходом, которую с достаточной для практики точностью можно аппроксимировать в одном квадранте отрезком синусоиды.

Формирование синусондального колебания в двух квадрантах осуществляется путем коммутации затвора полевого транзистора на его сток или исток в зависимости от полярности входного треугольного сигнала. Коммутация затвора  $V3$  в данной схеме осуществляется с помощью днодных ключей  $V1, V2$ , управляемых входным сигналом. При этом резисторы  $R3, R4$  образуют цепь для прямых токов днодов  $V1, V2$ . Сопротивление резистора  $R1$  выбирается, исходя из обеспечения, при данной максимальной амплитуде входного треугольного сигнала, тока стока, соответствующего точке насыщения. Практически для получения минимума нелинейных искажений необходимо производить

регулировку как  $R1$ , так и амплитуды входного сигнала. Характер изменения выходной характеристики формирователя от сопротивления  $R1$  показан на рис. 4.25, б.

Коэффициент нелинейных искажений при идеальной форме входного треугольного сигнала в данной схеме может быть меньше 0,4 %. Для получения высококачественных гармонических колебаний, частота которых изменяется в больших пределах, целесообразно использовать формирователи, основанные на цифровых методах [17, 23].

### 3. ГЕНЕРАТОРЫ И ФОРМИРОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ

Генераторы экспоненциальных импульсов. В схеме генератора импульсов, показанной на рис. 4.26, а, выходное напряжение описывается выражением

$$U_{\text{вых}} = U_C (1 + R'_2/R_1) - U_0,$$

где

$$U_C = E_{\text{оп}} (1 - e^{-t/\tau}), \quad \tau = R_3 C_1;$$

$$U_0 = E_{\text{оп}} [\beta_1 - \beta_2 (1 - \beta_1)], \quad \beta_1 = R_{V1}/(R_{V1} + R_3), \quad \beta_2 = R'_2/R_1;$$

$R'_2$  — сопротивление в цепи ООС  $OY1$ ;  $R_{V1}$  — сопротивление открытого канала триода  $V1$ .

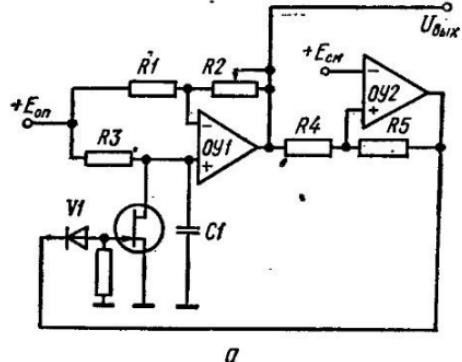
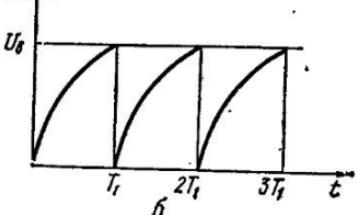


Рис. 4.26. Генератор экспоненциальных колебаний вида  $U_0 (1 - e^{-t/\tau})$ :

а — схема; б — временная диаграмма



Максимальная амплитуда выходных импульсов определяется верхним порогом переключения  $U_B$  триггера Шmittта и  $OY2$  (рис. 4.26, б):

$$U_B = -U_{OY2} \frac{R_4}{R_5} + E_{\text{см}} \left( 1 + \frac{R_4}{R_5} \right).$$

Минимальная амплитуда импульсов (мгновенное значение) определяется нижним порогом переключения триггера Шmittта, который с помощью источника  $E_{\text{см}}$  устанавливается примерно равным нулю, что соответствует значению

$$E_{\text{см}} = U_{OY2}^+ R_4 / (R_4 + R_5).$$

Для самовозбуждения генератора необходимо, чтобы выходное напряжение  $OY1$  при открытом ключе  $V1$  было несколько меньше нижнего порога переключения триггера Шmittта. Это достигается регулировкой резистора  $R2$ . Крутизна заднего фронта выходного импульса определяется значением постоянной времени разряда конденсатора  $C1$ .

Период колебаний определяется временем заряда конденсатора до напряжения  $U_B$  и временем разряда его до уровня  $E_{\text{оп}} \beta_1$  и находится из выражения

$$T_1 = \tau \ln \frac{E_{\text{оп}}}{E_{\text{оп}} - \beta_0 (U_B - U_0)},$$

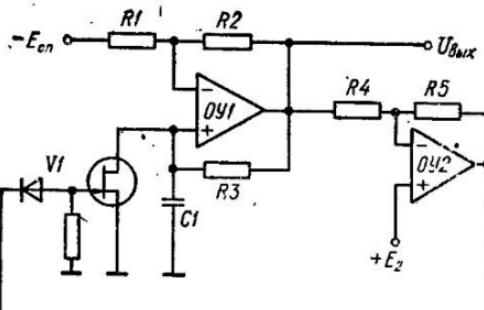
где  $\beta_0 = R_1 / (R_1 + R'_2)$ .

Если  $\beta_0 \approx 1$  и  $U_0 \approx 0$ , то  $T_1 \approx \tau \ln 1 / (1 - U_B/E_{\text{оп}})$ .

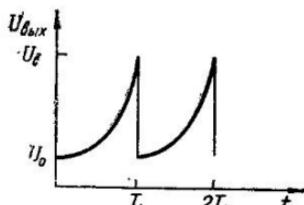
В схеме генератора, показанной на рис. 4.27, а, выходное напряжение описывается выражением

$$U_{\text{вых}} = U_0 \left[ 1 + K \frac{1 - e^{-t/\tau}}{1 - K (1 - e^{-t/\tau})} \right],$$

где  $U_0 = E_{\text{оп}} R_3 / R_1$ ,  $K = 1 + R_2 / R_1$ .



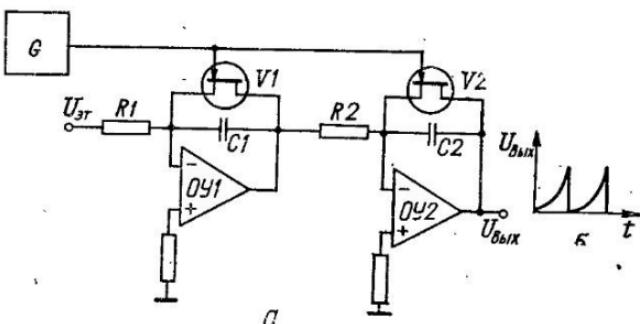
*a*



*б*

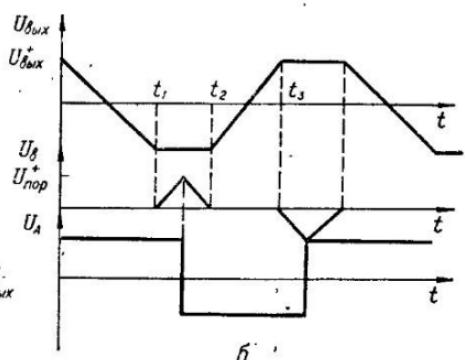
Рис. 4.27. Генератор экспоненциальных колебаний вида  $U_0 e^{t/\tau}$   
*а* — схема; *б* — временная диаграмма

Рис. 4.28. Генератор колебаний квадратичной формы:  
*а* — схема; *б* — временная ди-

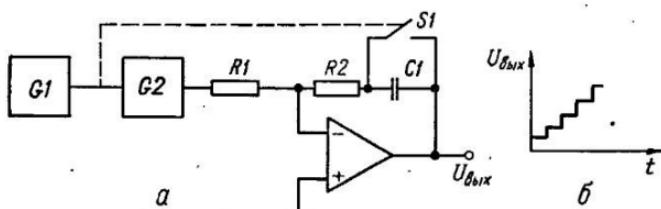


*а*

Рис. 4.29. Генератор колебаний трапецидальной формы:  
*а* — схема; *б* — временные ди-



*б*



*а*

*б*

Рис. 4.30. Генератор ступенчато-нарастающего напряжения:

*а* — схема; *б* — временная диаграмма

При  $K \approx 1$  получим  $U_{\text{вых}} \approx U_0 e^{t/\tau}$ . Минимальное мгновенное значение амплитуды определяется уровнем  $U_0$ , максимальное — порогом  $U_B$  переключения триггера Шмитта. В отличие от схемы рис. 4.26 здесь резистор  $R3$ , через который происходит заряд конденсатора  $C1$ , подключен к выходу  $OY1$  [19], вследствие чего форма выходного импульса будет иметь вид, показанный на рис. 4.27, б.

Длительность генерируемых импульсов определяется временем нарастания напряжения на конденсаторе  $C1$  от уровня  $U_0$  до уровня, при котором переключается триггер Шмитта, что примерно соответствует значению

$$T_1 = \tau \ln U_B / U_0.$$

Для точного воспроизведения функции вида  $U_0 e^{t/\tau}$  необходимо коэффициент  $K$  выбирать близким к единице, что возможно при использовании достаточно высокого напряжения  $E_{\text{оп}}$ , поскольку одновременно необходимо обеспечить и требуемое значение исходного уровня  $U_0$ . Для повышения стабильности работы схем необходимо использовать в качестве ключей МДП-транзисторы и ввести в схему триггера прецизионные ограничители выходного напряжения  $OY2$ .

**Генераторы колебаний квадратичной формы.** Схема генераторов колебаний квадратичной формы, построенная на основе двойного интегрирования эталонного напряжения, показана на рис. 4.28.

Здесь на  $OY1$  и  $OY2$  построены два интегратора, время интегрирования которых определяется генератором  $G$ .

При поступлении от  $G$  импульса прямоугольной формы отрицательной полярности ключи  $V1, V2$  запираются, вследствие чего начнется процесс интегрирования эталонного напряжения  $U_{\text{эт}}$ :

$$U_{\text{вых } OY1} = K_1 t,$$

где  $K_1 = U_{\text{эт}} / R_1 C_1$ ;  $U_{\text{вых } OY1}$  — выходное напряжение  $OY1$ .

Так как это напряжение является входным для второго интегратора, то

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{эт}} t^2 / \tau_1 \tau_2,$$

где  $\tau_1 = R_1 C_1$ ;  $\tau_2 = R_2 C_2$ .

Отсюда следует, что выходное напряжение изменяется во времени по квадратичному закону. Длительность и амплитуда выходных импульсов определяются длительностью импульса, в течение которого ключи  $V1, V2$  заперты.

**Генераторы колебаний трапециoidalной формы.** Достаточно точная схема генератора колебаний трапециoidalной формы, построенная на основе генератора колебаний треугольной формы, в котором для формирования плоской части колебания интегратор на некоторое время вводится в режим насыщения, показана на рис. 4.29 [5]. В схему входят триггер Шмитта на  $OY2$  и интегратор на  $OY1$ .

В режиме интегрирования потенциал точки  $B$  равен нулю, при этом  $U_{\text{вых}} = -U_A t / \tau$ , где  $\tau = R_1 C_1$ ;  $U_A$  — выходное напряжение триггера.

В режиме насыщения  $OY1$  (или ограничения  $U_{\text{вых}}$ ) потенциал точки  $B$  будет экспоненциально увеличиваться. При  $U_B = U_{\text{пор}}$ , где  $U_{\text{пор}} = U_A R_2 / (R_2 + R_3)$  — порог переключения триггера, напряжение  $U_A$  изменяет свою полярность, вследствие чего потенциал точки  $B$  будет уменьшаться, и при  $U_{C1} = U_{\text{вых}}$ , где  $U_{C1}$  — напряжение на конденсаторе;  $U_{\text{вых}}^-$  — напряжение насыщения  $OY1$  отрицательной полярности, интегратор вновь войдет в линейный режим работы. При этом на выходе будет формироваться задний фронт трапециoidalного импульса. Затем описанный процесс повторится для других полярностей  $U_B$  и  $U_{\text{вых}}$ .

Длительность фронтов выходного импульса (рис. 4.29, б) можно вычислить по формулам

$$t_{0-1} = \tau U_{\text{вых}}^- / U_A^+, \quad t_{2-3} = \tau U_A^+ / U_{\text{вых}}^-;$$

$$t_{1-2} = \tau \ln \frac{U_A^+ (U_A^- + U_{\text{пор}})}{U_A^- (U_A^+ - U_{\text{пор}})},$$

где  $|U_A^+| > |U_{\text{вых}}^+|$ ;  $\tau_1 = R_1 C_1$ , или при  $|U_{\text{вых}}^+| = |U_{\text{вых}}^-|$  и  $|U_A^+| = |U_A^-| = U_A$  получим

$$t_{0-1} = t_{2-3} = \tau U_{\text{вых}} / U_A; \quad t_{1-2} = \tau \ln \frac{U_A + U_{\text{пор}}}{U_A - U_{\text{пор}}}.$$

**Генераторы ступенчато-нарастающего напряжения.** Схему генератора ступенчато-нарастающего напряжения (рис. 4.30) можно построить на основе интегратора с форсированным звеном, на вход которого поступают экспоненциальные импульсы [14].

В схему входят генератор прямоугольных импульсов  $G1$ , генератор экспоненциальных импульсов  $G2$ , ключ  $S1$  и интегратор с формирующим звеном на ОУ ( $R1, R2, C1$ ). Коэффициент передачи интегратора

$$K(p) = -(\tau_1 p + 1)/\tau_2 p,$$

где  $\tau_1 = R_2 C_1$ ;  $\tau_2 = R_1 C_1$ .

Если на вход этого интегратора подавать импульсы вида

$$U_{G2} = -U_{G1} e^{-t/\tau_h},$$

где  $U_{G1}$  — амплитуда импульса, поступающего с  $G1$ ;  $\tau_h$  — постоянная времени экспоненциального импульса,

то при  $\tau_h = \tau_1$  выходное напряжение будет изменяться ступенчато. Величина ступеньки, соответствующая одному экспоненциальному импульсу,

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{R2} + U_{C1} = U_{G1} R_2 / R_1,$$

где  $U_{R2} = U_{G1} R_2 e^{-t/\tau_h} / R_1$ ,  $U_{C1} = U_{G1} R_2 (1 - e^{-t/\tau_1}) / R_1$ .

**Блокинг-генераторы.** Схема управляемого блокинг-генератора [12], показанная на рис. 4.31, включает в себя интегратор на ОУ, транзистор  $V2$  и трансформатор  $T$ . В отличие от известных схем блокинг-генераторов, построенных на транзисторах, здесь для расширения диапазона генерируемых импульсов потенциал эмиттера  $V2$  плавно изменяется с помощью интегратора. При понижении потенциала эмиттера  $V2$  до порогового уровня возникает релаксационный процесс (за счет включения ПОС через обмотки  $I$  и  $II$  трансформатора  $T$ ). В результате на выходе (обмотка  $III$  трансформатора) возбуждается импульс. За время действия этого импульса происходит разряд конденсатора  $C1$  по цепи обмотки  $I$ ,  $T$ ,  $V2$ ,  $C$ ,  $VI$ .

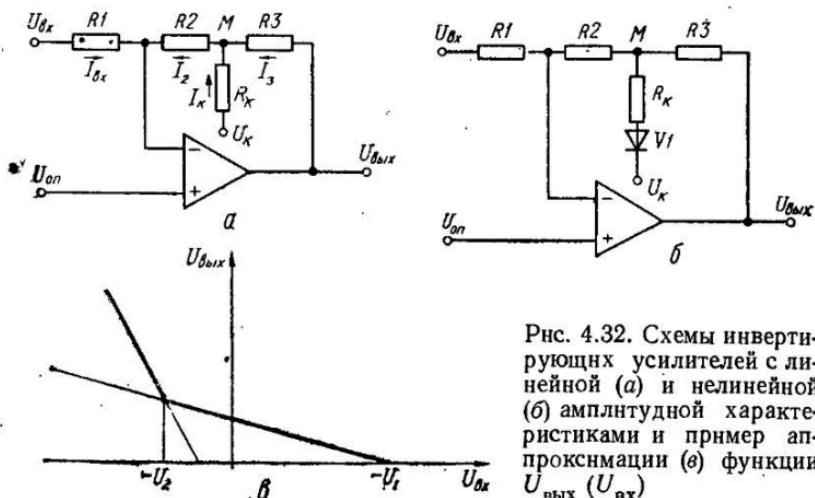


Рис. 4.32. Схемы инвертирующих усилителей с линейной (а) и нелинейной (б) амплитудной характеристиками и пример аппроксимации (в) функции  $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$

Регулируя крутизну пилообразного напряжения на выходе интегратора с помощью потенциометра  $R_6$ , можно перестраивать частоту выходных импульсов в больших пределах.

**Функциональные генераторы.** В основе большинства функциональных генераторов лежит аппроксиматор функциональной зависимости. В настоящее время наибольшее распространение получили кусочно-линейные аппроксиматоры, построенные на основе инвертирующего усилителя с нелинейной обратной связью.

Рассмотрим схему инвертирующего усилителя с линейным делителем напряжения в цепи ООС (рис. 4.32, а).

Для данной схемы можно записать следующие уравнения:

$$\begin{aligned} -U_{\text{вх}} + I_{\text{вх}}R_1 + U_{\text{оп}} &= 0; \quad -U_{\text{вых}} + I_3R_3 + U_M = 0; \\ -U_k + I_kR_k + U_M &= 0; \quad I_{\text{вх}} + I_2 = 0; \\ -U_M + I_2R_2 + U_{\text{оп}} &= 0; \quad I_3 + I_K - I_2 = 0. \end{aligned}$$

Отсюда

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}}(1 + K + R_3/R_k) - U_k(R_3/R_k) - U_{\text{вх}}K,$$

где  $K = (1/R_3 + 1/R_2 + 1/R_k)R_3R_2/R_1$ .

Напряжение в точке  $M$

$$U_M = U_{\text{оп}}(1 + R_2/R_1) - U_{\text{вх}}R_2/R_1.$$

Для получения нелинейной зависимости выходного напряжения от входного последовательно с  $R_k$  включается диод  $VI$  (рис. 4.32, б). Если диод идеальный, то при  $U_M \leq U_k$   $I_k = 0$ , при  $U_M \geq U_k$   $I_k = (U_k - U_M)/R_k$ .

Функцию передачи в этом случае можно представить двумя прямыми (рис. 4.32, в) с точкой излома  $U_2 = U_{\text{оп}}(1 + R_1/R_2) - U_kR_1/R_2$  и начальной точкой  $U_1 = U_{\text{оп}}(1 + R_1/(R_2 + R_3))$ .

Наклон первого отрезка

$$K_1 = (R_2 + R_3)/R_1,$$

наклон второго —

$$K_2 = (1/R_3 + 1/R_2 + 1/R_k)R_2R_3/R_1.$$

Подключив к точке  $M$  ряд параллельных цепей аналогичных  $R_k$ ,  $VI$  с соответствующими номиналами  $R_k$  и сформировав с помощью делителя необходимые потенциалы  $U_{kl}$ , получим функцию передачи в виде ломаной линии, каждый из отрезков которой имеет наклон

$$K_i = (1/R_3 + 1/R_2 + 1/\bar{R}_{kl})R_2R_3/R_1.$$

где  $1/\bar{R}_{kl} = \sum_{j=1}^t 1/R_{kj}$ .

Схема аппроксиматора с «идеальными» диодами, построенными на ОУ2 — ОУ<sub>n</sub> [22], показана на рис. 4.33, а. Напряжение  $U_{kl}$  в данной схеме формируется с помощью резисторного делителя. Расчет номиналов схемы начинается с определения на заданной характеристике точек излома аппроксимирующей линии, исходя из требуемой погрешности аппроксимации. По найденным точкам излома определяют необходимые коэффициенты  $K_i$  (наклоны отрезков), после чего по нижеследующим формулам определяют номиналы резисторов и потенциалы  $U_{kl}$ :

$$R_1 = (R_2 + R_3)/K_1;$$

$$U_{\text{оп}} = U_1/(1 + 1/K_1);$$

$$U_{kl} = U_{\text{оп}}(1 + R_2/R_1) - U_iR_2/R_1;$$

$$R_{kl} = \frac{R_2R_3}{R_1}(K_i - K_{i-1}),$$

где  $U_i$  — входное напряжение, соответствующее точке излома (первая точка излома соответствует  $U_{\text{вых}} = 0$ ).

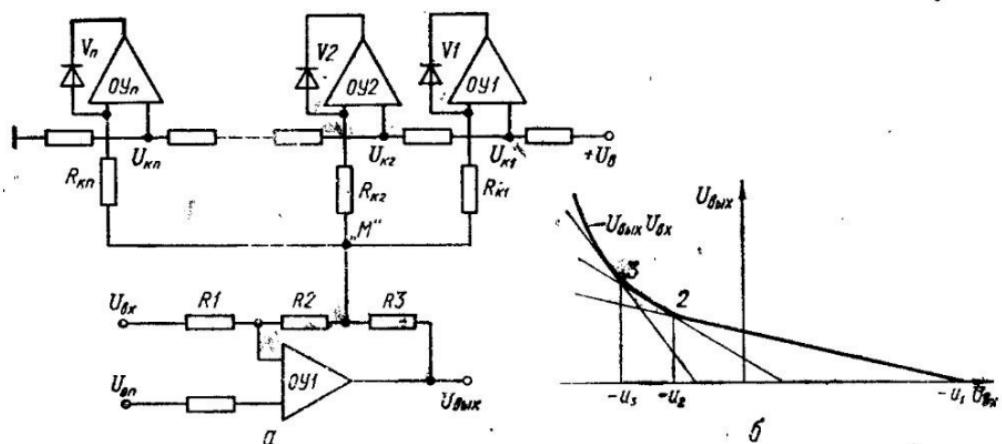


Рис. 4.33. Кусочно-линейный аппроксиматор функций (вариант 1):  
а — схема; б — пример аппроксимации функции  $A_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$

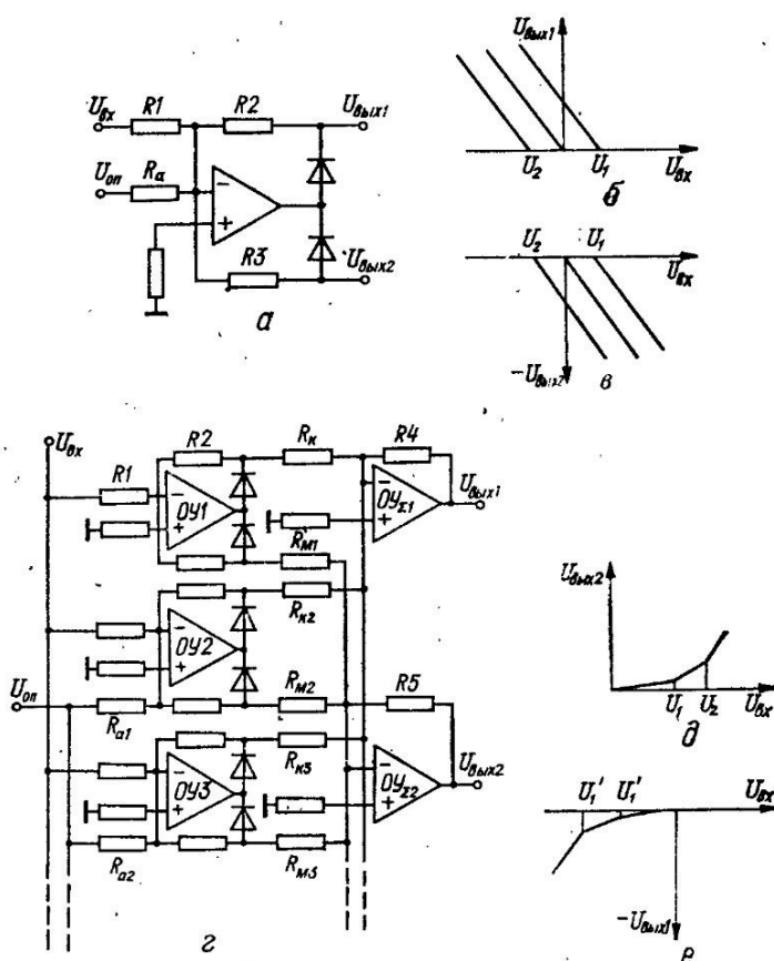


Рис. 4.34. Кусочно-линейный аппроксиматор (вариант 2):  
а — схема звена аппроксиматора; б, в — амплитудные характеристики звена аппроксиматора; г — схема аппроксиматора; д, е — амплитудные характеристики аппроксиматора

## 4.2 Операционные звенья для аппроксиматоров

Схема	Характеристика	Расчетные формулы
		$K_1 = (R_2 + R_{V1})/R_1;$ $K_2 = (R_3 + R_{V2})/R_1;$ $U_1 = \varphi_k;$ $U_2 = -\varphi_k$
		$K_1 = R_2/R_1;$ $K_2 = R_3/R_1;$ $U_1 = -E_1 R_1/R_3;$ $U_2 = E_2 R_1/R_4$
		$K_1 = K_2 =$ $= \left( R_3 + R_{V1} + \frac{R_3 R_{V1}}{R_2} \right) / R_1,$ $U_1 = U_{V1}^+ (1 + R_2/R_3),$ $U_2 = U_{V1}^- (1 + R_2/R_3)$
		$K = R_2/R_1,$ $U_1 = \frac{R_2 R_H E_1}{R_2 R_H + R_2 R_3 + R_H R_3};$ $U_2 = \frac{R_2 R_H E_2}{R_2 R_H + R_2 R_4 + R_H R_4}$

На рис. 4.33, б показан пример аппроксимации функций отрезками касательных, проведенных к функции.

Для разнополярных входных сигналов более экономично строить аппроксиматоры на основе звена, схема которого показана на рис. 4.34, а. Наклон амплитудной характеристики в данной схеме по выходу 1 (рис. 4.34, б)  $K = R_2/R_1$ , а точка излома определяется по формуле

$$U_{\text{пор}} = U_{\text{оп}} R_1 / R_a.$$

Для выхода 2 наклон амплитудной характеристики (рис. 4.34, б)  $K_2 = R_3/R_1$ , а точка излома та же, что и по выходу 1 (с учетом полярности).

На рис. 4.34, г показана схема аппроксиматора, в которую входят  $2n$  операционных звена, формирующих  $2n$  точек излома (включая и точку в начале координат) и два сумматора на  $OY_{\Sigma 1}$ ,  $OY_{\Sigma 2}$ . Наклоны аппроксимирующих отрезков в данной схеме опреде-

ляются по формулам:

$$\text{для выхода 1 (рис. 4.34, e)} \quad K_i = \frac{R_2 R_4}{R_1} \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{ki}}, \quad \text{для выхода 2} \quad K'_i = \frac{R_3 R_5}{R_1} \times \\ \times \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{mi}}.$$

Точки излома амплитудных характеристик по обоим выходам вычисляются по формуле

$$U_i = U_{\text{оп}} R_1 / R_{ai}.$$

Для получения амплитудной характеристики, располагающейся в первом и третьем квадрантах, вместо сумматоров на  $OY_{\Sigma 1}$ ,  $OY_{\Sigma 2}$  можно включить один сумматор или включить дополнительный сумматор напряжений  $U_{\text{вых1}}$ ,  $U_{\text{вых2}}$ .

Используя звенья, приведенные в табл. 4.2, можно построить ряд схем аппроксиматоров функций, имеющих зоны нечувствительности.

## Глава 5

# МОДУЛЯТОРЫ, ДЕМОДУЛЯТОРЫ, АНАЛОГОВЫЕ КЛЮЧИ

## 1. АМПЛИТУДНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

При амплитудной модуляции (АМ) амплитуда несущего колебания изменяется в соответствии с изменением модулирующего сигнала во времени и без изменения фазы. Если несущее колебание  $u_n$  и модулирующее колебание  $u_m$  представляют собой гармонические колебания вида

$$u_n = U_{n \text{ max}} \cos \omega_n t; \quad u_m = U_{m \text{ max}} \cos \omega_m t,$$

то выходной сигнал при АМ можно представить в виде

$$u_{\text{вых}} = U_{n \text{ max}} (1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_n t,$$

где  $m = U_{m \text{ max}} / U_{n \text{ max}}$ .

Данное выражение можно записать в виде суммы спектральных составляющих:

$$u_{\text{вых}} = U_{n \text{ max}} \cos \omega_n t + \frac{m}{2} U_{n \text{ max}} \cos (\omega_n - \omega_m) t + \frac{m}{2} U_{n \text{ max}} \cos (\omega_n + \omega_m) t.$$

Отсюда следует, что при амплитудной модуляции в выходном сигнале присутствуют несущее колебание с неизменной амплитудой и два боковых колебания, амплитуды которых равны и изменяются по гармоническому закону.

Поскольку информацию о модулирующем сигнале несут боковые составляющие, частоты которых  $(\omega_n + \omega_m)$  и  $(\omega_n - \omega_m)$ , то схемы амплитудных модуляторов, как правило, предусматривают подавление несущего колебания. Такие модуляторы называются балансными модуляторами.

Балансные модуляторы (БМ) обычно строят на основе умножителей. Действительно, если умножить два гармонических сигнала, то получим

$$u_{\text{вых}} = K U_{n \text{ max}} \sin \omega_n t \sin \omega_m t = \frac{1}{2} K U_{n \text{ max}} U_{m \text{ max}} [\cos (\omega_n - \omega_m) - \cos (\omega_n + \omega_m)],$$

где  $U_{n \text{ max}}$ ,  $U_{m \text{ max}}$ ,  $\omega_n$ ,  $\omega_m$  — амплитудные значения и частоты несущего и модулирующего сигнала соответственно.

Очевидно, что при перемножении двух гармонических сигналов несущее колебание с частотой  $\omega_n$  подавляется, а результат умножения представляет собой разность напряжений, имеющих частоты  $(\omega_n + \omega_m)$ ,  $(\omega_n - \omega_m)$ . БМ можно построить и без умножителей. Схема такого модулятора с несущим и модулирующим сигналами синусондальной формы показана на рис. 5.1. Напряжение несущей частоты с помощью двух сумматоров-выпрямителей, построенных на  $OY1$ ,  $OY2$ , преобразуются в однополярные импульсы полусинусондальной формы, при этом положительные импульсы формируются на выходе  $OY1$ , а отрицательные — на выходе  $OY2$ .

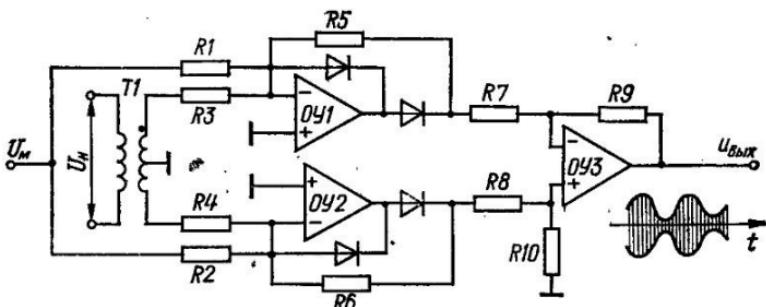


Рис. 5.1. Схема амплитудного модулятора с синусоидальной несущей

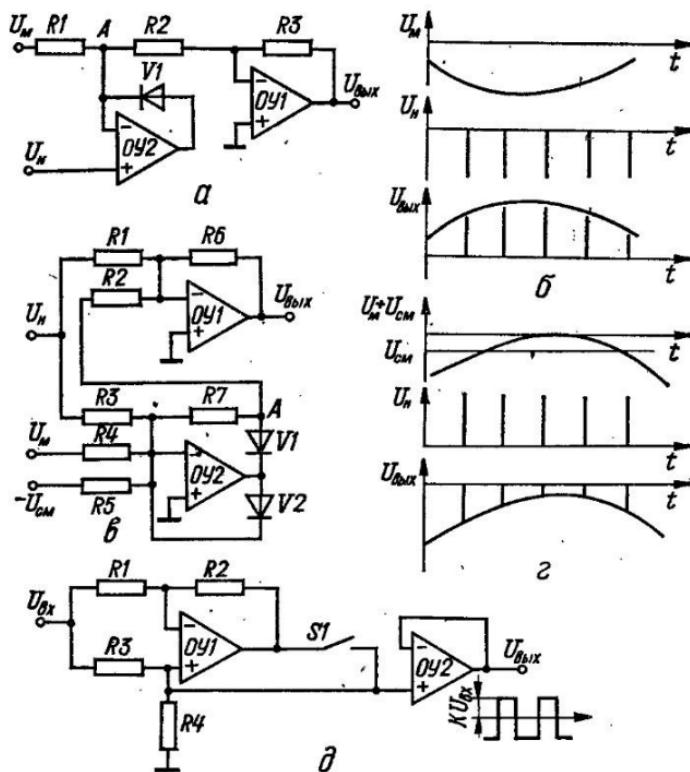


Рис. 5.2. Схемы амплитудных модуляторов с импульсной несущей (а, б, д) и временные диаграммы (б, г)

Модулирующее напряжение суммируется с напряжением несущего сигнала в каждом сумматоре-выпрямителе, при этом коэффициенты передачи по каждому из входов выбираются такой величины, чтобы выполнялось условие

$$2U_{m \text{ max}}K_m < U_{n \text{ max}}K_n,$$

где  $K_m = R_5/R_4$ ,  $K_n = R_5/R_3$ .

В результате суммирования напряжения на выходах  $OY1$ ,  $OY2$  будут представлять собой амплитудно-модулированные сигналы положительной и отрицательной полярности. Объединив эти сигналы с помощью дифференциального усилителя, построенного на  $OY3$ , получим выходной сигнал, аналогичный сигналу, получаемому при умножении двух сигналов синусоидальной формы. В данной схеме  $R_1 = R_2$ ,  $R_3 = R_4$ ,  $R_5 = R_6$ ,  $R_7 = R_8$ ,  $R_9 = R_{10}$ . Трансформатор  $T_1$  можно заменить усилителем с двумя противофазными выходами.

Схема амплитудно-импульсного модулятора (АИМ) для однополярных модулирующего и несущего сигналов показана на рис. 5.2, *а*, временные диаграммы — на рис. 5.2, *б*. Если полярность модулирующего напряжения  $U_m$  отрицательная, то при отсутствии импульсов несущей частоты напряжение в точке *A* равно нулю, так как выходное сопротивление «идеального диода», построенного на *OУ2*, весьма низкое (необходимо использовать быстродействующие *OУ*). При поступлении импульса несущей частоты отрицательной полярности, амплитуда которого больше амплитуды модулирующего напряжения (точнее больше напряжения в точке *A* при отключенном *OУ2*), на выходе *OУ2* возникнет напряжение насыщения отрицательной полярности, которое закроет диод *V1*, в связи с чем на выходе *OУ1* на время действия несущего импульса будет сформировано напряжение, пропорциональное величине модулирующего напряжения, т. е.

$$u_{\text{вых}} = u_m R_3 / (R_1 + R_2).$$

В схему АИМ для разнополярного модулирующего напряжения (рис. 5.2, *в*) входят сумматор на *OУ1* и сумматор-выпрямитель на *OУ2*.

Напряжение на выходе сумматора-выпрямителя (точка *A*)

$$u_A = -(K_m u_m + K_{\text{см}} u_{\text{см}} + K_h u_h),$$

$$\text{где } K_m = R_2/R_4, \quad K_{\text{см}} = R_7/R_5, \\ K_h = R_7/R_3.$$

Коэффициенты  $K_m$ ,  $K_{\text{см}}$ ,  $K_h$  выбираются такой величины, чтобы при отсутствии несущей ( $u_h = 0$ ) напряжение  $u_A$  равнялось нулю. При поступлении импульсов несущей частоты (положительной полярности) получим

$$u_{\text{вых}} = -[u_h R_6/R_1 -$$

$$-(u_m K_m + u_{\text{см}} K_{\text{см}} + u_h K_h) R_6/R_2],$$

где  $u_{\text{см}} = \text{const}$ .

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, показаны на рис. 5.2, *г*.

Другой вариант АИМ для биполярного входного сигнала показан на рис. 5.2, *д* [1]. В схему входит усилитель на *OУ1*, повторитель напряжения на *OУ2* и ключ *S1*, частота замыкания которого определяется несущей частотой.

Выходное напряжение при разомкнутом ключе *S1*

$$u_{\text{вых}} = Ku_{\text{вх}},$$

где  $K = R_4/(R_4 + R_3)$ .

В другой фазе, когда ключ *S1* замкнут, получим

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} \frac{(R_{S1} - KR_3) R_4}{R_{S1} (R_3 + R_4) + R_3 R_4},$$

где  $R_{S1}$  — сопротивление закрытого ключа *S1*;  $K_1 = R_2/R_1$ .

Если выполнить условие

$$K_1 = \frac{R_3 R_4 + 2R_{S1} (R_3 + R_4)}{R_3 (R_3 + R_4)},$$

то при замкнутом ключе  $S_1$  получим

$$u_{\text{вых}} = -K u_{\text{вх}},$$

т. е. при переключении  $S_1$  на выходе изменяется полярность выходных импульсов, при этом их амплитуда пропорциональна входному напряжению. Полярность входного напряжения в данном случае однозначно определяет фазу выходных импульсов. Отличительной особенностью схемы является возможность компенсировать погрешности, вызванные остаточным сопротивлением открытого ключа  $S_1$ .

Схемы модуляторов можно также построить на основе усилителей с управляемым коэффициентом усиления (рис. 5.3, а). В данной схеме [5] используется принцип умножения несущего колебания и модулирующего сигнала с помощью полевого транзистора с управляемым  $p-n$ -переходом. В схему входят усилитель с регулируемым коэффициентом усиления на  $OY_1$ , сумматоры на  $OY_2$  и  $OY_3$ . Коэффициент усиления усилителя на  $OY_1$   $K = R_1/R_t$ , где  $R_t$  — сопротивление канала полевого транзистора, зависящее от модулирующего напряжения.

Поскольку напряжение несущей частоты, действующее на стоке транзистора  $V_1$ , знакопеременно, то для «привязки» затвора к стоку или истоку в зависимости от полярности напряжения сток — исток в схему введен сумматор на  $OY_2$ , имеющий коэффициент передачи по отношению к напряжению  $U_h$ , равный  $1/2$ , т. е.

$$K_h = \frac{R_6}{R_5 + R_6} \left( 1 + \frac{R_2}{R_3 + R_4} \right) = \frac{1}{2}.$$

Для установки транзистора  $V_1$  в линейный режим на его затвор подается постоянное напряжение  $u_a$ , равное половине напряжения отсечки, т. е.  $u_a = u_{\text{cm}} R_2/R_4 = 1/2 u_{\text{отс}}$ . Моделирующее напряжение и напряжение  $u_a$  подаются на затвор  $V_1$  с помощью сумматора на  $OY_2$ .

Для получения выходного сигнала с малыми нелинейными искажениями напряжение  $u_h$  не должно превышать несколько сот милливольт. Поскольку сопротивление канала транзистора  $V_1$  изменяется в больших пределах, то входные токи  $OY_1$  должны быть весьма малыми.

Выходной амплитудно-модулированный сигнал состоит из трех спектральных составляющих: с частотой  $\omega_h$  и двух с частотами  $(\omega_h + \omega_m)$ ,  $(\omega_h - \omega_m)$ . Для подавления несущей используется сумматор на  $OY_3$  (выход  $BM$ ), на входы которого поступают напряжение  $u_h$  и противофазное ему напряжение с выхода  $OY_1$ , при этом на выходе  $OY_2$  при  $R_7 = R_8$  выходное напряжение будет иметь только две боковые спектральные составляющие. Вместо полевого транзистора в данной схеме можно использовать диодные, транзисторные или резистивные оптроны.

На рис. 5.3, б показан пример включения транзисторных оптронов в качестве модуляторов [6]. Использование оптронов практически полностью исключает проникновение управляющих сигналов в канал усиления.

Более сложная схема БМ с высокой стабильностью характеристик и широким динамическим диапазоном работы [9] показана на рис. 5.4. Форма колебаний  $\omega_h$  и  $\omega_m$  может быть в данном случае любой. В схему входят масштабирующий усилитель на  $OY_1$ , дифференциальный усилитель на  $OY_2$ , коммутатор  $V_1-V_4$  и схема управления коммутатором  $CY$ . Принцип действия модулятора аналогичен принципу действия рассмотренной схемы рис. 5.1, а с той лишь разницей, что формирование положительных и отрицательных импульсов в данном случае осуществляется поочередной коммутацией выхода  $OY_1$  на инвертирующий и неинвертирующий входы дифференциального усилителя. Для открытых ключей  $V_1$ ,  $V_3$  и закрытых  $V_2$ ,  $V_4$  имеем  $u_{\text{вых}} = u_m R_2 R_5 / R_1 R_3$ . В другой фазе для открытых ключей  $V_2$ ,  $V_4$  и закрытых  $V_1$ ,  $V_3$  выходное напряжение  $u_{\text{вых}} = u_m R_2 R_8 \times (1 + R_5/R_8) / R_1 (R_4 + R_6)$ .

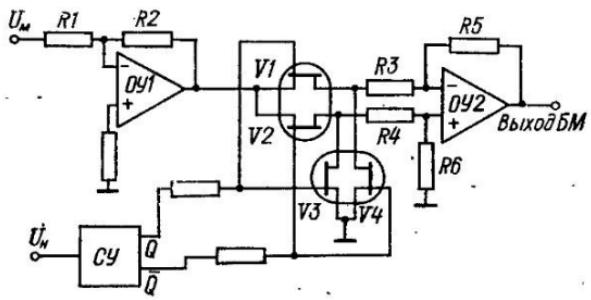


Рис. 5.4. Схема широкодиапазонного балансного модулятора

При  $R_2 = R_f = R_3 = R_5 = R_4 = R_6 = R$  получим  $u_{\text{вых}} = u_m$ . Поскольку ключи  $V1-V4$  переключаются с частотой несущих колебаний, то на выходе будет сформирован сигнал, имеющий две боковые составляющие с частотами  $(\omega_n + \omega_m)$  и  $(\omega_n - \omega_m)$ .

Схема управления ключами представляет собой триггер со счетным выходом. Для синусоидальной формы колебаний  $u_n$  на входе триггера включается формирователь прямогоугольных колебаний.

## 2. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

В качестве широтно-импульсных модуляторов (ШИМ) можно использовать преобразователи напряжения — частота, схемы которых рассмотрены в гл. 4 (рис. 4.15, а, б, 4.16). Поскольку в этих схемах длительность выходных импульсов неизменна, а длительность пауз зависит от входного напряжения, то скважность сигнала, среднее и эффективное значения напряжения выходного сигнала могут регулироваться в больших пределах. Однако во многих случаях к выходному сигналу ШИМ предъявляется требование постоянства периода следования импульсов. В структуру таких ШИМ, как правило,

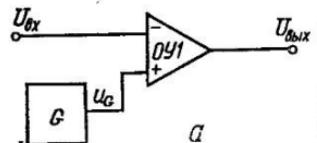
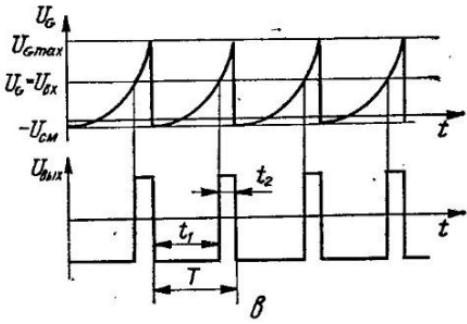
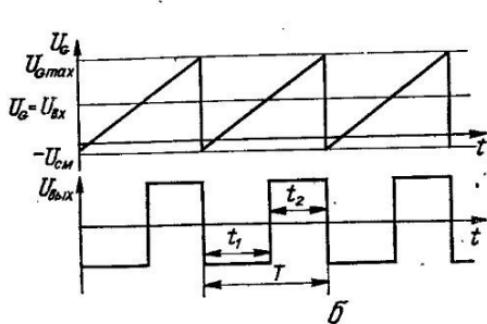


Рис. 5.5. Широтно-импульсный модулятор однополярных сигналов:  
а — схема; б, в — временные диаграммы для пилообразного и экспоненциального модулирующего сигналов



входит генератор стабильной частоты, форма выходного напряжения которого определяет закон модуляции при линейном изменении входного сигнала.

Структурная схема ШИМ для однополярного источника входного сигнала (рис. 5.5) включает генератор напряжений специальной формы  $G$  и компаратор  $OY1$ . Для пилообразного напряжения (рис. 5.5, б) длительность отрицательных импульсов выходного напряжения компаратора

$$t_1 = (U_{\text{вх}} - U_{\text{см}})/K,$$

где  $K$  — крутизна пилообразного напряжения;  $U_{\text{см}}$  — уровень смещения пилообразного напряжения в области отрицательных значений.

Максимальное значение длительности выходного импульса  $t_1$  равно периоду следования импульсов  $T$ , который определяется из выражения

$$T = t_1 + t_2 = (U_G^{\max} - U_{\text{см}})/K = \text{const.}$$

Минимальное значение длительности импульса  $t_1^{\min}$  равно  $t_1^{\min} = U_{\text{см}}/K$ . Если отрицательное и положительное напряжения насыщения  $OY1$  по модулю равны, т. е.  $U_{\text{нис}}^- = U_{\text{нис}}^+ = U_{\text{нис}}$ , то среднее значение выходного напряжения

$$U_{\text{вых}}^{\text{ср}} = U_{\text{нис}}(t_1 - t_2)/T,$$

а эффективное значение выходного напряжения постоянно и равно  $U_{\text{нис}}$ .

Отсекая с помощью диода импульсы положительной полярности, получаем:

$$U_{\text{вых}}^{\text{ср}} = U_{\text{нис}} t_1/T.$$

Для экспоненциальных импульсов типа  $U_G = U_0 e^{t/\tau}$ , период следования которых

$$T = \tau \ln \frac{U_G^{\max} - U_{2M}}{U_0},$$

длительность импульсов отрицательной полярности

$$t_1 = \tau \ln \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{см}}}{U_0}.$$

Если отсечь импульсы положительной полярности, то среднее значение выходного напряжения

$$U_{\text{вых}}^{\text{ср}} = U_{\text{нac}}^- t_1 / T = U_{\text{нac}}^- \frac{\tau}{T} \times$$

$$\times \ln \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{см}}}{U_0}.$$

Отсюда следует, что включив на выходе такого ШИМ преобразователь среднего значения, получим схему логарифмического усилителя.

Сравнительно простые схемы ШИМ можно построить на основе управляемых одновибраторов.

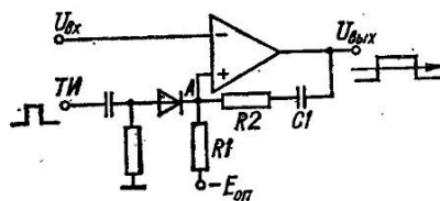


Рис. 5.6. Схема широтно-импульсного модулятора, построенного на основе одновибратора

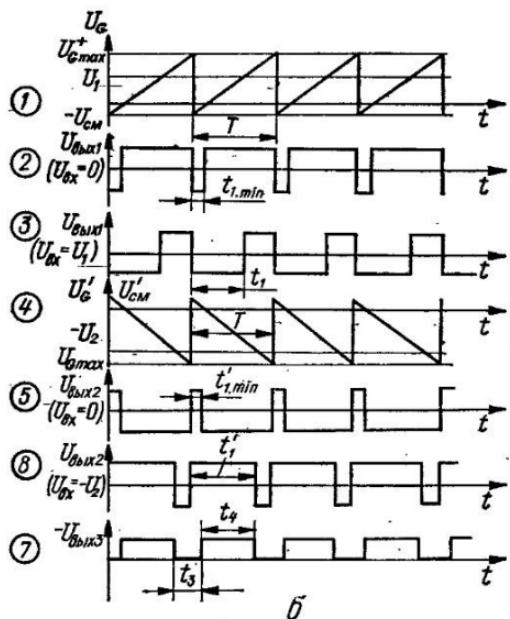
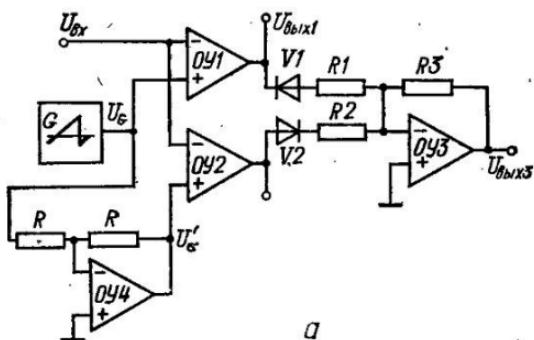
Рис. 5.7. Широтно-импульсный модулятор для биполярного входного сигнала:

*a* — схема; *b* — временные диаграммы

Схема ШИМ, где одновибратор, построенный на ОУ, периодически запускается тактовыми импульсами [2], показана на рис. 5.6. В исходном положении (при отсутствии тактовых импульсов) ОУ находится в состоянии насыщения  $U_{\text{вых}}^-$ . Тактенный импульс положительной полярности релаксационно возбуждает на выходе ОУ состояние  $U_{\text{вых}}^+$ , вследствие чего конденсатор  $C_1$  начинает перезаряжаться с постоянной времени  $\tau = (R_1 + R_2) C_1$ . При  $U_A = U_{\text{вх}}$  схема возвращается в исходное состояние, при этом на выходе будет сформирован импульс, длительность которого

$$T = \tau \ln \frac{U_{\text{вых}}^+ + U_{\text{вых}}^-}{U_{\text{вх}} + |E_{\text{оп}}|} \beta_{\Pi}.$$

Схема ШИМ для биполярного входного сигнала (рис. 5.7, *a*) может быть использована в системе автоматического регулирования скорости вращения двигателей постоян-



ного тока с реверсированием направления вращения вала. Схема включает в себя два компаратора  $OY1$ ,  $OY2$ , генератор пилообразного напряжения  $G$ , инвертор пилообразного напряжения на  $OY4$ , сумматор на  $OY3$  и диоды  $V1$ ,  $V2$ . Принцип действия ШИМ поясняется осциллограммами, показанными на рис. 5.7, б. На неинвертирующие входы  $OY1$ ,  $OY2$  подаются противофазные пилообразные напряжения  $U_G$ ,  $U'_G$  (диаграммы 1, 4). При отсутствии входного сигнала на выходах компараторов (диаграммы 2, 5) будут формироваться импульсы, длительность которых определяется длительностью импульсов пилообразного напряжения  $U_G$  и напряжением смещения  $U_{cm}$  этого напряжения относительно нулевого уровня. Если инвертор на  $OY4$  не вносит дополнительного смещения

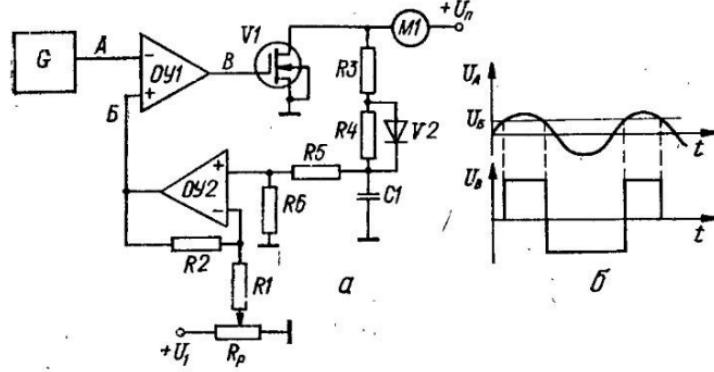


Рис. 5.8. Устройство управления скоростью вращения двигателя постоянного тока:  
а — схема; б — временные диаграммы

ния пилообразного напряжения относительно нулевого уровня, то длительность отрицательных импульсов на выходе 1 и длительность положительных импульсов на выходе 2 при  $U_{bx} = 0$  определяется из формулы

$$t_{1 \min} = t'_{1 \min} = U_{cm}/K,$$

где  $K$  — крутизна переднего фронта импульса  $U_G$ .

На выходе 3 после суммирования этих импульсов и при идентичности напряжений насыщения  $OY1$ ,  $OY2$  напряжение будет равно нулю. Для положительного входного сигнала  $U_{bx} = U_1$  форма выходного напряжения на выходе 2 останется неизменной (диаграмма 5), а длительность отрицательных импульсов на выходе 1 (диаграмма 3)

$$t_1 = (U_1 + |U_{cm}|)/K.$$

Для отрицательного входного сигнала  $U_{bx} = -U_2 t_1^* = (|U_2| + U_{cm})/K$  (диаграмма 6).

Если  $U_{bx} > U_{G\max}$ , то на выходе 1 будет постоянное напряжение отрицательной полярности, уровень которого определяется напряжением насыщения  $OY1$  и коэффициентом передачи сумматора.

Напряжение на выходе 3 при  $R_1 = R_3$  будет определяться разностью амплитуд положительных (выход 2) и отрицательных (выход 1) импульсов (диаграмма 7). При этом для  $U_{bx} > 0$  импульсы будут иметь положительную полярность, а для  $U_{bx} < 0$  — отрицательную полярность. Длительность импульсов рассчитывается по формуле

$$t_4 = t_1 - t_{1 \min} \text{ или } t'_4 = t_1 - t'_{1 \min},$$

где  $t_{1 \min} = t'_{1 \min}$  — длительность импульса при  $U_{bx} = 0$ .

Эффективное и среднее значения выходного напряжения  $U_{\text{вых}\,3}$  при  $U_{bx} = 0$  равны нулю и максимальны при  $|U_{bx}| \geq |U_{G\max}|$ .

Закон модулирования длительности импульсов можно изменить путем использования других форм сигналов  $U_G$ .

На рис. 5.8, а показана схема устройства для управления скоростью вращения двигателя постоянного тока [8]. В данном устройстве закон управления определяется синус-

коидальной формой напряжения генератора  $G$  (рис. 5.8, б). В схему входят задающий генератор  $G$ , компаратор  $OY1$ , ключ  $VI$ , неинвертирующий усилитель на  $OY2$ , фильтр  $V2$ ,  $R3$ ,  $R4$ ,  $C1$ , делитель напряжения  $R5$ ,  $R6$  и двигатель  $M1$ . Ключ  $VI$ , включенный последовательно с обмоткой возбуждения двигателя  $M1$ , коммутирует питающее напряжение  $U_n$ . При этом в момент запирания  $VI$  на обмотке возбуждения двигателя возникает напряжение самоиндукции, значение которого пропорционально скорости вращения двигателя. Это напряжение детектируется, фильтруется и усиливается с помощью усилителя, построенного на  $OY2$ . Постоянное напряжение  $U_B$  на выходе  $OY2$ , пропорциональное скорости вращения, сравнивается с напряжением синусоидальной формы генератора  $G$ , при этом на выходе компаратора  $OY1$  формируются импульсы, длительность которых определяет среднее значение напряжения на обмотке возбуждения  $M1$ . Регулирование скорости вращения производится с помощью потенциометра  $R_p$ .

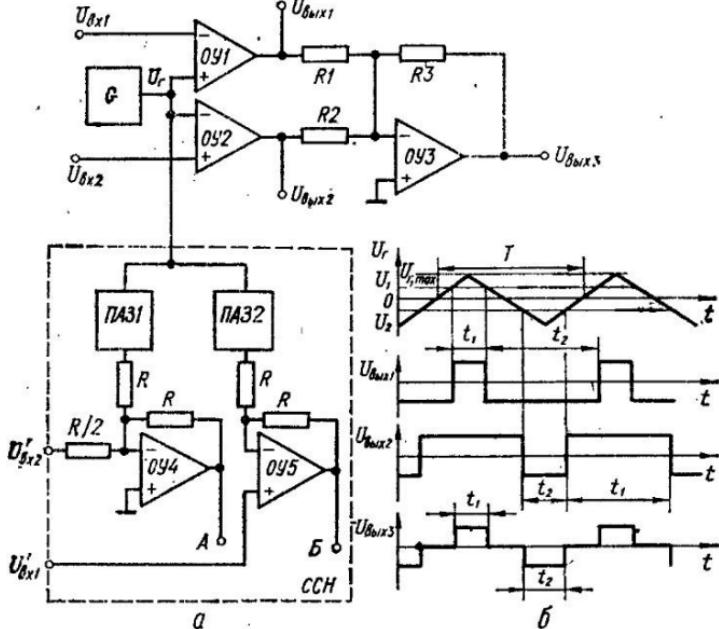


Рис. 5.9. Широтно-импульсный модулятор для систем автоматического регулирования:  
а — схема; б — временные диаграммы

В замкнутых системах автоматического регулирования используется ШИМ с дифференциальным входом. Вариант построения ШИМ, реагирующего на разность входных сигналов показан на рис. 5.9, а.

В схему входят генератор треугольных колебаний  $G$ , компараторы  $OY1$ ,  $OY2$ , сумматор на  $OY3$  и схема смещения нулей  $CCN$ . Рассмотрим работу данного ШИМ без узла  $CCN$ . Временные диаграммы, поясняющие работу схемы без узла  $CCN$ , показаны на рис. 5.9, б.

Если входные напряжения  $U_{bx1}$ ,  $U_{bx2}$  изменяются соответственно в пределах  $(0 - U_{Gmax}^+)$ ,  $(0 - U_{Gmax}^-)$ , то длительности положительных импульсов на выходе 1 и отрицательных на выходе 2 будут находиться в диапазоне  $0 - T/2$ .

Длительность положительных импульсов  $t_1$  на выходе 1 и отрицательных импульсов на выходе 2 определяются по формулам

$$t_1 = \frac{T}{2} - U_{bx1} \left( \frac{1}{K_1} + \frac{1}{K_2} \right); \quad t_2 = \frac{T}{2} - U_{bx2} \left( \frac{1}{K_1} + \frac{1}{K_2} \right),$$

где  $K_1$ ,  $K_2$  — крутизна переднего и заднего фронтов треугольного импульса  $U_G$  соответственно;  $T$  — период сигнала  $U_G$ .

Если напряжения насыщения  $OY1$ ,  $OY2$  равны, т. е.  $U_{\text{вых}1}^{\pm} = U_{\text{вых}2}^{\pm} = U_{\text{нас}}$  и выполняется равенство  $K_1 = K_2$ , то при  $R_1 = R_2 = R$  среднее значение напряжения на выходе 3

$$U_{\text{вых}3}^{\text{ср}} = 2 \frac{R_3}{R} \frac{U_{\text{нас}}}{KT} (U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}).$$

Эффективное значение напряжения на выходе 3

$$U_{\text{вых}3}^{\text{эфф}} = \frac{R_3}{R} U_{\text{нас}} \frac{t_1 + t_2}{T} = \frac{R_3}{R} U_{\text{нас}} \left[ 1 - \frac{2}{KT} (U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}) \right].$$

Следовательно, с увеличением уровней входных сигналов эффективное значение напряжения  $U_{\text{вых}3}$  уменьшается.

Данную схему (без узла  $CCH$ ) целесообразно использовать в ключевых источниках питания с импульсной стабилизацией выходного напряжения.

В ряде случаев (например, при управлении скоростью вращения двигателя переменного или постоянного тока) необходимо иметь прямо пропорциональную зависимость между уровнем входных напряжений и эффективным значением напряжения на выходе 3. С этой целью на входе рассмотренной схемы можно включить схему смещения нулей  $CCH$ , с помощью которой нулевой уровень входных сигналов смещается соответственно на значение  $U_{G_{\text{max}}}^+$  и  $U_{G_{\text{max}}}^-$ .

В схему  $CCH$  входят преобразователь максимального значения положительной амплитуды треугольного напряжения  $PAZ1$ , преобразователь максимального значения отрицательной амплитуды треугольного напряжения  $PAZ2$  и два сумматора на  $OY4$ ,  $OY5$ . Узел  $CCH$  включается в схему путем соединения точки  $A$  с входом 2 и точки  $B$  с входом 1.

Учитывая, что на выходах  $PAZ1$  и  $PAZ2$  напряжения соответственно равны  $U_{G_{\text{max}}}^+$ ,  $U_{G_{\text{max}}}^-$ , напряжения в точках  $A$  и  $B$  можно представить в виде

$$U_A = U_{\text{вх}2} = -(U_{G_{\text{max}}}^+ + 2U'_{\text{вх}2}); \quad U_B = U_{\text{вх}1} = U_{G_{\text{max}}}^- + 2U'_{\text{вх}1},$$

где  $U'_{\text{вх}1}$ ,  $U'_{\text{вх}2}$  — входные напряжения  $CCH$ .

При высокой стабильности амплитудного значения треугольного напряжения  $PAZ1$  и  $PAZ2$  можно заменить источниками постоянного напряжения.

### 3. ДЕМОДУЛЯТОРЫ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ КОЛЕБАНИЙ

При большом разносе частот модулирующего и несущего колебаний амплитудная демодуляция достаточно просто осуществляется путем детектирования и фильтрации колебаний.

Для низких частот и при малом разносе частот несущего и модулирующего колебаний целесообразно использовать демодуляторы амплитудно-модулированных колебаний (ДАМК), построенные на основе устройства выборки — хранения (рис. 5.10, а). Схема включает в себя устройство выборки — хранения  $UVX$ , одновибратор  $OB$  и экстрематор  $\mathcal{E}\mathcal{K}$ . Принцип действия ДАМК легко уяснить, пользуясь осциллограммами, показанными на рис. 5.10, б.

Если в моменты экстремума АМ-колебаний производить преобразование (выборку) амплитудного значения с последующим запоминанием этого значения до наступления следующего экстремума, то на выходе ДАМК будет формироваться огибающая АМ-колебания. Быстродействие  $UVX$  должно быть достаточно большим для того, чтобы за время выборки амплитудное значение выходного сигнала изменилось незначительно. Время выборки определяется длительностью выходного импульса одновибратора  $OB$ , который запускается передним (или задним) фронтом выходного импульса экстрематора  $\mathcal{E}\mathcal{K}$ .

Экстрематор представляет собой усилитель с нелинейной отрицательной обратной связью, запоминающей значение входного сигнала в момент разрыва цепи ООС [4]. Действительно, при открытом стабилизаторе  $VI$  цепь ООС  $OY3$  замкнута, и напряжение на конденсаторе  $C2$  отслеживает напряжение на входе.

В точке экстремума (рис. 5.10, б) разность потенциалов на входах  $OY3$  изменяет знак, вследствие чего для замыкания цепи ООС напряжение на выходе  $OY3$  скачкообразно изменяется по величине и знаку. Величина скачка напряжения равна напряжению

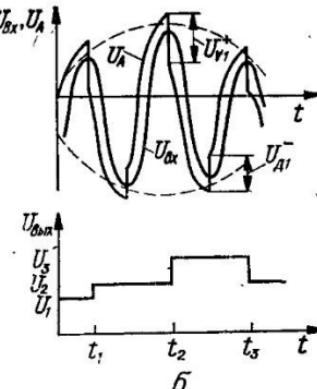
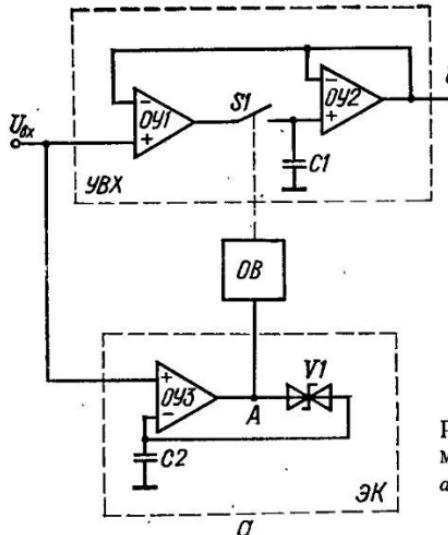


Рис. 5.10. Демодулятор амплитудно-модулированных колебаний:  
а — схема; б — временные диаграммы

пробоя стабилитрона  $U_{V1}^{\pm}$ . Момент формирования скачка с высокой точностью соответствует экстремуму входного колебания. В зависимости от требований к точности и быстродействию схемы узлы  $UVX$ ,  $OB$ ,  $EK$  могут иметь различные варианты исполнения (см. соответствующие разделы).

#### 4. ДЕМОДУЛЯТОРЫ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ КОЛЕБАНИЙ

Из различных схем демодуляторов частотно-модулированных колебаний (ДЧМК) рассмотрим схему импульсного ДЧМК (рис. 5.11, а), имеющего достаточно высокую стабильность и линейность выходной характеристики [10]. В схему импульсного ДЧМК (рис. 5.11, а) входят формирователь прямоугольных колебаний  $\PhiPK$ , одновибратор  $OB$  и фильтр низких частот  $\PhiНЧ$ . Принцип действия ДЧМК поясняется осциллограммами на рис. 5.11, б.

Входной сигнал с помощью  $\PhiPK$  (например, с помощью триггера Шmitta) преобразуется в сигнал типа «мейндр». Передний (или задний) фронт прямоугольных колебаний  $U_A$  дифференцируется с помощью  $RC$ -цепи, включенной на входе  $OB$ , вследствие чего формируются запускающие импульсы одновибратора. На выходе  $OB$  формируются импульсы постоянной длительности  $t_1$ , при этом длительность пауз между импульсами изменяется в зависимости от частоты входного сигнала. Постоянная времени  $OB$  выбирается такой, чтобы при максимальной частоте входного сигнала длительность импульса  $t_1$  была меньше половины периода входных колебаний, т. е.

$$t_1 \leqslant 1/2 (f_0 + \Delta f),$$

где  $f_0$  — центральная частота несущих колебаний;  $\Delta f$  — девиация частоты.

Среднее значение напряжения импульсной последовательности (точка  $B$ )

$$\bar{U}_B = f_{\text{вх}} t_1 (U_{\text{нас}}^+ + U_{\text{нас}}^-) - U_{\text{нас}}^-,$$

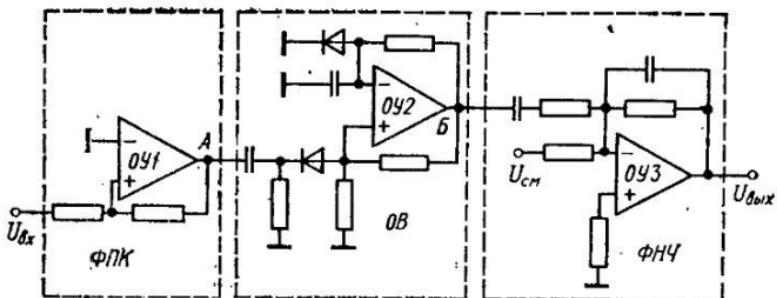
где  $U_{\text{нас}}^+$ ,  $U_{\text{нас}}^-$  — напряжения насыщения  $OY2$ .

Для выделения среднего значения  $U_B$  на выходе ДЧМК включается преобразователь среднего значения (в данном случае фильтр низких частот  $\PhiНЧ$ ).

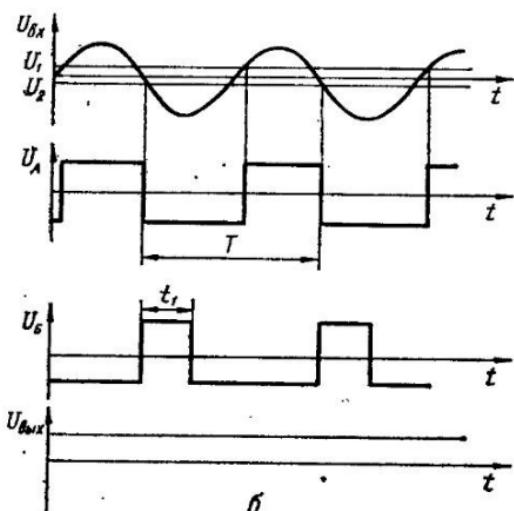
Крутизна выходной характеристики

$$K = t_1 (U_{\text{нас}}^+ + U_{\text{нас}}^-).$$

Компенсация постоянной составляющей на требуемой частоте осуществляется с помощью источника напряжения смещения  $U_{\text{см}}$ .

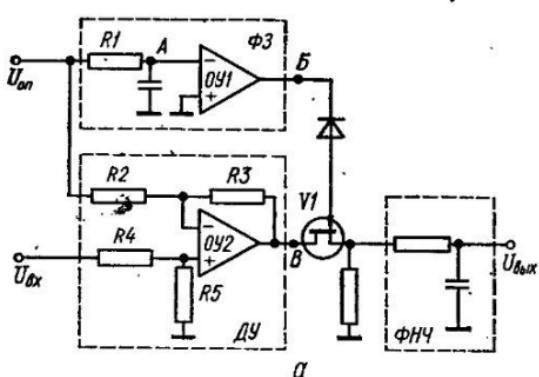


*a*

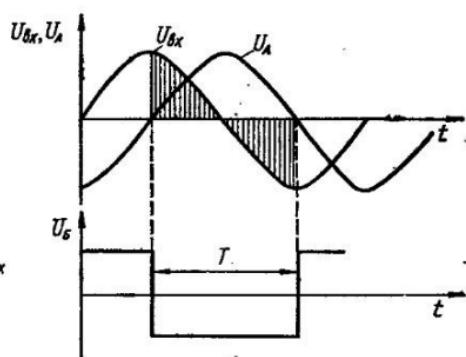


*б*

Рис. 5.11. Демодулятор частотно-модулированных колебаний:  
а — схема; б — временные диаграммы

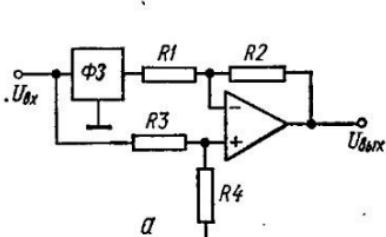


*а*

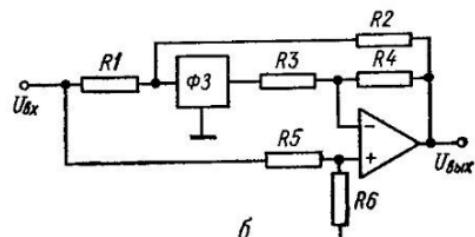


*б*

Рис. 5.12. Фазовый демодулятор гармонических колебаний



*а*



*б*

Рис. 5.13. Схемы преобразователей «фаза — амплитуда»

## 5. ФАЗОВЫЕ ДЕМОДУЛЯТОРЫ

В схему бестрансформаторного фазового демодулятора гармонических сигналов [12], показанную на рис. 5.12, а, входят фазовое звено  $\Phi_3$ , дифференциальный усилитель  $DY$ , фильтр нижних частот  $FH$  и транзисторный ключ  $V1$ . Работу схемы поясняют осцилограммы, показанные на рис. 5.12, б. Если входной  $U_{\text{вх}}$  и опорный  $U_{\text{оп}}$  сигналы находятся в фазе, то интеграл выходного напряжения  $DY$   $U_{\text{вых}}$  за время  $T = 1/f$  (где  $f$  — частота входного сигнала) будет равен нулю. Поскольку управляющее ключом напряжение  $U_B$  формируется с помощью  $\Phi_3$ , где осуществляется сдвиг по фазе на  $-90^\circ$ , то при сдвиге фазы входного сигнала в ту или другую сторону относительно фазы опорного сигнала интеграл напряжения  $U_B$  не будет равен нулю, причем в зависимости от направления смещения фазы будет изменяться и знак интеграла. Интегрирование в данной схеме осуществляется с помощью  $FH$ . Используя различные варианты схем  $\Phi_3$ ,  $DY$ ,  $FH$ , можно реализовать другие схемы фазовых демодуляторов, отличающиеся точностью и быстродействием.

Если модуляция фазы производится с помощью фазового звена, имеющего модуль коэффициента передачи  $K = 1$ , то осуществить демодуляцию (преобразование фазы в амплитуду) можно включением фазового звена на входе дифференциального усилителя. Два варианта таких схем показаны на рис. 5.13 [11].

Для схемы рис. 5.13, а при  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$  можно записать

$$U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 1 - K_\phi,$$

где  $K_\phi = \sin(\omega t + \varphi)/\sin \omega t$ ;  $\varphi$  — фазовый сдвиг в  $\Phi_3$ .

Поскольку фазовое звено  $\Phi_3$  изменяет фазу выходного сигнала без изменения модуля, то при  $\varphi = 0$  получим  $U_{\text{вых}} = 0$  и при  $\varphi = \pi$   $U_{\text{вых}} = 2U_{\text{вх}}$ .

Для схемы рис. 5.13, б можно записать аналогичное соотношение в виде

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_6(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) - K_\phi R_2 R_4 (R_5 + R_6)}{R_3(R_1 + R_2)(R_5 + R_6) + K_\phi R_1 R_4 (R_5 + R_6)}.$$

При  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ ,  $R_5 = R_6 = 2R$  получим

$$U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 1 - K_\phi(1 + K_\phi).$$

Данная схема имеет более широкие функциональные возможности.

## 6. АНАЛОГОВЫЕ КЛЮЧИ

Для коммутации аналоговых сигналов широко используют ключи, выполненные на МОП-транзисторах (рис. 5.14). Сочетание таких ключей с ОУ позволяет уменьшить погрешности, обусловленные падением напряжения на сопротивлении открытого ключа. В инвертирующем ключе (рис. 5.14, а) цепь ООС коммутируется с помощью МОП-транзисторов. При открытом  $V1$  и закрытом  $V2$  ОУ охвачен ООС через сопротивление открытого ключа  $V1$ , в результате чего напряжение в точке  $A$  практически равно нулю (точнее, напряжение определяется входными токами ОУ и напряжением смещения ОУ). Очевидно, что выходное напряжение в этом случае также будет равно нулю, а выходное сопротивление ключа будет равно  $R_2$ . В другом положении ключей ( $V1$  — заперт,  $V2$  — открыт) ООС замыкается через резистор  $R2$ . В этом случае схема ключа представляет собой инвертирующий усилитель, имеющий коэффициент передачи  $K = R_2/R_1$ . Выходное сопротивление мало и определяется глубиной ООС. Управление транзисторами  $V1$ ,  $V2$  осуществляется  $T$ -триггером.

На рис. 5.14, б показан неинвертирующий аналоговый ключ, достоинством которого является низкое выходное сопротивление в обоих состояниях. Схема состоит из МОП-переключателя на транзисторах  $V1$ ,  $V2$ , повторителя напряжения на ОУ и  $T$ -триггера.

Точность работы рассмотренных ключей возрастает при увеличении отношения сопротивлений МОП-транзисторов в закрытом и открытом состояниях.

Аналоговый ключ можно построить и без применения МОП-транзисторов, если в качестве ключевого элемента использовать «идеальный диод», выходное сопротивление которого в открытом состоянии на несколько порядков меньше сопротивления открытого канала МОП-транзистора. На рис. 5.14, в показан один из возможных вариантов схемы аналогового ключа. При отрицательной полярности управляющего напряжения «идеальный диод», построенный на ОУ2, открыт, вследствие чего напряжение в точке  $A$

практически равно нулю. При положительной полярности управляющего напряжения «идеальный диод» заперт, при этом напряжение  $U_A = U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}$ .

Рассмотренные схемы аналоговых ключей используют при заземленных источнике сигнала и нагрузки. Для коммутации незаземленных цепей можно использовать аналоговый ключ, схема которого показана на рис. 5.15, а [7]. В схему входят неинвертиру-

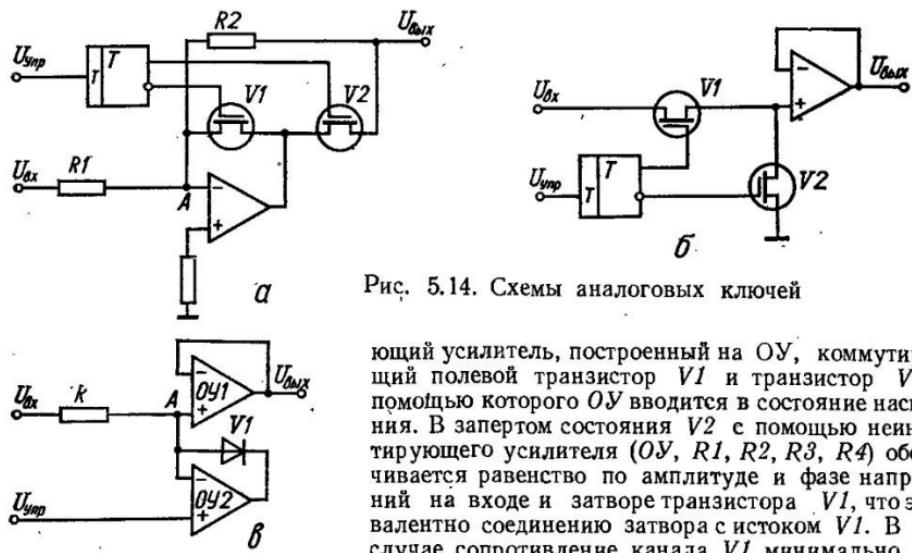


Рис. 5.14. Схемы аналоговых ключей

ющий усилитель, построенный на ОУ, коммутирующий полевой транзистор  $V1$  и транзистор  $V2$ , с помощью которого ОУ вводится в состояние насыщения. В запертом состоянии  $V2$  с помощью неинвертирующего усилителя ( $OY$ ,  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$ ,  $R4$ ) обеспечивается равенство по амплитуде и фазе напряжений на входе и затворе транзистора  $V1$ , что эквивалентно соединению затвора с истоком  $V1$ . В этом случае сопротивление канала  $V1$  минимально. При

открытом  $V2$  под действием источника  $U_{\text{оп}}$  ОУ входит в состояние насыщения, вследствие чего  $V1$  будет закрыт.

На рис. 5.15, б показана схема аналогового ключа для коммутации разнополярных сигналов, в котором питание ОУ осуществляется с помощью «взвешенных» (не имеющих общей точки с общей шиной) источников питания [3]. Для упрощения МОП-транзисторы,

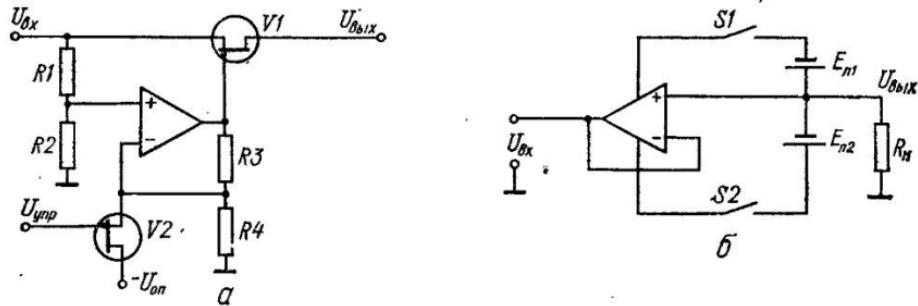


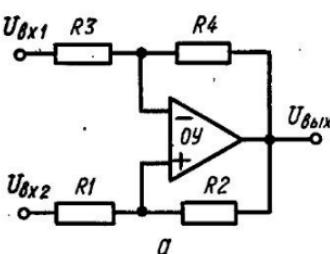
Рис. 5.15. Схемы аналоговых ключей для коммутации «взвешенных» цепей

имеющие оптронную (или какую-либо другую) развязку цепей управления, на схеме показаны в виде механических ключей  $S1$ ,  $S2$ . При замкнутых  $S1$ ,  $S2$  к ОУ подключается напряжение питания, при этом ОУ по отношению к точке соединения источников  $E_{n1}$ ,  $E_{n2}$  оказывается включенным в режиме повторителя напряжения. Входной сигнал через весьма низкое выходное сопротивление повторителя напряжения поступает на нагрузку  $R_H$ . При размыкании  $S1$ ,  $S2$  питание ОУ отключается и между источником входного сигнала и нагрузкой будет включено большое сопротивление перехода «выход — вход ОУ». Быстродействие такого ключа определяется не только быстродействием ОУ, но и значением паразитной емкостной связи между элементами коммутируемой цепи и элементами ОУ,  $E_{n1}$ ,  $E_{n2}$ .

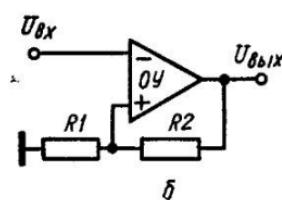
# ПОРОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА И ОГРАНИЧИТЕЛИ

## 1. ДВУХСТАБИЛЬНЫЕ ПОРОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА

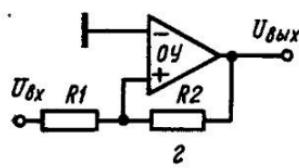
Обобщенная схема двухстабильного порогового устройства (триггера Шмитта) показана на рис. 6.1, а. Для получения триггерной характеристики в данной схеме необходимо, чтобы коэффициент передачи по цепи ПОС  $\beta_n$  был больше коэффициента передачи по цепи ООС  $\beta_o$ , т. е.  $\beta_n > \beta_o$ , где  $\beta_o = R_3/(R_3 + R_4)$ ;  $\beta_n = R_1/(R_1 + R_2)$ .



а

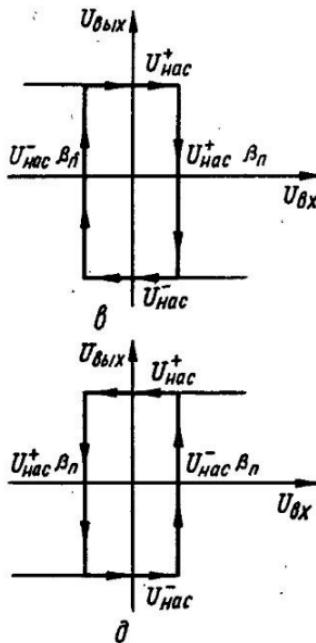


б

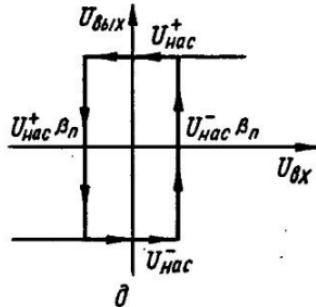


в

Рис. 6.1. Триггеры Шмитта:  
а — триггер с двумя входами; б — триггер с петлей гистерезиса типа *б*; в — триггер с петлей гистерезиса типа *в*

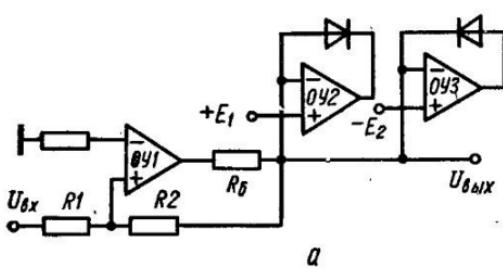


б

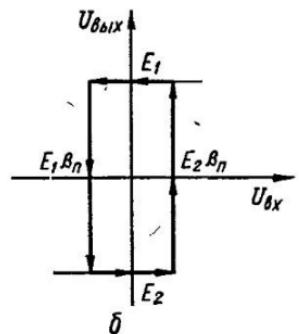


в

Рис. 6.2. Прецизионный триггер Шмитта:  
а — схема; б — амплитудная характеристика



а



б

Пороги переключения можно записать в следующем виде:

$$\text{по входу 1 } U_{\text{вх}1}^{\pm} = U_{\text{вых}}^{\pm} \frac{\beta_o + \beta_p}{1 - \beta_o} + U_{\text{вх}2} \frac{1 - \beta_p}{1 - \beta_o},$$

$$\text{по входу 2 } U_{\text{вх}2}^{\pm} = -U_{\text{вых}}^{\mp} \frac{\beta_o + \beta_p}{1 - \beta_p} + U_{\text{вх}1} \frac{1 - \beta_o}{1 - \beta_p}.$$

Если в схеме отсутствует резистор  $R_4$ , то

$$\text{по входу 1 } U_{\text{вх}1}^{\pm} = U_{\text{вых}}^{\pm} \beta_p + U_{\text{вх}2} (1 - \beta_p),$$

$$\text{по входу 2 } U_{\text{вх}2}^{\pm} = -U_{\text{вых}}^{\mp} \beta_p / (1 - \beta_p) + U_{\text{вх}1} / (1 - \beta_p).$$

На рис. 6.1, б, г показаны схемы триггеров, отличающиеся порогами и направлениями переключения в гистерезисной петле (рис. 6.1, в, д). Для схемы рис. 6.1, б пороги переключения определяются по формуле

$$U_{\text{вх}}^{\pm} = U_{\text{вых}}^{\pm} \beta_p = U_{\text{вых}}^{\pm} R_1 / (R_1 + R_2).$$

Для схемы 6.1, г имеем

$$U_{\text{вх}}^{\pm} = -U_{\text{вых}}^{\mp} R_1 / R_2.$$

Поскольку пороги переключения в рассмотренных схемах зависят от напряжений насыщения ОУ, то для их стабилизации необходимо на выходе ОУ включить двухполлярный прецизионный ограничитель выходного напряжения.

На рис. 6.2, а показана схема прецизионного триггера Шmittта, в котором пороги переключения зависят от опорных напряжений  $E_1$ ,  $E_2$ .

\* Для данной схемы пороги переключения определяются выражениями

$$U_{\text{вх}}^- = E_2 \beta_p; \quad U_{\text{вх}}^+ = E_1 \beta_p,$$

где  $\beta_p = R_1 / (R_1 + R_2)$ .

При расчете погрешностей пороговых устройств необходимо помнить, что входные токи ОУ в режиме насыщения существенно отличаются от значений, данных в технических условиях на ОУ. Как правило, входной ток одного из входов резко уменьшается, а другого — резко увеличивается (иногда на порядок и более).

## 2. ДЕТЕКТОРЫ ПЕРЕСЕЧЕНИЯ НУЛЕВОГО УРОВНЯ

Простейшим из пороговых устройств является детектор пересечения сигналом нулевого уровня (рис. 6.3, а). Стабилитрон  $V1$  и диод  $V2$  в данной схеме включены для формирования выходного сигнала, соответствующего уровням дискретной логики. Верхний уровень выходного напряжения равен напряжению стабилизации стабилитрона, нижний

уровень  $U_0 = U_{\text{вх}} R_d / R_1$ , где  $R_d$  — со- противление открытого диода  $V2$ . Для смещения амплитудной характеристики влево или вправо достаточно подать на неинвертирующий вход ОУ соответствующее напряжение смещения. Входное сопротивление данного порогового устройства равно  $R_1$ . Для подавления высокочастотных помех на входе детектора можно включать ФНЧ, однако при этом сужается полоса пропускания сигнального тракта.

Во многих случаях (например, при использовании двухпороговых устройств в качестве компараторов или необходимости уменьшать ширину петли релаксационного перехода из одного в другое) эту задачу можно решить с помощью двухстабильного порогового устройства, схема которого показана на рис. 6.4, а [4]. В схему входят два триггера Шmittта на ОУ1, ОУ2 и инвертирующий усилитель на ОУ3. Триггер Шmittта на ОУ1 совместно с инвертирующим усилителем на ОУ3 служат для сме-

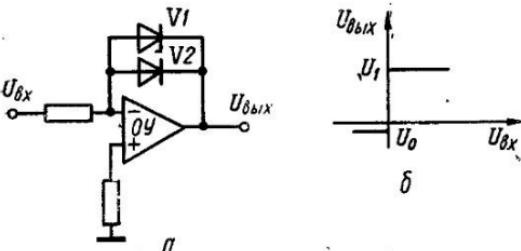


Рис. 6.3. Детектор пересечения нулевого уровня:

а — схема; б — временная диаграмма

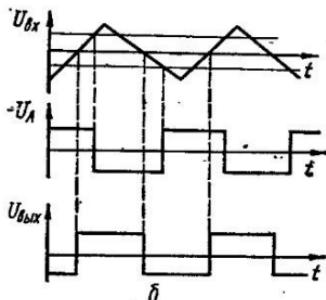
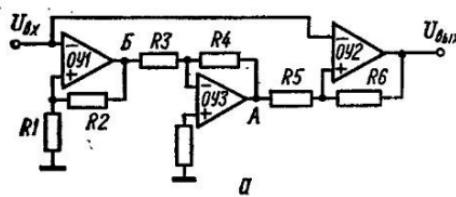
детекторов пересечения нулевого уровня) гистерезиса, сохраняя при этом свойство устойчивого состояния в другое. Эту задачу можно решить с помощью двухстабильного порогового устройства, схема которого показана на рис. 6.4, а [4]. В схему входят два триггера Шmittта на ОУ1, ОУ2 и инвертирующий усилитель на ОУ3. Триггер Шmittта на ОУ1 совместно с инвертирующим усилителем на ОУ3 служат для сме-

щения петли гистерезиса триггера Шмитта на  $OY2$  влево или вправо от нулевого уровня в зависимости от полярности входного сигнала. Для переключения триггера Шмитта на  $OY2$  (например, при нулевом уровне сигнала) независимо от направления перехода через нуль входного сигнала необходимо, чтобы потенциал неинвертирующего входа  $OY2$  всегда был равен нулю. Следовательно, выходное напряжение  $OY3$  должно соответствовать выражению

$$U_A^{\pm} = -U_{\text{вых}}^{\mp} R_5 / R_6.$$

Напряжение смещения петли гистерезиса  $U_A$  зависит от напряжения насыщения  $OY1$  и коэффициента передачи усилителя на  $OY3$ , т. е.  $U_A^{\mp} = -U_B^{\pm} R_4 / R_3$ , а знак этого

Рис. 6.4. Безгистерезисное двухстабильное пороговое устройство:  
а — схема; б — временные диаграммы



напряжения изменяется синхронно с полярностью входного сигнала с помощью триггера Шмитта на  $OY1$ .

Для повышения стабильности порога переключения в данной схеме целесообразно использовать прецизионные триггеры Шмитта. Использование данной схемы в качестве детектора пересечения нулевого уровня позволяет исключить ложные серии импульсов, обусловленные помехами вблизи нулевого уровня (рис. 6.4, б).

### 3. ТРЕХСТАБИЛЬНЫЕ ПОРОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Для получения трех устойчивых состояний (нулевого уровня и двух разнополярных уровней насыщения ОУ) в схеме рис. 6.1, а коэффициент  $\beta_o$  или  $\beta_p$  должен зависеть от входного или выходного сигнала. При этом одно из устойчивых состояний (нулевой уровень выходного напряжения) формируется при  $\beta_o > \beta_p$ , а два других при  $\beta_o < \beta_p$ . При  $\beta_o > \beta_p$  режим работы устройства соответствует режиму работы масштабирующего усилителя, при  $\beta_o < \beta_p$  — режиму работы триггера Шмитта.

В схеме трехстабильного устройства (рис. 6.5, а) коэффициент  $\beta_p$  зависит от уровня выходного напряжения. Установка нулевого уровня осуществляется при замыкании

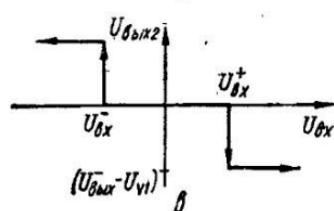
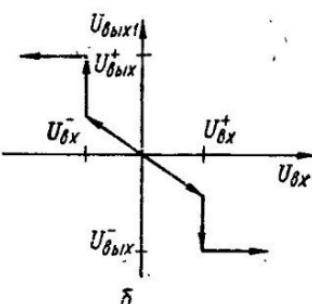
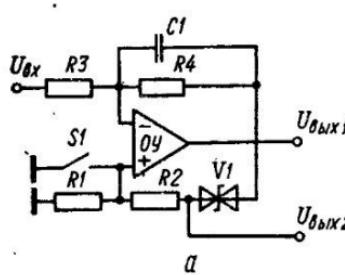


Рис. 6.5. Трехстабильное пороговое устройство:  
а — схемы; б, в — временные диаграммы

-ключа  $S_1$ , при этом выполняется условие  $\beta_0 > \beta_n$ . Для перевода устройства из состояния, при котором  $U_{\text{вых}} = 0$ , в состояние  $U_{\text{вых}}^+$  на вход подается напряжение отрицательной полярности, уровень которого должен быть больше порога переключения, равного  $U_{\text{вх}}^- = U_{V1}^- R_3 / R_4$ , где  $U_{V1}^-$  — напряжение стабилизации положительной полярности двустороннего стабилитрона  $V1$ . Аналогично, для перевода устройства в состояние  $U_{\text{вых}}^-$  из нулевого состояния на вход необходимо подать напряжение положительной полярности, уровень которого должен быть больше порога переключения, равного  $U_{\text{вх}}^+ = U_{V1}^- R_3 / R_4$ , где  $U_{V1}^-$  — напряжение стабилизации отрицательной полярности стабилитрона  $V1$ .

Поскольку пороги переключения устройств зависят от напряжений стабилизации стабилитрона и не зависят от напряжений насыщения ОУ, то стабильность порогов переключения в основном определяется стабильностью напряжений включения стабилитрона.

Наличие диффузной и барьерной емкостей стабилитрона может привести к ложным переключениям устройства, вызванным помехами, так как для напряжения помехи может выполняться условие  $\beta_n > \beta_0$ . Поэтому для компенсации емкости стабилитрона параллельно  $R4$  включен конденсатор  $C1$ , емкость которого несколько больше емкости стабилитрона  $V1$ . Номиналы резисторов  $R1, R2$  должны выбираться, исходя из обеспечения номинального тока стабилизации стабилитрона  $I_h$ , т. е.  $(R_1 + R_2) = (U_{\text{вых}}^\pm - U_{V1}^\pm)/I_h$ . В схеме целесообразно использовать стабилитроны с малым током стабилизации.

#### 4. ПОРОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПЕРЕМЕННЫХ СИГНАЛОВ

На практике часто приходится решать задачу контроля уровня переменного сигнала. Для этой цели используют различные пороговые устройства, выходной сигнал которых формируется только при превышении входным сигналом заданного значения (амплитудного, средневыпрямленного или эффективного). Если выходной сигнал таких устройств обычно поступает в ЭВМ, то, как правило, ставится задача гальванической развязки входных и выходных цепей.

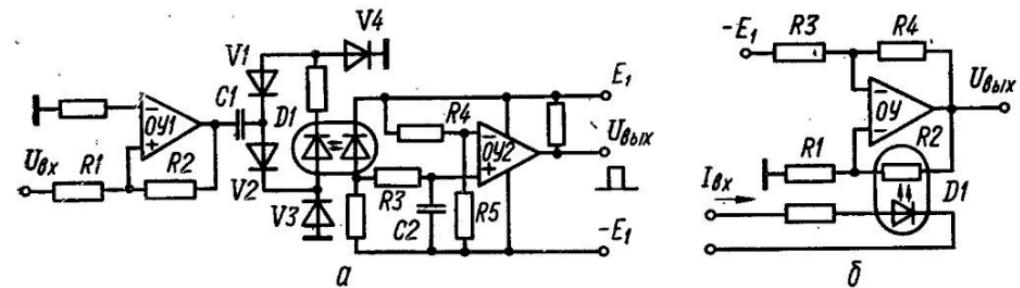


Рис. 6.6. Схемы пороговых устройств для переменных сигналов с оптронной развязкой входных цепей

На рис. 6.6 показаны схемы пороговых устройств для переменных сигналов, одна из которых (рис. 6.6, а) реагирует на амплитудное значение разнополярных периодических сигналов, а другая (рис. 6.6, б) — на эффективное значение однополярных импульсов.

В схему порогового устройства рис. 6.6, а входят триггер Шмитта на  $OY1$ , диодный мост  $V1, V2, V3, V4$ , диагональ которого включена входная цепь оптрана  $D1$ , и формирователь логического сигнала для ТТЛ-логики на  $OY2$  и  $D1$ . В схеме может быть использован оптрон с собственным формирователем логического сигнала.

Логический уровень «1» формируется в данной схеме только в том случае, если амплитуда положительной полярности больше  $U_{\text{вх}}^+ = U_{\text{нас}}^- R_1 / R_2$ , а амплитуда отрицательной полярности превышает уровень  $U_{\text{вх}}^- = U_{\text{нас}}^+ R_1 / R_2$ , где  $U_{\text{нас}}^\pm$  — напряжения насыщения ОУ. Для устранения ложных переключений, вызванных помехами, в схему

формирователя включен  $RC$ -фильтр ( $R_3$ ,  $C_2$ ). В исходном состоянии логический «0» формируется с помощью напряжения, снимаемого с делителя  $R_4$ ,  $R_5$ .

Схема порогового устройства рис. 6.6, б включает в себя резистивный оптрон  $D1$  и трехстабильное устройство на ОУ, в котором состояние  $U_{\text{вых}}^-$  исключено путем подключения источника напряжения  $E_1$  (десятие доли вольта).

В исходном состоянии при  $I_{\text{вх}} = 0$  сопротивление фоторезистора  $R_2$  велико, вследствие чего выполняется неравенство  $\beta_p < \beta_o$ . При этом напряжение на выходе, соответствующее логическому «0»,  $U_{\text{вых}}^- = E_1 R_4 / R_3$ . Порог переключения находится из условия  $\beta_o = \beta_p$  или  $R_2 = R_1 R_4 / R_3$ .

Подставляя вместо  $R_2$  выражение (2.24), представляющее собой зависимость фотосопротивления от входного тока оптрана AOP104Б, получим

$$I_{\text{вх}} = e^{\frac{R_1 R_4}{19.8 R_3}} - 3.67,$$

или при  $R_1 = R_3 = R_4 = R$  порог переключения можно записать в виде

$$I_{\text{вх}} = e^{R/19.8} - 3.67,$$

где  $I_{\text{вх}}$  — эффективное значение входного тока, мА;  $R$  — сопротивление, кОм.

Стабильность порога переключения рассмотренного устройства в основном определяется стабильностью характеристики  $R_2$  ( $I_{\text{вх}}$ ) оптрана.

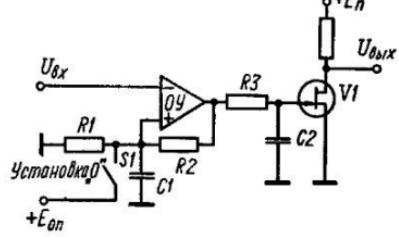
Включив вместо  $D1$  магниторезистор, терморезистор, легко получить соответствующее пороговое устройство. Порог переключения в таких устройствах находится также из условия  $\beta_o = \beta_p$  или  $R_2 R_3 = R_1 R_4$ .

## 5. СЕЛЕКТОРЫ ИМПУЛЬСОВ

Селекторы импульсов представляют собой пороговые устройства, реагирующие на амплитуду или длительность или одновременно на амплитуду и длительность импульсов. Для выделения импульсов определенной амплитуды достаточно использовать компаратор, на один из входов которого подается входной сигнал, а на другой — опорное напряжение (рис. 6.7).

В схему триггерного устройства, реагирующую на определенную амплитуду и длительность одиночного импульса [2], входят триггер Шmitta на ОУ с конденсатором  $C1$ , подключенным к неинвертирующему входу ОУ, фильтр  $R_3 C_2$  и выходной ключевой каскад на транзисторе  $V1$ . В исходном состоянии, которое устанавливается с помощью ключа  $S1$ , напряжение на выходе устройства соответствует уровню логического «0», при этом напряжение на выходе ОУ равно  $U_{\text{нас}}^+$ . При поступлении положительного

Рис. 6.7. Схема селектора триггерного типа, реагирующего на заданные амплитуду и длительность импульса



импульса, амплитуда которого больше порога переключения триггера, равного  $U_{\text{вх}}^+ = U_{\text{нас}}^+ \beta_p$ , на выходе ОУ устанавливается состояние  $U_{\text{нас}}^-$ , при этом конденсатор  $C1$  будет перезаряжаться с постоянной времени  $\tau_1 = R_2 C_1 \beta_p$ . Время перезаряда конденсатора  $C1$  от исходного уровня  $U_{\text{нас}}^+ \beta_p$  до нуля  $T_{C1} = \tau_1 \ln(1 + U_{\text{нас}}^+ / U_{\text{нас}}^-)$ .

Если длительность импульса  $T_{\text{им}} < T_{C1}$ , то при исчезновении импульса на выходе ОУ вновь устанавливается состояние  $U_{\text{нас}}^+$ , так как напряжение на конденсаторе при этом будет иметь положительную полярность.

Очевидно, что если за время действия входного импульса напряжение на конденсаторе  $C1$  будет иметь отрицательную полярность, то состояние  $U_{\text{нас}}^-$ , возникшее в начале действия импульса, сохранится. Для предотвращения срабатывания выходного ключевого каскада за время действия импульса необходимо постоянную времени  $\tau_2 = R_3 C_2$  выбирать достаточно большой. Таким образом, описанное пороговое устройство имеет

триггерную характеристику с порогами переключения для импульсов по амплитуде,  $U_{\text{вх}}^+ = U_{\text{нас}}^+ \beta_p$  и длительности  $T_{C1}$ .

На рис. 6.8, а показана схема селектора импульсов по длительности, предназначенная для подавления ложных импульсов, длительность которых меньше заданной длительности сигнала, при этом входные импульсы без искажения (но со сдвигом) передаются на выход устройства [7]. Подавление ложных импульсов в данной схеме осуществляется сравнением входного импульса с временем перезаряда конденсатора, включенного на входе ОУ.

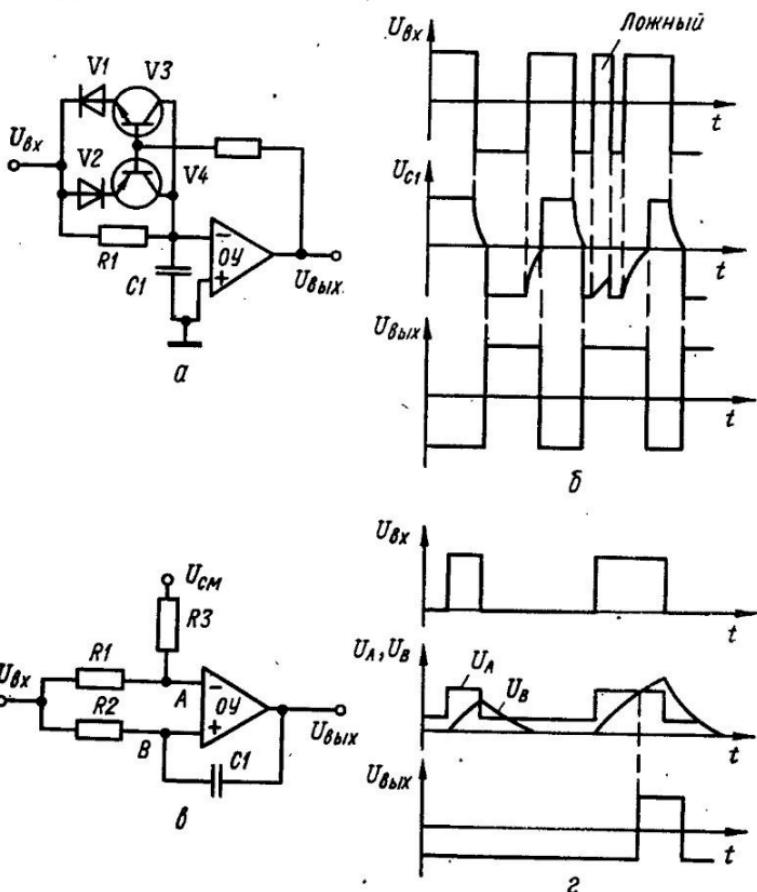


Рис. 6.8. Селекторы импульсов по длительности:

*а, в* — схема; *б, г* — временные диаграммы

При положительной полярности входного сигнала выходное напряжение имеет отрицательную полярность, вследствие чего резистор  $R1$  шунтируется низким сопротивлением открытых ключа  $V4$  и диода  $V2$ . Если полярность входного импульса изменяется на обратную, то диод  $V2$  запирается, вследствие чего конденсатор  $C1$  начинает разряжаться через резистор  $R1$  (рис. 6.8, б). При разряде конденсатора  $C1$  до нуля и в присутствии входного отрицательного импульса на выходе ОУ установится состояние  $U_{\text{нас}}^+$ , вследствие чего резистор  $R1$  вновь будет шунтирован сопротивлением открытых ключа  $V3$  и диода  $V1$ . Для следующего положительного импульса диод  $V1$  закроется и конденсатор  $C1$  будет разряжаться через резистор  $R1$  (при этом ключ  $V4$  закрыт). При разряде конденсатора до нуля и в присутствии входного положительного импульса на выходе ОУ установится состояние  $U_{\text{нас}}^-$ . Очевидно, что если за время действия входного импульса напряжение на конденсаторе не достигнет нулевого уровня, то такой импульс не повлияет на выходное напряжение.

Схема селектора импульсов, реагирующая на заданную длительность импульса [1], показана на рис. 6.8, в. В данной схеме цепь  $R2C1$ , образующая ПОС, по отношению к входному импульсу является интегрирующей, а по отношению к выходному импульсу — дифференцирующей. В исходном состоянии на выходе ОУ присутствует напряжение насыщения отрицательной полярности. Если на вход подать импульс положительной полярности ( $U_{\text{вх}} > U_A$ ), то напряжение в точке  $A$  изменится скачкообразно, а напряжение в точке  $B$  будет изменяться по экспоненциальному закону. Поскольку в пределе всегда  $U_B > U_A$ , то за время действия входного импульса могут возникнуть две ситуации (рис. 6.8, г):  $U_B < U_A$ ;  $U_B > U_A$ .

Если в конце действия входного импульса  $U_B < U_A$ , то исходное состояние на выходе не изменится. В противном случае (при  $U_B > U_A$ ) на выходе релаксационно возбуждается импульс, длительность которого зависит от  $\tau = R_2 C_1$ . Длительность входного импульса, при котором возбуждается выходной импульс,

$$T = \tau \ln \frac{U_{\text{вых}} + U_A}{U_{\text{вх}} - U_A},$$

где  $U_A = U_{\text{вх}}R_s/(R_1 + R_s) + U_{\text{см}}R_1/(R_1 + R_s)$ .

## 6. РЕЛЕ ВРЕМЕНИ

В качестве реле времени можно использовать одновибраторы, схемы которых рассмотрены в разделе 4.1. Использование интеграторов в сочетании с компаратором позволяет реализовать высокостабильное реле времени, выдержка времени которого не зависит от напряжения питания [8]. В схему такого реле (рис. 6.9, а) входят два ОУ:  $OY1$  охвачен емкостной обратной связью и выполняет функции интегратора,  $OY2$  является компаратором, сравнивающим напряжение уставки (напряжение на неинвертирующем входе  $OY2$ ) с выходным напряжением интегратора. Пуск реле времени осуществляется замыканием ключа  $S1$  и размыканием ключа  $S2$ . При этом выходное напряжение  $OY1$  начинает линейно уменьшаться за счет интегрирования напряжения  $E_1$ . Когда напряжение на выходе  $OY1$  становится меньше напряжения уставки, компаратор

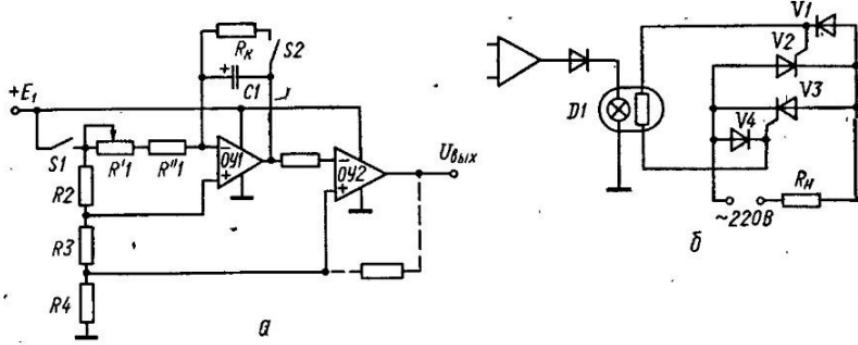


Рис. 6.9. Схемы реле времени

переключается. Время выдержки реле времени определяется по формуле

$$T = R_1 C_1 U_{\text{уст}} / E_1,$$

где  $U_{\text{уст}}$  — напряжение уставки;  $R_1 = R'_1 + R''_1$ .

Для получения высокой точности конденсатор необходимо выбирать с малым током утечки. Сопротивление резистора  $R4$  должно выбираться существенно меньшим, чем резистора  $R2$ . Независимость времени выдержки от уровня питающего напряжения обеспечивается тем, что напряжение уставки формируется из напряжения, поступающего на вход интегратора, которое, в свою очередь, представляет собой напряжение питания  $OY$ . К преимуществам данной схемы следует также отнести использование только одного заземленного источника питания.

Используя несложную схему бесконтактного выходного коммутатора, показанную на рис. 6.9, б [3], можно коммутировать цепи переменного тока. Гальваническое разделение силовой цепи переменного тока от низковольтных цепей реле времени в данной

схеме осуществляется с помощью резистивного оптрана  $D1$ . Тип тиристоров  $V2$ ,  $V3$  и диодов  $V1$ ,  $V4$  определяется напряжением сети и мощностью нагрузки  $R_h$ . Например, для коммутации нагрузки в цепи 220В с помощью тиристоров типа КУ202Н можно применить оптраны типа ОЭП-1 или ОЭП-2.

Схемы реле времени можно также построить на основе таймеров. В простейшем случае таймер (рис. 6.10, а) содержит времязадающий мост  $R1$ ,  $C1$ ,  $R2$ ,  $R3$ , компаратор  $Km$ , триггер  $T$  и ключ  $V1$ . Импульс запуска, поступающий на вход триггера  $T$ , устанавливает триггер в состояние, при котором ключ  $V1$  разомкнут. В этом случае конденсатор  $C1$  заряжается с постоянной времени  $\tau = RIC$  от начального уровня  $U_1$  до порогового уровня  $U_2$ , величина которого задается делителем  $R2$ ,  $R3$  (рис. 6.10, б). При достиже-

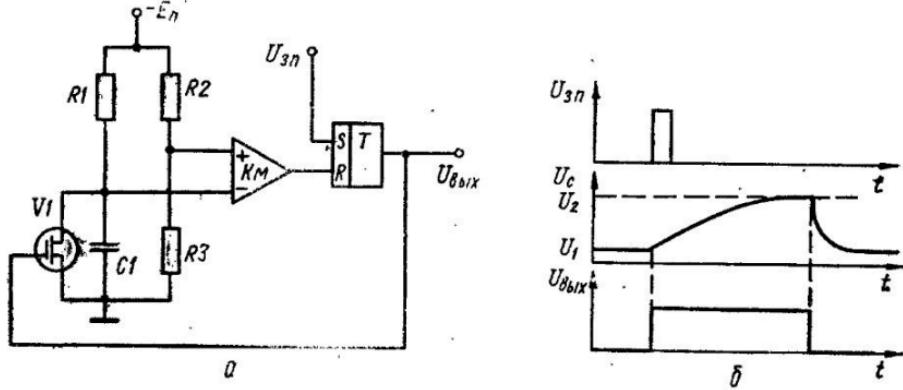


Рис. 6.10. Таймер:  
а — схема; б — временные диаграммы

ния уровня  $U_2$  компаратор  $Km$  переводит триггер  $T$  в исходное состояние, вследствие чего конденсатор  $C1$  разряжается через замкнувшийся ключ  $V1$ .

Длительность сформированного импульса

$$T = \tau \ln \frac{E_n - I_0 R - U_2}{E_n - I_0 R - U_1},$$

где  $I_0$  — общий ток утечки.

Если  $I_0$  и  $U_1$  малы, то учитывая, что  $U_2 = \beta E_n$ , где  $\beta = R_2/(R_1 + R_2)$ , получим

$$T = \tau \ln (1 - \beta)^{-1}.$$

Отсюда следует, что длительность выходного импульса не зависит от напряжения  $E_n$ . Для получения максимальной стабильности при изменении порога  $U_2$  необходимо чтобы крутизна экспоненциально изменяющегося напряжения  $U_C(t) = E_n (1 - e^{-t/\tau})$  в момент времени  $t = T$

$$S = (dU_C/dt)_{t=T} = \frac{E}{\tau} e^{-T/\tau}$$

была наибольшей.

Очевидно, что при заданном  $T$  крутизна  $S$  зависит от  $\tau$ , при этом оптимальное значение

$$\beta_{\text{опт}} = U_2/E_n = (1 - 1/e) \approx 0,63.$$

## 7. ОГРАНИЧИТЕЛИ

Ограничители выходного напряжения по амплитуде. Наиболее просто ограничение выходного напряжения по амплитуде реализовать с помощью ОУ, работающего в насыщении. Уровень ограничения при этом определяется напряжениями питания ОУ. Температурную стабилизацию уровней ограничения в данном случае можно осуществить путем включения ряда диодов в цепь питания ОУ (рис. 6.11, а). Для заданного сопротивления нагрузки число компенсирующих диодов подбирается экспериментально.

Достаточно простая схема ограничителя получается, если на выходе ОУ включить параметрический стабилизатор на стабилитроне  $V1$  (рис. 6.11, б). Балластное сопротивление для стабилитрона в этом случае можно рассчитать по формуле

$$R_6 = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{нас}}}{I_{V1} + I_{\text{н}}^{\max}},$$

где  $U_{\text{нас}}$  — напряжение насыщения ОУ при токе  $(I_{V1} + I_{\text{н}}^{\max})$ ;  $I_{V1}$ ,  $I_{\text{н}}^{\max}$  — номинальный ток стабилитрона и максимальный ток в нагрузке соответственно.

Данную схему ограничителя целесообразно использовать при построении релаксационных устройств, где ОУ работает в режиме насыщения и релаксационного усиления.

Для улучшения качества ограничения (в идеальном случае коэффициент передачи в зоне ограничения равен нулю) следует выбирать стабилитроны с малыми токами стабилизации и малым динамическим сопротивлением.

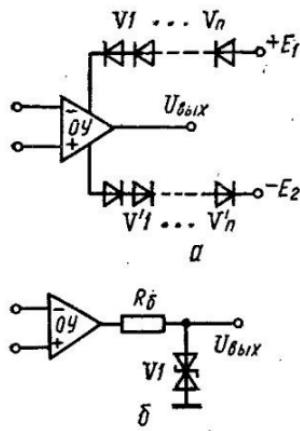
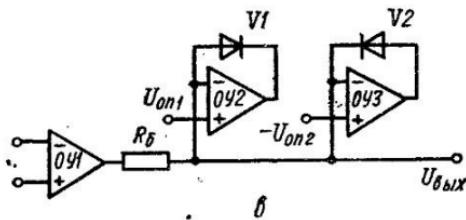


Рис. 6.11. Схемы ограничителей выходного напряжения ОУ



Для прецизионного ограничения выходного напряжения с перестраиваемыми порогами ограничения целесообразно использовать схему, показанную на рис. 6.11, в. В данной схеме для ограничения выходного напряжения ОУ сверху и снизу используются «идеальные диоды», построенные на  $OY2$  и  $OY3$ . Если  $U_{\text{вых}} > U_{\text{оп1}}$ , то диод  $V1$  открывается, вследствие чего выход закорачивается на общую шину через весьма низкое выходное сопротивление  $OY2$ , охваченного ООС. Аналогично происходит ограничение для отрицательной полярности выходного напряжения. Изменяя уровни  $U_{\text{оп1}}$ ,  $U_{\text{оп2}}$ , можно устанавливать требуемые уровни ограничения.

Большую группу устройств составляют усилители-ограничители, в которых ограничение по амплитуде осуществляется с помощью стабилитронов или однополупериодных выпрямителей со смещением порогом детектирования. Порог ограничения по амплитуде для схемы рис. 6.12, а можно записать в виде

$$U_{\text{ог}} = E_1 \frac{R_6 R_{\text{н}}}{R_6 R_{\text{н}} + R_2 R_b + R_2 R_{\text{н}}}.$$

Действительно, если  $U_{\text{вх}} \geq -U_{\text{ог}} R_1 / R_2$ , то диод  $V1$  открывается и выходное напряжение линейно зависит от входного, т. е.  $K = -R_2 / R_1$ . Если же  $U_{\text{вх}} \leq -U_{\text{ог}} R_1 / R_2$ , то диод  $V1$  закрыт, ООС для ОУ замкнута по цепи  $V2$ ,  $R3$ , вследствие чего напряжение на выходе будет определяться источником  $E_1$ . Порог ограничения, приведенный ко входу,  $U_{\text{вх,ог}} = U_{\text{ог}} R_1 / R_2$ . Амплитудная характеристика показана на рис. 6.12, б. Изменив полярность источника  $E_1$  и полярность включения диодов  $V1$ ,  $V2$ , можно построить усилитель-ограничитель для отрицательной полярности выходного напряжения.

На рис. 6.12, в показана схема двухстороннего усилителя-ограничителя. Здесь ограничение по амплитуде осуществляется с помощью двухстороннего стабилитрона  $V2$ , включенного в цепь ООС ОУ. В зоне ограничения коэффициент передачи

$$K_{\text{ог}} = (R_2 \parallel R_d) / R_1,$$

где  $R_d$  — динамическое сопротивление стабилитрона  $V1$ .

Поскольку  $R_d$  зависит от протекающего через  $V1$  тока, то и  $K_{\text{ог}}$  есть величина не-постоянная. С увеличением тока через  $V1$  качество ограничения улучшается. Напряже-

ние ограничения в данном случае равно напряжению стабилизации  $V1$ . Амплитудная характеристика показана на рис. 6.12, г. К недостаткам схемы следует отнести невозможность получения достаточно хороших динамических характеристик в связи с большой емкостью стабилитрона, включенной параллельно  $R2$ .

На рис. 6.12, в показана схема двухстороннего усилителя-ограничителя с диодным мостом в цепи ООС. Ограничение по амплитуде здесь происходит аналогично ограничению

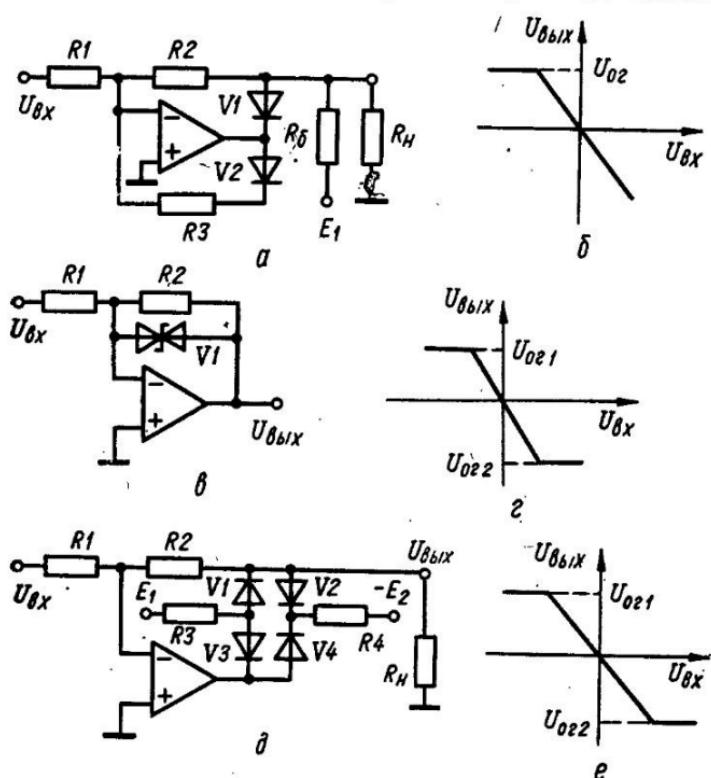


Рис. 6.12. Усилители-ограничители:  
а, в, д — схемы; б, г, е — временные диаграммы

нию амплитуды в схеме рис. 6.12, а для обеих полярностей выходного напряжения. Действительно, если  $U_A$  будет больше

$$U_{or1} = (E_1 - \Phi_k) R_2 R_H / (R_2 R_H + R_2 R_3 + R_3 R_H),$$

то диоды  $V3$  и  $V2$  будут заперты, а диоды  $V1$ ,  $V4$  открыты, что эквивалентно схеме рис. 6.12, а, с той лишь разницей, что последовательно с резистором  $R3$  включен диод  $V1$ .

Для отрицательной полярности порог ограничения может быть записан в виде

$$U_{or2} = (E_2 - \Phi_k) R_2 R_H / (R_2 R_H + R_2 R_4 + R_4 R_H).$$

Пороги ограничения, приведенные ко входу,

$$U_{bx,or1} = U_{or1} R_1 / R_2, \quad U_{bx,or2} = -U_{or2} R_1 / R_2.$$

Амплитудная характеристика показана на рис. 6.12, г. К недостаткам данной схемы следует отнести зависимость напряжения ограничения от сопротивления нагрузки и контактной разности потенциалов  $\Phi_k$  диодов  $V1$ ,  $V2$ .

На рис. 6.13 показана схема дифференциального усилителя, в котором для предотвращения насыщения ОУ во входных цепях включены диоды  $V1$ ,  $V2$ . Сопротивления резисторов рассчитываются исходя из того, что падение напряжения на диоде  $V1$  или  $V2$ , возникающее при перегрузке, не должно приводить к насыщению ОУ.

Для ограничения низковольтных сигналов можно использовать схему, показанную на рис. 6.14 [6]. Здесь ограничение двухполарного сигнала осуществляется с помощью двухстороннего стабилитрона  $V1$ , причем резистор  $R_6$  и стабилитрон  $V1$  образуют параметрический стабилизатор, напряжение на котором представляет собой сумму входного напряжения и напряжение точки  $A$ . В свою очередь напряжение в точке  $A$  зависит от выходного напряжения следующим образом:  $U_A = -U_{\text{вых}} R_2^*/R_1$ , где  $R_2^*$  — сопротивление цепи обратной связи ОУ.

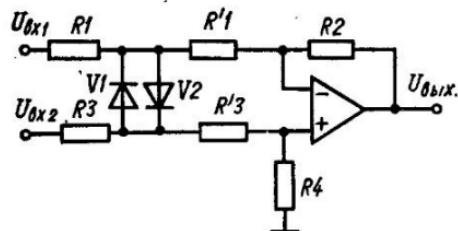


Рис. 6.13. Схема ограничителя выходного напряжения дифференциального усилителя

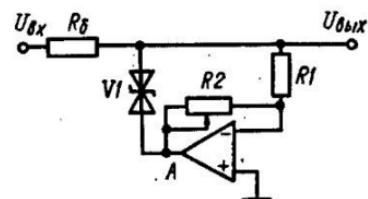


Рис. 6.14. Схема ограничителя низковольтных сигналов с регулируемым уровнем ограничения

Ток через стабилитрон при  $R_6 \ll R_1$

$$I_{V1} = \frac{|U_{bx}| + |U_A| - |U_{V1}|}{R_6}$$

Отсюда порог ограничения можно записать в следующем виде:

$$|U_{\text{огр}}| \geq |U_{V1}| - |U_{\text{вых}} R_2^*/R_1|$$

Очевидно, что изменяя коэффициент усиления усилителя  $K = R_2^*/R_1$ , можно устанавливать порог ограничения в широком диапазоне амплитуд. Выходное сопротивление рассматриваемого ограничителя в режиме работы без ограничения выходного сигнала равно  $R_6$  (точнее  $R_6 \parallel R_1$ ), а в области ограничения в основном определяется динамическим сопротивлением стабилитрона  $V1$ .

Формирователи зон нечувствительности. Для формирования зон нечувствительности используют различные методы регулирования коэффициента передачи устройства и смещения выходных амплитудных характеристик устройств.

Так, например, для выбора того или иного диапазона работы устройства (по амплитуде входного сигнала) часто используют формирователи зон нечувствительности типа «окно». Такие формирователи зон нечувствительности можно включать параллельно управляемому устройству. Схема формирователя зоны нечувствительности типа «окно», предназначенная для оценки выходного сигнала по типу «меньше — норма — больше», показана на рис. 6.15, а. Выходной сигнал данного устройства формируется схемой совпадения, на вход которой поступают сигналы от компараторов на  $OY1$  и  $OY2$ . Изменяя уровни опорных сигналов  $U_{\text{оп1}}$ ,  $U_{\text{оп2}}$ , можно сформировать требуемую ширину «окна» на выходной характеристике устройства (рис. 6.15, б).

Для усилителей зон нечувствительности можно сформировать с помощью однополупериодных выпрямителей, выходная характеристика которых смешена относительно нулевого уровня (рис. 6.16). Пороги детектирования в выпрямителях устанавливаются с помощью напряженний смещения  $U_{\text{оп1}}$ ,  $U_{\text{оп2}}$ . Поскольку нагрузка на  $OY1$ ,  $OY2$  есть постоянная величина (резисторы  $R8$ ,  $R9$ ), а на выходе формирователя включен сумматор  $OY3$ , то пороги ограничения в данной схеме не зависят от нагрузки:

$$U_{\text{огр1}} = U_{\text{оп2}} R_5 / R_7; \quad U_{\text{огр2}} = U_{\text{оп1}} R_4 / R_1$$

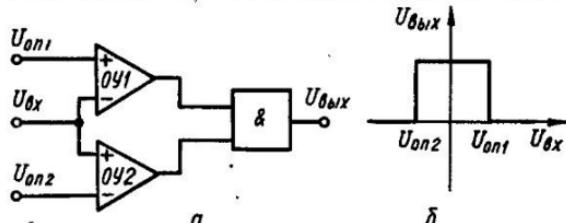


Рис. 6.15. Устройство контроля входного напряжения по типу «меньше — норма — больше»:  
а — схема; б — временная диаграмма

Коэффициенты передачи в линейной зоне определяются из выражений

$$K_1 = R_3 R_{10} / R_2 R_4; \quad K_2 = R_{10} R_{11} / R_7 R_9.$$

Коэффициент передачи в зоне ограничения практически равен нулю.

Поскольку в рассмотренной схеме зона нечувствительности задается порогами детектирования выпрямителей и неизменна для данных напряжений смещения, то для переменных сигналов с изменяющейся амплитудой зона нечувствительности, выраженная в градусах угла отсечки, будет переменной. Для больших амплитуд угол отсечки будет мал, для малых амплитуд, соизмеримых с напряжением смещения, велик. Для стабилизации

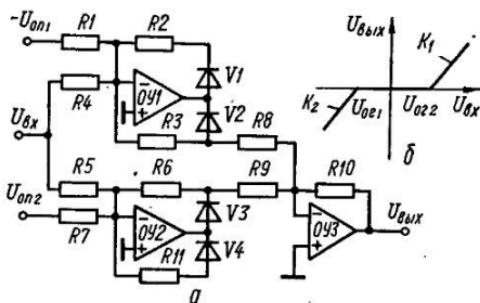


Рис. 6.16. Формирователь зоны нечувствительности:

*a* — схема; *b* — временная диаграмма

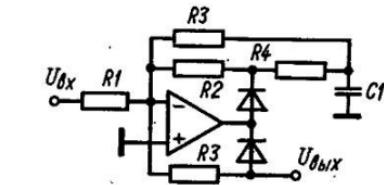


Рис. 6.17. Схема ограничителя угла отсечки выпрямленного напряжения

зоны нечувствительности по углу отсечки целесообразно использовать схему однополупериодного выпрямителя (рис. 6.17) [5] с плавающими порогами детектирования. В этой схеме напряжение смещения выходной характеристики выпрямителя изменяется пропорционально амплитуде входного сигнала. Формирование напряжения смещения после детектирования осуществляется с помощью  $R4C1$ -фильтра.

## Глава 7

# ИСТОЧНИКИ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

## 1. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ УСТРОЙСТВ НА ОУ

Характерной особенностью источников питания, предназначенных для питания устройств на ОУ, является наличие двух разнополярных и, как правило, равных по абсолютному значению напряжений. В большинстве случаев мощность таких источников невелика.

**Источники питания от сети переменного напряжения.** Типовые схемы источников питания с однополупериодным и двухполупериодным выпрямителем показаны на рис. 7.1. При использовании этих схем каскады устройств на ОУ, от которых зависит точность работы устройства, запитываются от параметрических стабилизаторов, а выходные более мощные каскады пытаются нестабилизированными напряжениями.

Параметрический стабилизатор нецелесообразно нагружать более чем на три ОУ (если в цепях питания ОУ отсутствуют фильтры), поскольку возможно самовозбуждение ОУ по цепям питания. Для построения более мощных источников питания со стабилизированным напряжением можно использовать интегральные стабилизаторы серии 142 (табл. 7.1). Схема такого источника питания показана на рис. 7.1, *в* [5]. Уровень выходного стабилизированного напряжения в данной схеме определяется делителем  $R1, R2, R'1, R'2$ . Транзисторы  $V3, V4$  включены для умножения стабилизаторов. Для получения отрицательного напряжения микросхема М1 типа 142ЕН1 включается с инвертором напряжения на  $V5$  и стабилитроном  $V1$  типа Д814А.

**Источники питания от сети постоянного напряжения** строят на основе преобразователей постоянного напряжения в переменное с последующим выпрямлением переменного напряжения. В качестве преобразователей, напряжения используют различного рода генераторы, управляющие мощными ключами в цепи первичной обмотки трансформатора, или автогенераторы, работающие совместно с силовыми трансформаторами. Габарит-

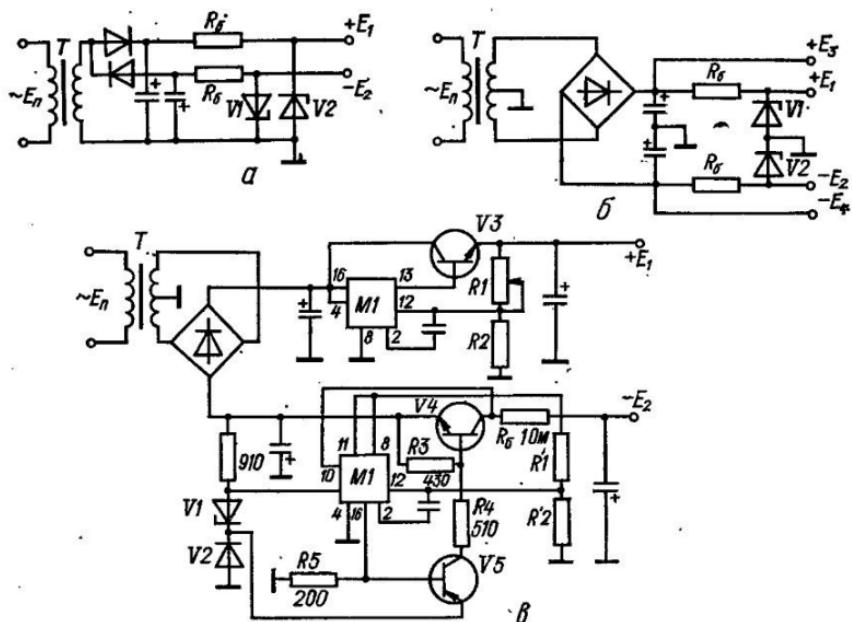


Рис. 7.1. Схемы источников питания устройств на ОУ от сети переменного тока

ные размеры и КПД таких источников питания во многом зависят от частоты генератора, характеристик силовых транзисторов и типа силового трансформатора.

Применение полевых транзисторов в схемах преобразователей постоянного напряжения (рис. 7.2), в которых используются генераторы с самовозбуждением на мощных полевых транзисторах, позволяет избавиться от усилительных каскадов для раскачки силовых транзисторов. Кроме того, частоту генерирования колебаний можно выбрать и порядок и более выше, чем при использовании мощных биполярных транзисторов [3].

## 7.1. Основные параметры микросхем серии 142

Тип стабилизатора	Параметр							
	$I_H$ , А	$U_{\text{вх}}$ , В	$U_{\text{вых}}$ , В	$K_U$ , %/В	$K_I$ , %/В	$\alpha_u U_{\text{вых}}$ , %/°C	$U_{\text{кэ min}}$ , В	$P_{\text{рас max}}$ , Вт
K142EH1,2A	0,15	40	3—12 12—30	0,3/0,03 *	0,5	0,01	4/2,5 *	0,8
K142EH1,2Б	0,15	40	3—12 12—30	0,1/0,01 *	0,2	0,01	4/2,5 *	0,8
K142EH3	1,0	45	3—30	0,05	0,5	0,01	3	4
K142EH4	1,0	45	3—30	0,05	0,5	0,01	4	4
K142EH5А	3,0	35	5±1 %	0,05	3,0	0,02	2,5	10
K142EH5Б	3,0	35	5±1 %	0,05	3,0	0,02	2,5	10
K142EH6	0,4	40	±5...±25	0,005	0,02	0,01	2,5	4

\* Значения параметра при раздельном питании регулирующего элемента и схемы управления:  
 $I_H$ ,  $U_{\text{вх}}$  — предельные значения выходного тока и входного напряжения;  
 $K_I$ ,  $K_U$  — коэффициенты нестабильности по току и напряжению;  
 $\alpha_u U_{\text{вых}}$  — температурный коэффициент;  $U_{\text{кэ min}}$  — минимальное напряжение на регулирующем элементе;  $P_{\text{рас max}}$  — мощность рассеяния.

В схеме преобразователя рис. 7.2, а для возбуждения колебаний использован отдельный маломощный трансформатор  $T_1$ , что позволяет устраниТЬ насыщение сердечника трансформатора  $T_2$ . В схеме преобразователя рис. 7.2, б применен генератор мостового типа, в котором также насыщение сердечника силового трансформатора  $T_1$  отсутствует. В данной схеме транзисторы  $V1-V4$  работают в ключевом режиме. Для предотвращения пробоя транзисторов, вызванного напряжением самоиндукции при всех запертых транзисторах, параллельно переходу сток—исток транзисторов  $V1-V4$  включены шунтирующие диоды.

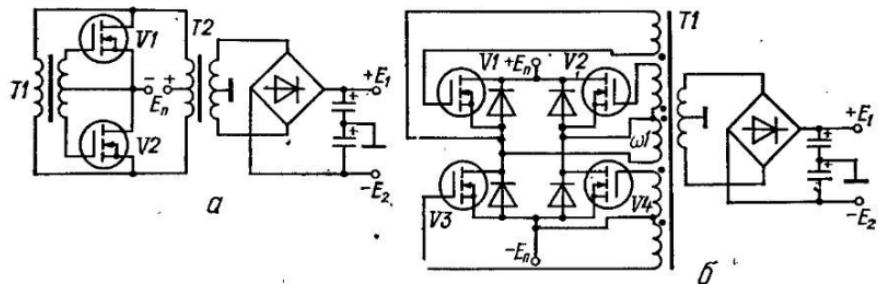


Рис. 7.2. Схемы источников питания устройств на ОУ от сети постоянного тока

ирующие диоды. При открытых транзисторах  $V1, V4$  и запертых  $V2, V3$  ток через обмотку  $\omega_1$  протекает по цепи  $+E_{\text{п}}, V1, \omega_1, V4, -E_{\text{п}}$ . В другой фазе при открытых  $V2, V3$  и закрытых  $V1, V4$  ток протекает по цепи  $+E_{\text{п}}V2, \omega_1, V4, -E_{\text{п}}$ , изменив направление тока в обмотке  $\omega_1$ .

Если напряжение первичной незаземленной сети (батареи, аккумулятора) равно или больше удвоенного напряжения питания ОУ, то сформировать два разнополярных напряжения можно с помощью резистивного делителя напряжения и усилителей мощности.

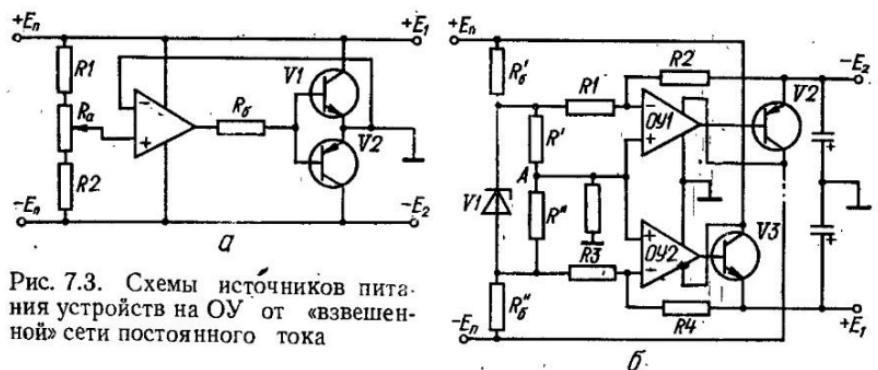


Рис. 7.3. Схемы источников питания устройств на ОУ от «взвешенной» сети постоянного тока

Схема источника с разнополярным выходным напряжением и однополярной входной сетью питания (рис. 7.3 а) используется в случае, если  $E_{\text{п}} = |E_1| + |E_2|$ , где  $E_1, E_2$  — напряжения питания ОУ;  $E_{\text{п}}$  — напряжение первичной сети. Средняя точка в данной схеме ( движок потенциометра  $R_a$ ) образуется делителем напряжения  $R1, R_a, R2$ . Для повышения выходной мощности среднюю точку подключают ко входу повторителя напряжения, построенного на ОУ и транзисторах  $V1, V2$ . Поскольку первичная сеть питания не заземлена, то выход повторителя напряжения можно принять за общую шину, относительно которой напряжения  $E_1, E_2$  будут иметь различную полярность. Резистор  $R_b$ , включенный на выходе ОУ, ограничивает выходной ток источника при перегрузках. Подстройка напряжений  $E_1, E_2$  осуществляется с помощью потенциометра  $R_a$ , при этом  $E_{\text{п}} = |E_1| + |E_2|$ .

Если напряжение первичной сети  $E_{\text{п}}$  больше удвоенного напряжения питания ОУ, но меньше чем  $4E_1 = 4E_2$ , то вместо повторителя напряжения можно включить два инвертирующих усилителя так, как показано на рис. 7.3, б [7]. В данной схеме пассивный делитель напряжения образован резисторами  $R'_6, R', R'', R''_6$ , причем напряжение на резисторах  $R', R''$  стабилизировано с помощью стабилитрона  $V1$ . Образованная средняя

точка  $A$  (точка соединения резисторов  $R'$ ,  $R''$ ) является общей для усилителей, построенных на  $OY_1$ ,  $OY_2$  соответственно. Для повышения мощности на выходах  $OY_1$ ,  $OY_2$  включены повторители напряжения на транзисторах  $V2$ ,  $V3$ . На вход усилителей подается стабилизированное напряжение, снимаемое с резисторов  $R'$ ,  $R''$ ,  $R' = R''$  определяются коэффициентами передачи усилителей:

$$E_1 = U_{V1}R_4/2R_3; \quad E_2 = -U_{V1}R_2/2R_1,$$

где  $U_{V1}$  — напряжение стабилитрона  $V1$ .

Подстройка выходных напряжений осуществляется путем изменения коэффициентов передачи усилителей. Балластные сопротивления  $R'_b$ ,  $R''_b$  выбираются, исходя из условия обеспечения номинального тока стабилизации  $V1$ . Стабильность выходных напряжений определяется стабильностью напряжения  $U_{V1}$  и коэффициентов передачи усилителей. Мощность данного источника определяется мощностью усилителей. Для повышения мощности вместо эмITTERНЫХ повторителей ( $V2$ ,  $V3$ ) необходимо включить более мощные каскады повторителей напряжения.

Используя описанные принципы построения разнополярных источников и схемы высоковольтных усилителей на ОУ, данных в гл. 1, можно построить аналогичным образом источники разнополярных напряжений при  $E_n$ , во много раз превышающих  $|E_1| = |E_2|$ .

Маломощные источники питания ОУ при  $E_n < E_1$  можно построить на основе емкостного умножителя напряжения. На рис. 7.4, а показана схема источника, состоящего из генератора прямоугольных колебаний Гн, ключей  $V5$ ,  $V6$  и емкостного умножителя напряжения  $V1—V4$ ,  $C1—C4$ . При работе генератора ключи  $V5$ ,  $V6$  подключают один из полюсов конденсаторов  $C1$ ,  $C3$  либо к общей шине ( $V5$  закрыт,  $V6$  открыт), либо к источнику питания ( $V5$  открыт,  $V6$  закрыт). При открытом ключе  $V6$  установившееся напряжение на конденсаторе  $C1$  примерно равно  $E_n$ , а напряжение на конденсаторе  $C3$  будет равно напряжению на конденсаторе  $C2$ . В другой фазе, при открытом ключе  $V5$ , конденсаторы  $C1$  и  $C3$  включаются последовательно с источником питания  $E_n$ , вследствие чего напряжение на конденсаторах  $C2$ ,  $C4$  будет формироваться путем переноса количества электричества из конденсаторов  $C1$ ,  $C3$ . В пределе, при периодическом переключении транзисторов  $V5$ ,  $V6$ , напряжение на конденсаторе  $C2$  (на холостом ходу) будет равно  $2E_n$ , а напряжение на конденсаторе  $C4$  —  $3E_n$ , т. е. выходное напряжение на холостом ходу, равно утроенному напряжению питания. Под нагрузкой выходное напряжение будет несколько меньше в результате падения напряжения на диодах  $V1—V4$  примерно на 5–6 В (падение напряжения на  $V1$ ,  $V4$  удваивается). Мощность и габариты такого источника зависят от частоты генератора и емкостей конденсаторов  $C1—C4$ .

Для заземленного источника  $E_n$  рассмотренную схему можно использовать только в том случае, если полярность выходного напряжения совпадает с полярностью первичного источника  $E_n$ . В противном случае можно использовать схему источника, показанную на рис. 7.4, б. В данной схеме при открытом ключе  $V1$  конденсатор  $C1$  заряжается через диод  $V3$  до напряжения источника  $E_n$  (падение напряжения на  $V1$  и  $V3$  условно не учитываем). В другой фазе, при открытом ключе  $V2$  конденсатор  $C1$  подключается через диод  $V4$  параллельно конденсатору  $C5$ , вследствие чего происходит перенос заряда конденсатора  $C1$  в  $C5$  до момента выравнивания на них напряжений.

В пределе, при периодическом переключении транзисторов  $V1$ ,  $V2$ , напряжение на конденсаторе  $C5$  (на холостом ходу) будет равно напряжению первичного источника по абсолютной величине и противоположным по знаку. Под нагрузкой напряжение  $E_1$  будет

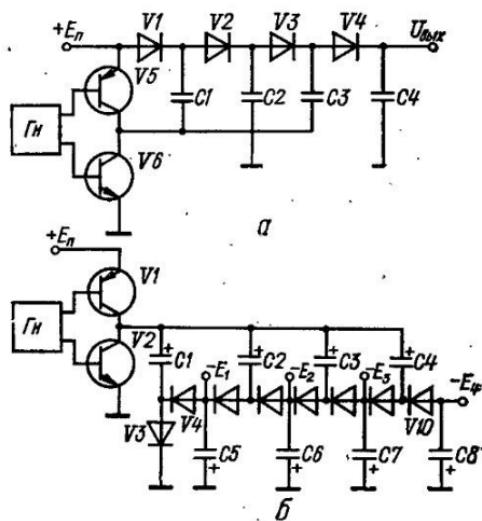


Рис. 7.4. Схемы источников питания устройств на ОУ от сети постоянного тока, построенные на основе емкостных преобразователей

меньше  $E_n$  на величину падения напряжения на диодах  $V3$ ,  $V4$  и ключе  $V1$  (примерно на 2В). Аналогично можно рассмотреть процесс формирования напряжения  $E_2$ .

Учитывая, что напряжение  $E_1$  имеет полярность, противоположную  $E_n$ , то при открытом ключе  $V_1$  конденсатор  $C2$  будет заряжаться до напряжения  $U_{C2} = E_1 + E_n$ . При открытом ключе  $V2$  в результате переноса заряда конденсатора  $C2$  в  $C6$  напряжение на  $C6$  будет равно напряжению на  $C2$ . В пределе, при периодическом переключении  $V1$ ,  $V2$ , напряжение на конденсаторе  $C6$  (на холостом ходу) будет равно удвоенному напряжению источника питания  $E_n$  по абсолютной величине, но противоположным по знаку, т. е.  $E_2 = -2E_n$ . Под нагрузкой, вследствие падения напряжения на диодах и ключах  $V1$ ,  $V2$ , выходное напряжение будет меньше примерно на 5В, поскольку удавиваются не только напряжение на  $C5$ , но и потери.

Продолжая рассмотрение процесса формирования напряжений  $E_3$ ,  $E_4$ , можно убедиться, что на холостом ходу каждое последующее напряжение  $E_{i+1}$  есть удвоенное предыдущее  $E_i$ . Одновременно растут и потери на дiodах при работе источника под нагрузкой. Поэтому каждое последующее отличается от удвоенного предыдущего примерно на 5В. Это обстоятельство приводит к тому, что рост выходного напряжения с увеличением цепей удвоения происходит до определенного предела, примерно равного  $3E_n$ . Мощность источника определяется частотой генератора и емкостями  $C1$ — $C8$ .

## 2. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Для стабилизации напряжения в диапазоне 5—30 В и токе нагрузки 0—3 А отечественная промышленность выпускает интегральные стабилизаторы. Основные параметры этих микросхем приведены в табл. 7.1. Существенно расширить возможности интегральных стабилизаторов можно путем включения на их выходе усилителей мощности [5].

Схемы стабилизаторов, построенных на ОУ, представляют собой масштабирующий усилитель, на вход которого подается опорное напряжение от параметрического стабилизатора. Разнообразие таких схем в основном определяется схемами усилителей и параметрических стабилизаторов.

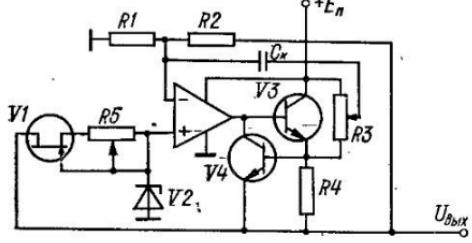


Рис. 7.5. Схема стабилизатора напряжения

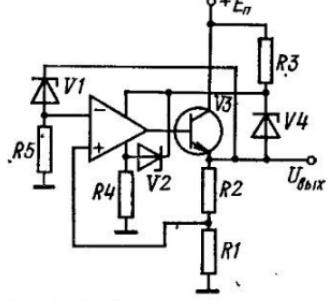


Рис. 7.6. Схема высоковольтного стабилизатора напряжения

Схема стабилизатора, в которой параметрический стабилизатор выполнен с источником тока на полевом транзисторе  $V1$ , показана на рис. 7.5. Масштабирующий усилитель, построенный на ОУ, имеет схему защиты от перегрузки по току на транзисторе  $V4$ . Для повышения нагрузочной способности ОУ на выходе усилителя включен повторитель напряжения на транзисторе  $V3$ . Выходное напряжение стабилизатора определяется напряжением стабилитрона  $V2$  и коэффициентом передачи усилителя, т.е.

$$U_{вых} = U_{V2} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Выходное напряжение в данном случае всегда больше напряжения стабилитрона.

Для уменьшения пульсаций выходного напряжения используется ООС по переменному току, величина которой устанавливается с помощью потенциометра  $R3$ . Резистор  $R4$  и транзистор  $V4$  образуют цепь защиты выхода от короткого замыкания.

Полевой транзистор, используемый в параметрическом стабилизаторе в качестве источника тока, выбирается из условия  $I_{V2} = I_C$ , где  $I_C$ ,  $I_{V2}$  — ток стока  $V1$  (при  $U_{зп} =$

= 0), и ток, протекающий через V2. Так как ток стока полевых транзисторов имеет большой разброс, то в данной схеме подстройка  $I_C$  осуществляется с помощью резистора R5. Выходное напряжение данного стабилизатора не превышает удвоенное максимальное выходное напряжение ОУ. Так, если в схеме используется интегральный ОУ с выходным напряжением  $\pm 15$  В, то максимальное выходное напряжение стабилизатора будет 30 В.

При построении высоковольтных стабилизаторов ( $U_{\text{вых}} > 30$  В) целесообразно использовать схемы высоковольтных усилителей. На рис. 7.6 показана схема высоковольтного стабилизатора, где ОУ «взвешен» относительно входа эмиттерного повторителя, построенного на транзисторе V3. Характерной особенностью схемы является наличие

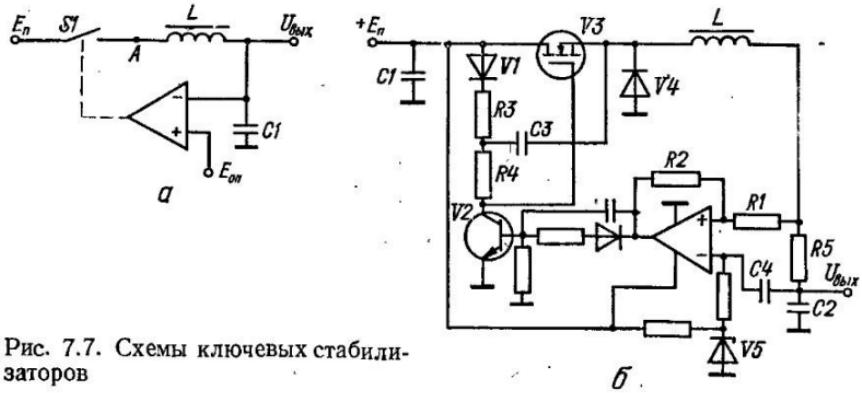


Рис. 7.7. Схемы ключевых стабилизаторов

как ООС, так и ПОС в усилителе. В момент включения питания цепь ООС выключена (стабилитрон V1 заперт), вследствие чего выходное напряжение нарастает релаксационно до уровня, при котором происходит пробой стабилитрона V1. Уровень выходного стабилизированного напряжения определяется из условия равенства напряжений на резисторах R1 и R5, т. е.

$$U_{\text{вых}} - U_{V1} = U_{\text{вых}} R_1 / (R_1 + R_2),$$

отсюда  $U_{\text{вых}} = U_{V1} (1 + R_1/R_2)$ .

Из показанной схемы видно, что независимо от уровня выходного напряжения разность потенциалов между инвертирующим входом и выходом ОУ равна  $U_{V1}$ , разность потенциалов между выходом ОУ и клеммой питания ОУ не превышает  $U_{V4}$ , потенциал неинвертирующего входа ОУ примерно равен потенциальному инвертирующему входа ОУ, т. е. все напряжения между электродами ОУ не превышают допустимой величины. В динамике потенциал неинвертирующего входа ОУ может существенно отличаться от потенциала инвертирующего входа ОУ в связи с низким быстродействием усилителя. Поэтому между входами ОУ целесообразно включить диод, защищающий ОУ от опасных напряжений. Защита стабилизатора от перегрузок по току и подавление пульсаций в данной схеме могут быть такими же, как и в предыдущей схеме.

Для повышения КПД и уменьшения габаритов в мощных стабилизаторах целесообразно использовать ключевой режим работы силового транзистора (ключевые стабилизаторы). Однако следует помнить, что ключевой режим работы транзисторов в стабилизаторе вызывает мощные высокочастотные помехи, подавление которых во многих случаях представляет сложную задачу. Особое внимание следует обратить на конструкцию стабилизатора и правильность экранирования входных и выходных цепей.

Большинство ключевых стабилизаторов работает в автогенераторном режиме. Структурная схема, поясняющая принцип работы стабилизатора, показана на рис. 7.7, а. Работа стабилизатора сводится к сравнению выходного напряжения с опорным напряжением  $E_{\text{оп}}$  с помощью компаратора, при этом ключ S1 либо замыкается, если  $U_{\text{вых}} < U_{\text{оп}}$ , либо размыкается, если  $U_{\text{вых}} > U_{\text{оп}}$ . Усреднение переменного напряжения на выходе ключа (точка A) осуществляется LC-фильтром.

Таким образом, в ключевых стабилизаторах пульсации напряжения на выходе принципиально необходимы. Амплитуда пульсаций зависит от порога переключения и быстродействия компаратора и ключа. Большинство ключевых стабилизаторов работают

на частоте 10—20 кГц. Повышение частоты ведет к уменьшению габаритов стабилизатора. Однако при этом одновременно повышаются требования к быстродействию компаратора и к частотным свойствам силового транзистора. Для построения ключевых стабилизаторов отечественная промышленность выпускает специальные микросхемы серии 142.

Используя мощные полевые транзисторы в ключевых стабилизаторах, можно существенно повысить частоту автоколебаний (до 100—200 кГц). На рис. 7.7, б показана схема ключевого стабилизатора с мощными полевыми транзисторами, работающего на частоте 200 кГц [6]. Здесь в качестве компаратора используется триггер Шmittа на ОУ, управление которым осуществляется напряжением  $U_{R5}$ . Опорное напряжение, равное выходному напряжению, формируется стабилитроном  $V5$ . Управление силовым транзистором  $V3$  осуществляется с помощью ключевого каскада  $V2, V1, V3, V4$ . Конденсатор  $C3$  включен для улучшения режима переключения транзистора  $V3$  и работает как «вольтдобавка».

### 3. ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Источники опорного напряжения представляют собой маломощные высокоточные стабилизаторы напряжения. В основе построения большинства источников опорного напряжения (ИОН) лежит прецизионный стабилитрон. Основными источниками погрешностей ИОН являются падение напряжений на внутреннем сопротивлении стабилитрона  $R_d$  и температурный дрейф напряжения стабилизации стабилитрона и ОУ. Если, например, ток, протекающий через стабилитрон, будет изменяться при изменении нагрузки

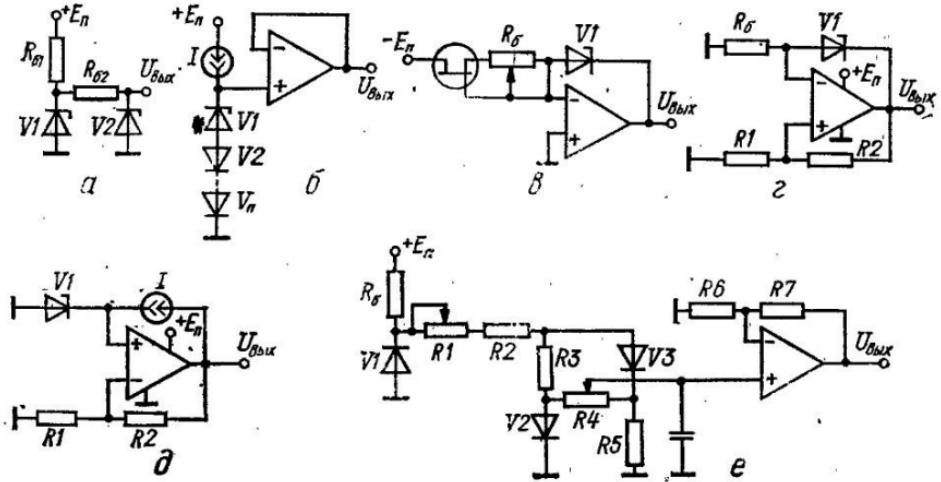


Рис. 7.8. Схемы источников опорного напряжения

или напряжения питания на  $\Delta I$ , то напряжение стабилизации будет изменяться на  $\Delta U_d = \Delta I R_d$ . Для исключения этой погрешности необходимо стабилизировать ток стабилитрона, например, путем двухкаскадного включения параметрических стабилизаторов (рис. 7.8, а).

Температурая компенсация дрейфа напряжения стабилизации может осуществляться путем последовательного включения со стабилитроном в прямом направлении определенного числа диодов (или стабилитронов). На рис. 7.8, б показана схема ИОН, где используются источник тока  $I$ , повторитель напряжения на ОУ, стабилитрон  $V1$  и термо-компенсирующие диоды  $V2-V_n$ . В качестве источника тока можно использовать полевой триод с управляющим  $p-n$ -переходом. На рис. 7.8, в показана схема ИОН, где в качестве источника тока используется полевой транзистор. Тип полевого транзистора выбирается из условия  $I_{V1} = I_C$ , где  $I_{V1}$  — номинальный ток стабилитрона  $V1$ ;  $I_C$  — ток стока транзистора  $V1$  при  $U_{z1} = 0$ . Подстройка тока стока осуществляется с помощью переменного сопротивления  $R_6$ . Выходное напряжение данного ИОН равно напряжению стабилитрона  $V1$ .

Достаточно высокую стабильность выходного напряжения ИОН можно получить в мостовых схемах, где напряжение разбаланса, усиленное с помощью ОУ, является питающим напряжением моста (рис. 7.8, г, д).

Для схемы рис. 7.8, *г* можно записать следующее равенство:

$$U_{\text{вых}} - U_{V1} = U_{\text{вых}} \beta_{\pi}, \text{ где } \beta_{\pi} = R_1/(R_1 + R_2),$$

отсюда  $U_{\text{вых}} = U_{V1}/(1 - \beta_{\pi})$ .

Величина  $R_6$  рассчитывается по формуле

$$R_6 = U_{\text{вых}} \beta_{\pi} / I_{V1}.$$

Для схемы рис. 7.8, *д* можно записать аналогичное равенство

$$U_{V1} = U_{\text{вых}} \beta_0,$$

отсюда  $U_{\text{вых}} = U_{V1} (1 + R_2/R_1)$ .

Температурная компенсация дрейфа ИОН достаточно просто осуществляется с помощью различных термокомпенсирующих цепей. Однако получить хорошую термокомпенсацию в широком температурном диапазоне в данной схеме — задача достаточно сложная. Хорошую термокомпенсацию можно получить в схеме, показанной на рис. 7.8, *е* [2]. В схему входят параметрический стабилизатор  $R_0$ ,  $V1$  (который выполняется с источником тока или многокаскадным), термокомпенсирующая мостовая схема  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$ ,  $R5$ ,  $V2$ ,  $V3$  и масштабирующий усилитель на ОУ, коэффициент передачи которого,  $K = 1 + R_7/R_6$ . Цепь термокомпенсации настраивается с помощью  $R1$  таким образом, чтобы напряжение в диагонали моста (на резисторе  $R4$ ) было равно нулю, после чего с помощью потенциометра  $R4$  осуществляется термокомпенсация выходного напряжения при нагревании или охлаждении ИОН. Существенно улучшить температурную стабильность можно путем использования термостатов.

Важной задачей, которая должна решаться при разработке прецизионных ИОН, является достижение высоких динамических характеристик усилителя, т. е. достижение минимального времени установления выходного напряжения с высокой точностью. С этой целью ОУ в ИОН должны обладать высоким быстродействием и иметь наклон АЧХ, приближающийся к  $-20$  дБ/дек. Как правило, для выполнения этих требований ОУ должен иметь высокочастотный параллельный канал и достаточно мощный выходной каскад.

#### 4. УПРАВЛЯЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ ТОКА

**Источники тока для незаземленной нагрузки.** Большую группу составляют источники, работающие на незаземленную нагрузку (не соединенную с общей шиной). Схемы таких источников тока для биполярных входных сигналов (рис. 7.9) представляют собой инвертирующий и неинвертирующий усилители, в которых в цепь обратной связи включено нагрузочное сопротивление  $R_h$ .

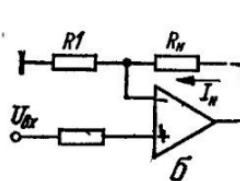
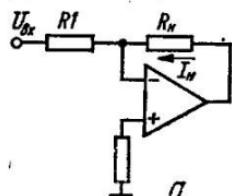
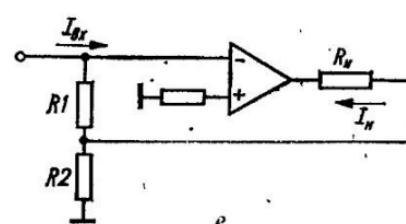


Рис. 7.9. Схемы управляемых источников тока для незаземленной нагрузки и биполярных входных сигналов



Ток в нагрузке: для схемы рис. 7.9, *а*  $I_h = -U_{\text{вх}}/R_1$ , для схемы рис. 7.9, *б*  $I_h = U_{\text{вх}}/R_1$ .

Схема, показанная на рис. 7.9, *в*, представляет собой источник тока, управляемый током. Для данной схемы имеем  $I_h = -I_{\text{вх}} (1 + R_2/R_1)$ . В схемах источников тока,

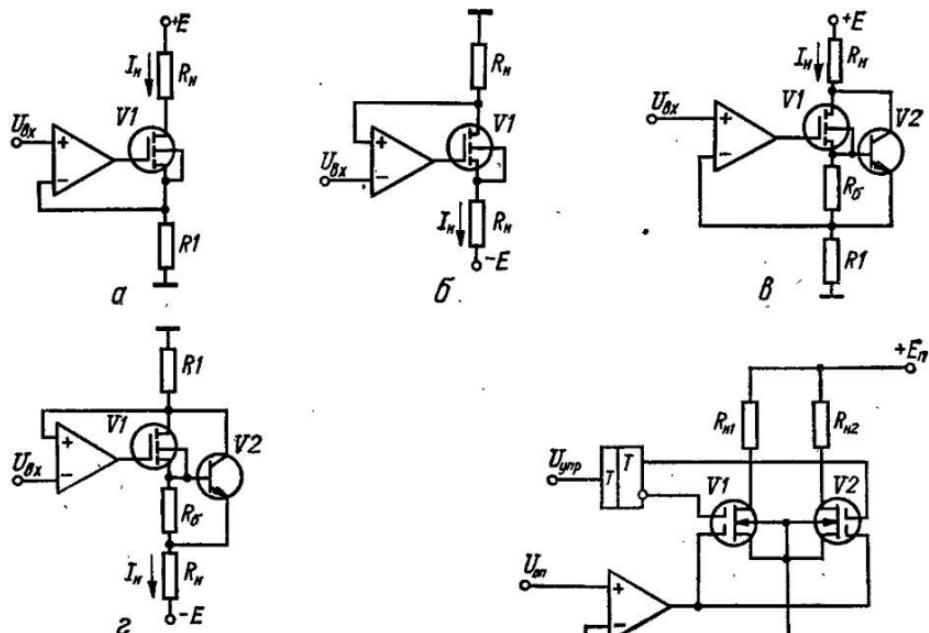


Рис. 7.10. Схемы управляемых источников тока для изаземленной нагрузки и однополярных входных сигналов.

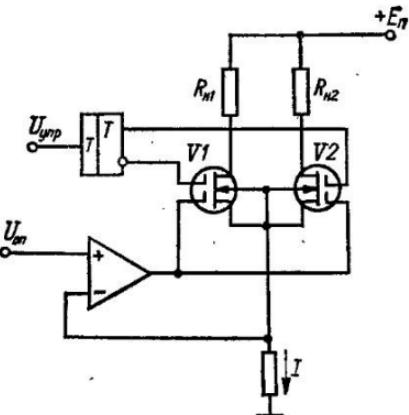


Рис. 7.11. Схема источника тока с выходным коммутатором

где нагрузкa включается в цепь ООС, может возникнуть проблема обеспечения устойчивости усилителя. Рекомендации по обеспечению устойчивости при работе с емкостью и индуктивностью составляющей сопротивления нагрузки даны в гл. 1.

Для построения однополярных источников тока с нагрузкой, подключенной к силовому источнику напряжения, можно использовать схемы, показанные на рис. 7.10. Для данных схем можно записать:  $I_H = U_{bx}/R_1$ . В зависимости от того, какой полюс источника  $E_H$  подсоединен к нагрузке, используются схемы рис. 7.10, а, в или б, г. Схемы источников тока, показанные на рис. 7.10, а, г, отличаются от схем рис. 7.10, а, б только выходным каскадом, построенным на полевом  $V1$  и биполярном  $V2$  транзисторах. Принцип действия этих источников легко уяснить, если принять во внимание, что ОУ с помощью транзисторов  $V1$ ,  $V2$  сводит к нулю разность напряжений  $(U_{bx} - U_{R1})$ , где  $U_{R1} = I_H R_1$ .

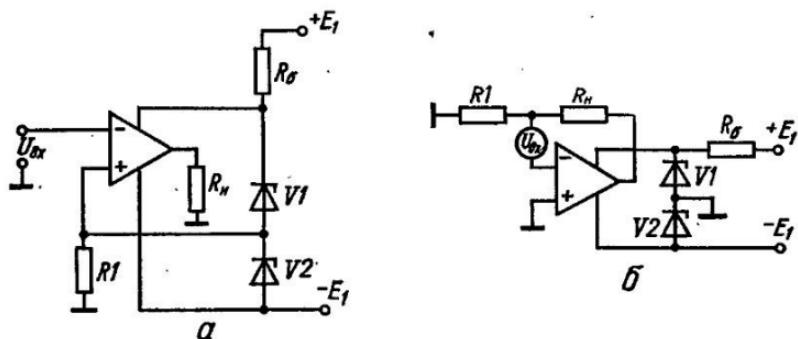


Рис. 7.12. Схемы управляемых источников тока с «взвешенным» источником питания для заземленной нагрузки

На рис. 7.11 показан источник тока с коммутатором, построенным на тетродах. Пе-  
реключение тока из нагрузки  $R_{H1}$  в нагрузку  $R_{H2}$  (и обратно) осуществляется тетродами  
 $V1, V2$ . Очевидно, что число тетрода в данном случае равно числу нагрузок. Управление  
коммутатором осуществляется с помощью триггера  $T$ . Принцип действия данного ис-  
точника тока аналогичен принципу действия источников, показанных на рис. 7.10.

**Источники тока для заземленной нагрузки.** Наиболее простая схема источника тока  
для заземленной нагрузки может быть реализована при использовании «взвешенных»  
(не имеющих общей точки с общей шиной) источников питания ОУ. На рис. 7.12, а пока-  
зана схема источника тока, где питание ОУ осуществляется от «взвешенного» источника  
 $E_1$  и параметрического стабилизатора  $R_6, V1, V2$ . Для данной схемы можно записать сле-  
дующее выражение:

$$I_H = U_{\text{вх}} / R_1.$$

Принцип действия источника тока легко уяснить, если условно принять за общую  
точку неинвертирующий вход ОУ. Эквивалентная схема такого преобразования, пока-  
занная на рис. 7.12, б, соответствует схеме источника то-  
ка с незаземленной нагрузкой (рис. 7.9, б).

Другая, сравнительно простая, схема источника то-  
ка на одном ОУ показана на рис. 7.13. В данной схеме  
ОУ охвачено одновременно отрицательной и положительной обратными связями. Обеспечив линейный режим ра-  
боты ОУ (т. е. отрицательная связь должна быть сильнее

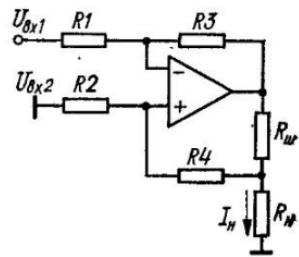


Рис. 7.13. Схема источника тока на одном ОУ для зазем-  
ленной нагрузки

положительной), выполнив условие

$$\frac{R_1}{R_1 + R_3} > \frac{R_2 R_H^{\max}}{R_{\text{ш}} R_H^{\max} + (R_{\text{ш}} + R_H^{\max}) (R_2 + R_4)},$$

выражение для тока в нагрузке запишем в следующем виде (для случая  $U_{\text{вх}2} = 0$ ):

$$I_H = -U_{\text{вх}1} \frac{R_3}{R_1 R_{\text{ш}}} \frac{1}{1 + R_H \left[ \frac{1}{R_{\text{ш}}} + \frac{1}{R_2 + R_H} - \frac{R_2}{R_{\text{ш}} (R_2 + R_4)} \left( 1 + \frac{R_3}{R_1} \right) \right]}.$$

Выполнив условие

$$R_4 + R_{\text{ш}} = R_2 R_3 / R_1, \quad (7.1)$$

получим:  $I_H = -U_{\text{вх}1} R_3 / R_1 R_{\text{ш}}$ .

Для случая  $U_{\text{вх}2} \neq 0$  ток в нагрузке можно записать в виде

$$I_H = (U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1}) R_3 / R_1 R_{\text{ш}}.$$

Сопротивление резистора  $R_4$  может быть равно нулю, однако при этом могут возникнуть  
трудности при выборе номиналов резисторов  $R1$ — $R3$ . Данная схема критична к выполн-  
ению условия (7.1), причем чем точнее выполнено условие, тем меньше погрешность,  
обусловленная изменением сопротивления нагрузки  $R_H$ . Это обстоятельство требует ис-  
пользования в схеме высокоточных резисторов.

Схемы источников тока (рис. 7.14), где напряжение с шунта  $R_{\text{ш}}$  снимается с помощью  
дифференциального усилителя, позволяют существенно улучшить характеристики ис-  
точника тока. В схеме рис. 7.14, а дифференциальный усилитель построен на ОУ2,  
причем коэффициент передачи этого усилителя может быть выбран минимальным (для  
уменьшения погрешностей), так как далее выходной сигнал дифференциального усили-  
теля сравнивается с входным сигналом с помощью ОУ1, имеющего большой коэффициент  
усиления, в связи с чем петлевое усиление цепи ООС будет достаточно большим.

Если  $R_1 \gg R_H^{\max}$ , то  $I_H = U_{\text{вх}} R_1 / R_2 R_{\text{ш}}$ .

В данной схеме (в отличие от схемы рис. 7.13) влиянием внутреннего сопротивле-  
ния источника входного сигнала можно пренебречь, так как входное сопротивление

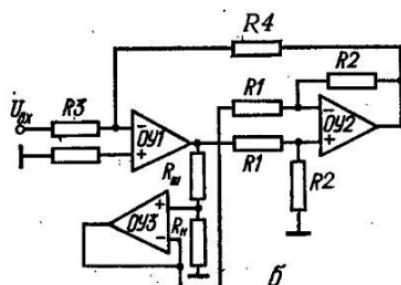
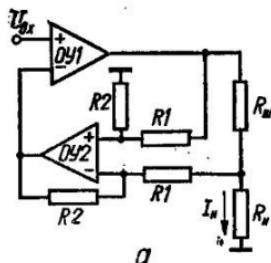


Рис. 7.14. Схемы источников тока с дифференциальным усилителем

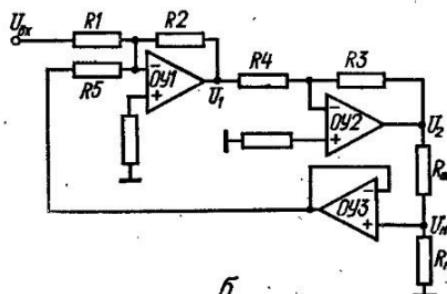
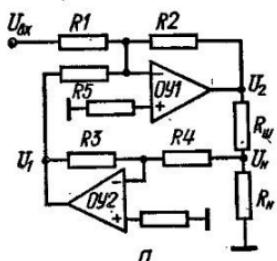


Рис. 7.15. Схемы источников тока с масштабирующими усилителями

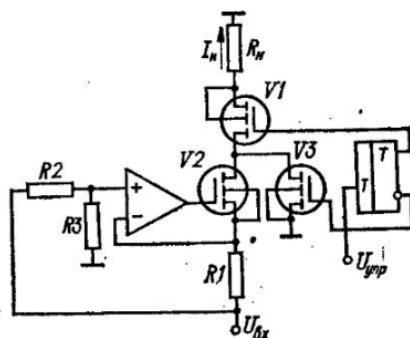


Рис. 7.16. Схема источника тока для заземленной нагрузки с коммутирующими элементами

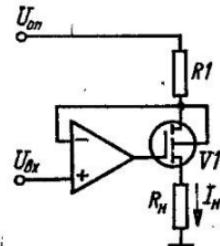


Рис. 7.17. Схема источника тока со смещенной характеристикой

источника тока весьма велико. При больших значениях \$R\_{\text{H}}\$ сопротивление резистора \$R\_1\$ оказывается недопустимо большим. В этом случае целесообразно построить источник тока по схеме рис. 7.14, б, где требования к входному сопротивлению (\$R\_1\$) дифференциального усилителя ослаблены из-за включения повторителя напряжения (ОУ3).

Для данной схемы можно записать следующее выражение для тока нагрузки:

$$I_{\text{H}} = -U_{\text{bx}} R_1 R_4 / R_2 R_3 R_{\text{H}}$$

Прецизионные источники тока целесообразно строить с использованием точных резистивных микросхем, при этом вместо дифференциального усилителя целесообразно использовать масштабирующие усилители, имеющие резисторы одного номинала. Два варианта таких схем показаны на рис. 7.15.

Для схемы рис. 7.15, а можно записать

$$I_{\text{H}} = -U_{\text{bx}} K_1 / R_{\text{H}} + U_{R_{\text{H}}} K_2 / R_{\text{H}} - U_{R_{\text{H}}} \left( \frac{R_{\text{H}} + R_4}{R_4 + R_{\text{H}}} \right),$$

где \$K\_1 = R\_2 / R\_1\$; \$K\_2 = R\_3 / R\_{\text{H}}\$; \$K\_3 = R\_2 / R\_5\$.

Выполнив условие  $R_3 = R_4 + R_{\text{ш}}$ , получим:  $I_{\text{в}} = -U_{\text{вх}} K_1 / R_{\text{ш}}$ . Для схемы рис. 7.15, б

$$I_{\text{в}} = U_{\text{вх}} \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4 R_{\text{ш}}} + U_{R_{\text{в}}} \left( \frac{R_3}{R_4 R_{\text{ш}}} - \frac{1}{R_{\text{ш}}} \right).$$

Выполнив условие  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ , получим:  $I_{\text{в}} = U_{\text{вх}} / R_{\text{ш}}$ .

Для однополярных источников тока цифроаналоговых преобразователей можно использовать схему, показанную на рис. 7.16. Управление коммутатором выходного тока, построенного на транзисторах  $V1$ ,  $V2$ , осуществляется от триггера  $T$ . Выражение для тока в нагрузке запишется в виде

$$I_{\text{н}} = (U_{\text{вх}} - U_1) / R_1 = U_{\text{вх}} [1 - R_3 / (R_2 + R_3)] / R_1,$$

где  $U_1 = U_{\text{вх}} R_3 / (R_2 + R_3)$ .

На рис. 7.17 показана схема однополярного источника тока, где регулирование осуществляется относительно заданного уровня тока в нагрузке. Номинальный ток в нагрузке задается с помощью опорного источника напряжения  $U_{\text{оп}}$ . Работу схемы легко уяснить, приняв во внимание, что ток, протекающий через резистор  $R1$ , равен току, протекающему через  $R_{\text{н}}$ , при этом ток через  $R1$  определяется как

$$I_{\text{н}} = I_{\text{в}} = (U_{\text{оп}} - U_{\text{вх}}) / R_1.$$

Данную схему можно использовать и как дифференциальный источник тока, если вместо  $U_{\text{оп}}$  подключить второй входной сигнал. Однако при этом всегда должно соблюдаться неравенство  $U_{\text{оп}} > U_{\text{вх}}$ .

## 5. СТАБИЛИЗАЦИЯ ТОКА ДУГИ ИЛИ ТОКА ЭМИССИИ В ПРИБОРАХ С ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ КАТОДОМ

Схема стабилизатора анодного тока в приборе с термоэлектрическим катодом [4] показана на рис. 7.18. В установившемся режиме (диоды  $V1$ ,  $V2$  заперты) анодный ток  $I_a$ , протекающий через прибор  $V4$ , создает на резисторе  $R1$  падение напряжения, равное опорному напряжению  $U_{\text{оп}}$ , т. е. ООС замкнута через прибор  $V4$ , при этом  $U_{\text{оп}} = I_a R$ . Следовательно,  $I_a = U_{\text{оп}} / R = \text{const}$ .

Ток  $I_a$  можно регулировать путем изменения опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$  или сопротивления  $R1$ .

Если отключено анодное напряжение ( $U_a = 0$ ) или перегорела цепь катода, то цепь ООС замкнется через открывшиеся диоды  $V1$ ,  $V2$ . При этом ток, протекающий через резистор  $R1$ , так же, как и в нормальном режиме работы, будет равен  $U_{\text{оп}} / R$ , а напряжение на катоде будет равно  $U_{\text{оп}} + U_{V1} + U_{V2}$ , где  $U_{V1}$ ,  $U_{V2}$  — прямое падение напряжения на диодах  $V1$ ,  $V2$  соответственно, вследствие чего предотвращается избыточное напряжение на катоде прибора  $V4$ .

Мощность повторителя напряжения (построенного в данном случае на одном транзисторе  $V3$ ) определяется мощностью цепи накала прибора  $V4$ .

## 6. СТАБИЛИЗАТОР МОЩНОСТИ

Схема стабилизатора мощности показана на рис. 7.19 [1]. В схему входят источник тока  $I$ , интегратор  $\text{Ин}$ , компаратор  $OY2$ , триггер  $T$ , ключи  $S1$ ,  $S2$  и генератор прямоугольных импульсов  $Gn$ . В исходном состоянии ключ  $S1$  открыт, ключ  $S2$  закрыт. При включении генератора  $Gn$  ключи  $S1$ ,  $S2$ , работающие в противофазе, периодически переключаются с помощью триггера  $T$ , при этом ключ  $S1$  периодически подключает источник тока  $I$  к нагрузке  $R_{\text{н}}$ , а ключ  $S2$  периодически обнуляет интегратор. Напряжение  $U_{R_{\text{н}}}$  (при замкнутом ключе  $S1$ ) интегрируется интегратором  $\text{Ин}$ . Через время  $t$  выходное напряжение интегратора достигает уровня опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$ , вследствие чего на выходе компаратора  $OY2$  возникает сигнал, возвращающий триггер  $T$  в исходное положение.

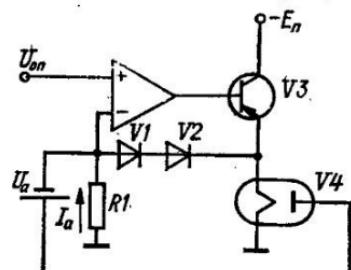


Рис. 7.18. Схема стабилизатора тока дуги в приборе с термоэлектрическим катодом

Длительность импульса, при котором ключ  $S1$  замкнут,

$$t = U_{\text{оп}} \tau / U_{R_h},$$

где  $\tau = RC$  — постоянная времени интегратора;  $U_{R_h}$  — напряжение на нагрузке  $R_h$ .

Следующий импульс генератора  $\Gamma_h$  вновь переключит триггер  $T$  и ключи  $S1, S2$ , и процесс повторится.

Средняя за период мощность, выделяемая в нагрузке,

$$P = I^2 R_h \frac{t}{T} = I U_{\text{оп}} \tau f_0,$$

Рис. 7.19. Схема стабилизатора мощности

где  $f_0 = 1/T$  — частота колебаний генератора  $\Gamma_h$ .

Отсюда следует, что мощность  $P$  не зависит от сопротивления нагрузки  $R_h$ .

## Глава 8

### АНАЛОГОВЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

#### 1. СУММАТОРЫ

Сумматор является одним из основных операционных звеньев аналоговой техники. По принципу действия сумматоры можно разделить на три типа: инвертирующие, неинвертирующие и дифференциальные.

**Инвертирующие сумматоры.** Передаточную функцию инвертирующего сумматора (рис. 8.1) можно записать (для идеального ОУ) в виде

$$U_{\text{вых}} = - \sum_{i=1}^n K_i U_{\text{вх}i},$$

где  $K_i = R_{\text{oc}} / R_i$  — коэффициенты передачи по соответствующему входу.

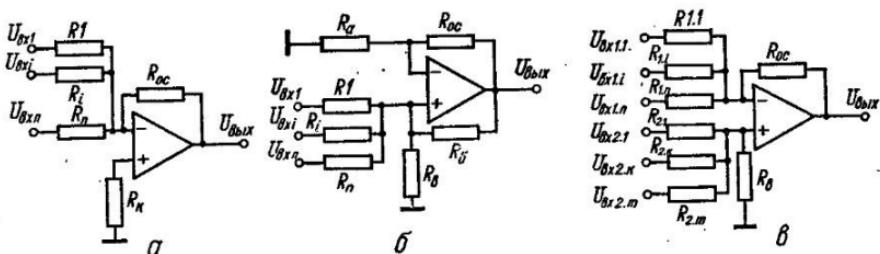


Рис. 8.1. Схемы сумматоров:  
а — инвертирующего; б — неинвертирующего; в — дифференциального типа

Для сумматора с реальным ОУ коэффициенты передачи в первом приближении можно представить в виде [6]

$$U_{\text{вых}} = \frac{- \sum_{i=1}^n \frac{R_{\text{oc}}}{R_i} U_{\text{вх}i}}{1 + \frac{1}{K_y} \left[ 1 + \sum_{i=1}^n \frac{R_{\text{oc}}}{R_{\text{вх}}} + \frac{R_K}{R_{\text{вх}}} \left( 1 + \sum_{i=1}^n \frac{R_{\text{oc}}}{R_i} \right) \right]} + U_{\text{dp}},$$

где  $n$  — число входов;  $K_y, R_{bx}$  — коэффициент усиления и входное дифференциальное сопротивление ОУ.

Для компенсации входных токов ОУ величину  $R_k$  выбирают из выражения

$$R_k = R_{oc} \parallel \left( \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}} \right). \quad (8.1)$$

С увеличением числа входов растет и дрейф выходного напряжения:

$$U_{dp} \approx (1 + \beta_0) U_{cm} + \Delta I R_{oc} + (1 + \beta_0) U_n K_n,$$

где, при выполнении условия (8.1),  $\beta_0 = R_k / (R_{oc} + R_k)$ .

Достоинством схемы инвертирующего сумматора является отсутствие составляющей погрешности, обусловленной коэффициентом подавления синфазного сигнала, и отсутствие взаимного влияния входов.

**Неинвертирующие сумматоры.** В схеме неинвертирующего сумматора (рис. 8.1, б) для уменьшения взаимного влияния входов используется положительная обратная связь.

Для устранения взаимного влияния входов необходимо выполнить следующее условие:

$$R_a R_6 = R_{oc} \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}}. \quad (8.2)$$

Передаточную функцию для данной схемы можно представить в виде (для идеального ОУ)

$$U_{\text{вых}} = \left( 1 + \frac{R_{oc}}{R_a} \right) \sum_{i=1}^n \frac{R_b}{R_i} U_{\text{вх}i}.$$

С учетом погрешностей, вносимых ОУ, функцию передачи можно в первом приближении записать в виде [6]

$$U_{\text{вых}} = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{R_b}{R_i} U_{\text{вх}i} \left[ \left( 1 + \frac{R_{oc}}{R_a} \right) + \frac{2}{K_{c\phi}} \left( 1 + \frac{R_{oc}}{R_a} + \frac{R_{oc}}{R_{bx}} \right) \right]}{1 + \frac{1}{K_y} \left[ \left( 1 + \frac{R_b}{R_6} + \sum_{i=1}^n \frac{R_b}{R_i} \right) \left( 1 + \frac{R_{oc}}{R_a} + \frac{R_{oc}}{R_{bx}} \right) + \left( \frac{R_b}{R_{bx}} \left( 1 + \frac{R_{oc}}{R_a} \right) \right) \right] - \frac{2R_b}{K_{c\phi} R_6} \left( 1 + \frac{R_{oc}}{R_a} + \frac{R_{oc}}{R_{bx} \text{OY}} + \frac{R_6}{R_{bx}} \right)} + U_{dp}.$$

При отсутствии цепи ПОС ( $R_6 = R_b = \infty$ ) выражение для функции передачи сумматора с идеальным ОУ можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = \sum_{i=1}^n \frac{R_{oc}}{R_i} U_{\text{вх}i}.$$

Погрешность сумматора, выполненного по схеме рис. 8.1, б, выше, чем инвертирующего сумматора, так как в данном случае возникает погрешность, вызванная коэффициентом  $K_{c\phi}$ . Поэтому часто неинвертирующий сумматор выполняют по схеме инвертирующего сумматора с включением на выходе инвертирующего масштабирующего усилителя.

типа

**Сумматоры дифференциального типа.** Для сумматора дифференциального типа (рис. 8.1, б) передаточную функцию можно записать в виде (для идеального ОУ)

$$U_{\text{вых}} = \sum_{k=1}^m \frac{R_B}{R_{2k}} U_{\text{вх}2k} - \sum_{l=1}^n \frac{R_{\text{oc}}}{R_{1l}} U_{\text{вх}1l}. \quad (8.3)$$

Выражение (8.3) справедливо при выполнении следующего условия:

$$R_{\text{oc}} \parallel \left( \frac{1}{\sum_{l=1}^n \frac{1}{R_{1l}}} \right) = R_B \parallel \left( \frac{1}{\sum_{k=1}^m \frac{1}{R_{2k}}} \right).$$

Передаточную функцию дифференциального сумматора с реальным ОУ в первом приближении можно представить в виде [6]

$$U_{\text{вых}} = \frac{- \sum_{l=1}^n \frac{R_{\text{oc}}}{R_l} U_{\text{вх}1l} A + \sum_{k=1}^m \frac{R_B}{R_{2k}} \left[ \frac{B}{C} + \frac{2}{K_{\text{сф}}} \frac{B + R_{\text{oc}}/R_{\text{вх}}}{C} \right]}{1 + \frac{1}{K_y} R_{\text{oc}} DF + (A - 1) R_{\text{oc}}} + U_{\text{др}},$$

$$\text{где } A = 1 - \frac{2}{K_{\text{сф}}} \frac{F}{R_{\text{вх}}} ; \quad B = 1 + \sum_{l=1}^n \frac{R_{\text{oc}}}{R_{\text{вх}l}} ; \quad C = 1 + \sum_{k=1}^m \frac{R_B}{R_{2k}} ;$$

$$D = \left( \frac{1}{R_{\text{oc}}} + \sum_{l=1}^n \frac{1}{R_{1l}} \right) \left( \frac{1}{R_B} + \sum_{k=1}^m \frac{1}{R_{2k}} \right) + \frac{1}{R_{\text{вх}}} \left( \frac{1}{R_{\text{oc}}} + \sum_{l=1}^n \frac{1}{R_{\text{вх}l}} + \frac{1}{R_B} + \sum_{k=1}^m \frac{1}{R_{2k}} \right), \quad F = 1 / \left[ \frac{1}{R_B} + \sum_{k=1}^m \frac{1}{R_{2k}} + \frac{1}{R_{\text{вх}}} \right].$$

## 2. ИНТЕГРАТОРЫ

Интеграторы являются одним из основных операционных звеньев аналоговой техники. По принципу действия интеграторы можно разделить на два типа: инвертирующие и неинвертирующие.

**Инвертирующие интеграторы.** Передаточную функцию инвертирующего интегратора-сумматора с идеальным ОУ (рис. 8.2, а) можно записать в виде

$$U_{\text{вых}}(p) = - \frac{1}{pC} \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} U_{\text{вх}i}(p). \quad (8.4)$$

С учетом погрешностей, присущих ОУ, данную функцию передачи можно записать в виде

$$U_{\text{вых}}(p) = \frac{- \frac{1}{pC} \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} U_{\text{вх}i}(p)}{1 + \frac{1}{K_y} \left[ 1 + \frac{1}{pC} \left( \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} + \frac{2}{R_{\text{вх}}} \right) \right]} + U_{\text{др}}(p),$$

где

$$U_{\text{др}}(p) = \frac{\Delta I_{\text{вх}}}{pC} + \frac{U_{\text{см}}}{pC} \left( \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} + \frac{2}{R_{\text{вх}}} \right). \quad (8.5)$$

Переходя к оригиналам, выражения (8.4), (8.5) можно записать в виде

$$U_{\text{вых}}(t) = - \sum_{i=1}^n \frac{1}{CR_i} \int_0^t U_{\text{вх}i} dt + U_0,$$

где  $U_0$  — начальное значение выходного напряжения;

$$U_{\text{дп}}(t) = \frac{1}{C} \int_0^t \Delta I_{\text{вх}} dt + \frac{1}{C} \int_0^t \left( \sum_{i=1}^n \frac{U_{\text{см}}}{R_i} + \frac{2U_{\text{см}}}{R_{\text{вх}}} \right) dt + U_{\text{см}}.$$

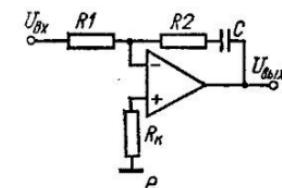
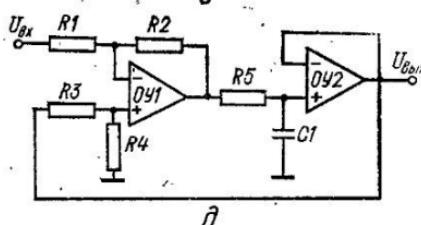
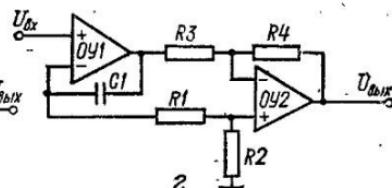
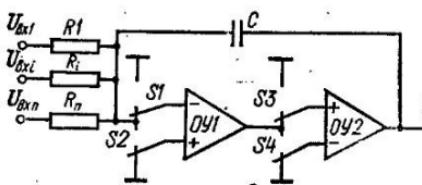
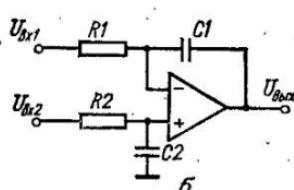
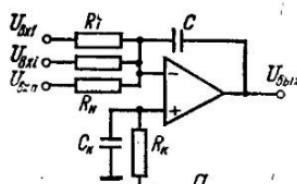


Рис. 8.2. Схемы инвертирующих интеграторов:

а, б — интеграторов-сумматоров; в — дифференциального типа; г — с большим входным сопротивлением; д — с заземленным конденсатором; е — с формирующим звеном

Очевидно, что при подаче на вход интегратора постоянного напряжения на выходе напряжение будет изменяться линейно в соответствии с выражением

$$U_{\text{вых}}(t) = -U_{\text{вх}} t / R_1 C.$$

Это свойство формирования линейно изменяющегося напряжения используется в различных схемах генераторов пилообразного и треугольного напряжения.

Если на неинвертирующем входе ОУ дополнительно включить пассивный интегратор, то такой интегратор (рис. 8.2, б) будет интегрировать разность входных напряжений. Для данного интегратора можно записать следующее выражение:

$$U_{\text{вых}}(p) = U_{\text{вх}2}/p\tau_2 - U_{\text{вх}1}/p\tau_1.$$

При  $\tau_1 = R_1 C_1 = \tau_2 = R_2 C_2$  получим

$$U_{\text{вых}}(p) = -\frac{1}{p\tau_1} (U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}).$$

Входное сопротивление инвертирующего интегратора, выполненного по схеме рис. 8.2, а, определяется сопротивлением соответствующего входного резистора  $R_1$ . Для увеличения входного сопротивления не всегда целесообразно повышать сопротивление

резистора  $R_i$ , так как при этом, согласно выражению (8.5), растет погрешность, обусловленная дрейфом нуля ОУ.

В некоторых случаях целесообразно использовать схему интегратора с периодической коррекцией напряжения смещения ОУ (рис. 8.2, б). Коррекция осуществляется в два такта. В первом такте (положение ключей соответствует положению, показанному на схеме) выходное напряжение интегратора

$$U_{\text{вых}}^I = \frac{1}{RC} \int_0^{t_1} (U_{\text{вх}} \pm U_{\text{см}}) dt = \frac{1}{RC} \int_0^{t_1} U_{\text{вх}} dt \mp \frac{1}{RC} \int_0^{t_1} U_{\text{см}} dt.$$

Во втором такте (положение ключей противоположно показанному на схеме) выходное напряжение можно записать в виде

$$U_{\text{вых}}^{II} = \frac{1}{RC} \int_0^{t_2} (U_{\text{вх}} \pm U_{\text{см}}) dt = \frac{1}{RC} \int_0^{t_2} U_{\text{вх}} dt \pm \frac{1}{RC} \int_0^{t_2} U_{\text{см}} dt.$$

Если время первого такта  $t_1$  и второго такта  $t_2$  равно, то за период  $T = t_1 + t_2$  выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{RC} \int_0^T U_{\text{вх}} dt.$$

Отсюда следует, что напряжение смещения ОУ не влияет на результат интегрирования.

Для построения интеграторов с большим входным сопротивлением можно использовать схему, показанную на рис. 8.2, г. Входное сопротивление в данной схеме определяется входным сопротивлением ОУ, охваченного глубокой ООС. Постоянная времени интегратора  $\tau = (R_1 + R_2)C$ . Работу схемы легко уяснить, если учесть, что напряжение на

выходе ОУ1  $U_{\text{вых}1} = U_{\text{вх}}[1 + 1/\rho\tau]$ , а напряжение на конденсаторе  $C1$   $U_C = \frac{1}{\tau} \int_0^t U_{\text{вх}} dt$  отличается от  $U_{\text{вых}1}$  на значение входного напряжения, так как одним электродом конденсатор подключен к неинвертирующему входу ОУ1, потенциал которого равен потенциальному инвертирующего входа. Выходное напряжение интегратора можно записать в виде

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

Схемы интеграторов можно также построить на основе источников тока, управляемых напряжением. Основным преимуществом таких интеграторов является возможность заземления интегрирующего конденсатора, что облегчает обнуление интегратора. В качестве примера на рис. 8.2, д показана схема интегратора, построенная на основе источника тока, где нагрузкой является конденсатор.

Выполнив условие

$$R_3 + R_5 = R_2 R_4 / R_1 \quad (8.6)$$

и приняв  $R_1 = R_4$ ,  $R_2 = R_3$ , передаточную функцию интегратора можно записать в виде

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

где  $\tau = R_2 R_5 C / R_1$ .

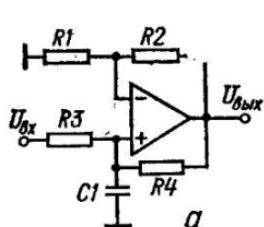
Отсюда следует, что постоянная времени интегратора может изменяться в больших пределах путем изменения отношения  $R_2/R_5$ . Поскольку в данной схеме используется ПОС, то при выполнении условия (8.6) схема будет находиться на границе устойчивости, что требует применения высокоточных резисторов.

Для устранения выбросов выходного напряжения, обусловленных низким быстродействием ОУ и импульсными помехами, последовательно с конденсатором в интеграторах

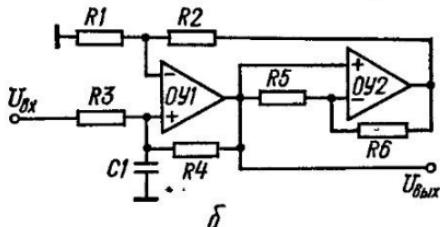
включают резистор (рис. 8.2, e), при этом передаточная функция интегратора имеет вид

$$U_{\text{вых}}(p) = -U_{\text{вх}}(p) \left( \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{R_1 C p} \right).$$

**Неинвертирующие интеграторы.** Большинство схем неинвертирующих интеграторов построено на основе источников тока, управляемых напряжением (рис. 8.3, a).



а



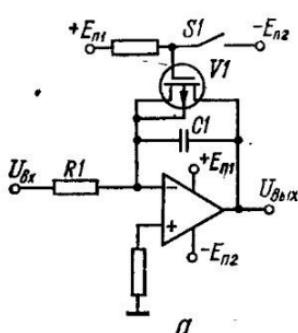
б

Рис. 8.3. Схемы неинвертирующих интеграторов:

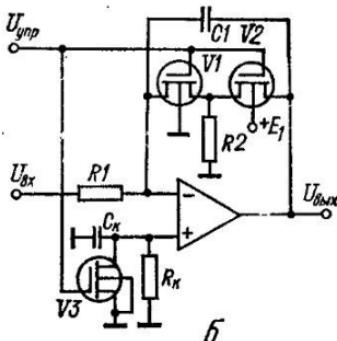
а — на одном ОУ; б — с активной коррекцией частотной характеристики

Передаточную функцию для данной схемы можно записать в виде

$$U_{\text{вых}}(p) = U_{\text{вх}}(p) \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{p R_3 C + 1 - \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4}}.$$



а



б

Рис. 8.4. Схемы обнуления интеграторов:

а — с полевыми транзисторами в качестве ключей; б — с компенсацией токов утечки полевых транзисторов

Выполнив условие

$$R_3 R_2 = R_1 R_4, \quad (8.7)$$

получим

$$U_{\text{вых}}(p) = U_{\text{вх}}(p) (1 + R_2/R_1)/pCR_3.$$

Очевидно, что при выполнении условия (8.7) схема будет находиться на границе устойчивости, что требует применения высокоточных резисторов. На точность выполнения условия (8.7) оказывает влияние выходное сопротивление источника сигнала. Поэтому на входе, как правило, необходимо включать повторитель напряжения.

Динамическая погрешность данного интегратора зависит от частотных свойств ОУ. В быстродействующих интеграторах уменьшить динамические погрешности можно путем коррекции частотной характеристики ОУ1 с помощью дополнительного ОУ2, включенного в цепь отрицательной обратной связи ОУ1, при этом частоты единичного усиления обоих ОУ должны быть равны [8] (используются ОУ в одном корпусе). Схема интегратора с частотной компенсацией показана на рис. 8.3, б. Одновременно при равенстве дрейфа и угла ОУ1 и ОУ2 можно скомпенсировать статические погрешности интегратора. Для данной схемы целесообразно принять  $R_1 = R_2 = R_5 = R_6, R_3 = R_4$ .

**Схемы обнуления интеграторов.** Для обнуления интегратора наиболее часто интегрирующая емкость разряжается через ключ. В качестве ключей используются реле, полевые транзисторы и оптотранзы. При обнулении, как правило, одновременно закорачивается и вход интегратора. На рис. 8.4 показаны две схемы обнуления с полевыми транзисторами в качестве ключей.

В схеме рис. 8.4, а при закрытом ключе  $V1$  ток утечки с выхода на вход ОУ протекает через переход сток — исток, вследствие чего возникает составляющая погрешности интегрирования. Для уменьшения тока утечки через переход сток — исток можно включить последовательно два ключа по схеме рис. 8.4, б. Здесь ток утечки, поступающий в суммирующую точку через переход сток — исток ключа, отсутствует, так как при закрытых ключах  $V1$ ,  $V2$  ток утечки с выхода ОУ через переход сток — исток  $V2$  замыкается на землю через сравнительно низкое сопротивление  $R2$ . Поскольку при закорачивании конденсатора  $C1$  может возникнуть перекос входных токов ОУ, то резистор  $R_k$  также должен закорачиваться. Одновременно, включив параллельно  $R_k$  емкость  $C_k = C_1$ , можно скомпенсировать импульсные помехи, возникающие при переключении ключей.

### 3. ДИФФЕРЕНЦИАТОРЫ

Идеальный дифференциатор имеет передаточную функцию инда

$$U_{\text{вых}}(p) = p\tau U_{\text{вх}}(p),$$

где  $\tau$  — постоянная времени дифференцирования.

Схема дифференциатора (рис. 8.5, а) имеет передаточную функцию вида  $U_{\text{вых}}(p) = -pRCU_{\text{вх}}(p)$ . Входное сопротивление — емкостное, поэтому помехоустойчивость здесь весьма низкая. Для обеспечения устойчивости возникает также необходимость в специальных цепях коррекции частотной характеристики. Несколько улучшить устой-

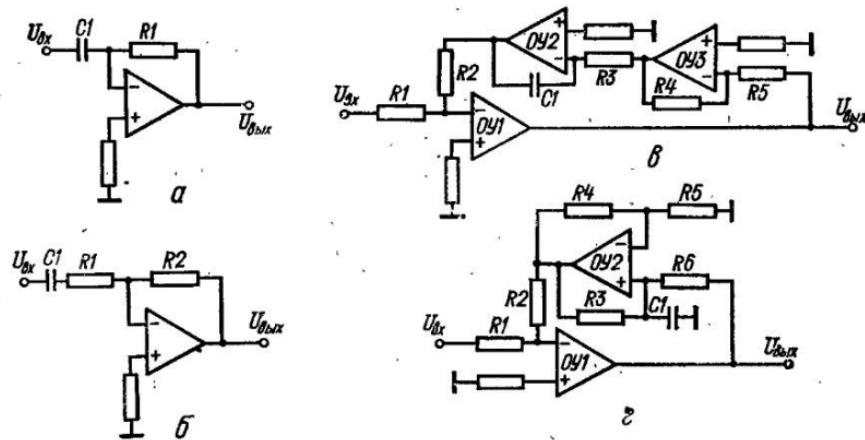


Рис. 8.5. Схемы дифференциаторов:  
а, б — на одном ОУ; в, г — с интеграторами в цепи ООС

чивость и помехоустойчивость можно путем последовательного включения с емкостью  $C1$  небольшого сопротивления (рис. 8.5, б). Передаточная функция в этом случае будет иметь вид

$$U_{\text{вых}}(p) = - \frac{p\tau_1}{1 + p\tau_2} U_{\text{вх}}(p), \quad (8.8)$$

где  $\tau_1 = R_2 C_1$ ;  $\tau_2 = R_1 C_1$ ;  $R_2 \gg R_1$ .

Величина  $R1$  выбирается из условия подавления колебательного процесса, обусловленного конечной полосой пропускания ОУ. Оптимальная величина  $R1$  рассчитывается по формуле [11]

$$R_{\text{опт}} = 2 \frac{R_1}{K_y(\omega_3)},$$

где  $K_U(\omega_3)$  — коэффициент усиления ОУ на частоте  $\omega_3 = \sqrt{\omega_{\text{ед}}/R_3C_1}$ ;  $\omega_{\text{ед}}$  — частота единичного усиления ОУ.

Из выражения (8.8) следует, что погрешность дифференцирования зависит от сопротивления  $R_2$ .

Для построения высококачественных дифференциаторов, как правило, используют схемы с интеграторами, включенным в цепь ООС сумматора.

На рис. 8.5, *a*, *г* показаны две схемы дифференциаторов с инвертирующим (рис. 8.5, *а*) и неинвертирующим (рис. 8.5, *г*) интеграторами в цепи ООС сумматора на ОУ<sup>1</sup>.

Передаточную функцию для данных схем можно записать в следующем виде: для схемы рис. 8.5, *а*

$$U_{\text{вых}}(p) = -\frac{R_2 R_5}{R_1 R_4} p R_3 C_1 U_{\text{вх}}(p),$$

для схемы рис. 8.5, *г*

$$U_{\text{вых}}(p) = -\frac{R_2}{R_1 (1 + R_4/R_5)} p C_1 R_5 U_{\text{вх}}(p),$$

где  $R_2 R_4 = R_3 R_5$ .

Используя различные схемные решения интеграторов, можно получить ряд других схем дифференциаторов.

#### 4. ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Логарифмические усилители широко используются в различных фотоэлектрических преобразователях, быстродействующих умножителях и делителях и многих других устройствах. Существуют различные схемные решения логарифмических усилителей, из которых наиболее простыми являются схемы, построенные на основе логарифмической

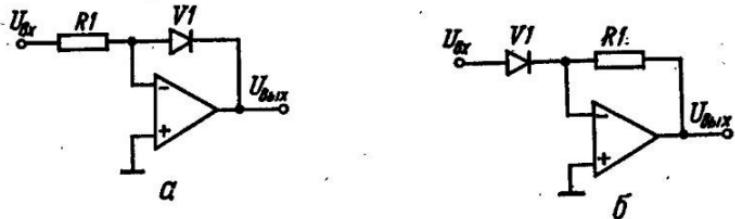


Рис. 8.6. Схемы логарифмического (*а*) и антилогарифмического (*б*) усилителей с диодом в прямой и обратной цепях передачи

зависимости  $U(I)$   $p-n$ -перехода, генератора экспоненциальных импульсов или на основе управляемых генераторов. Точные логарифмические усилители, как правило, строят на основе аппроксиматоров или аналого-цифровых преобразователей [10].

Логарифмические усилители с использованием зависимости напряжения от тока  $p-n$ -перехода. Ток, протекающий через  $p-n$ -переход, связан с напряжением на нем следующей зависимостью (в областях микротоков):

$$I_D = I_0 10^{\frac{(U_D)}{N}}, \quad (8.9)$$

где  $I_0$  — ток обратносмещенного  $p-n$ -перехода (ток утечки);  $N = \Phi_k \ln 10 \approx \frac{2,3 T^\circ}{11000} B$  — коэффициент, зависящий от температуры  $T^\circ$  (в градусах Кельвина);  $\Phi_k$  — контактная разность потенциалов  $p-n$ -перехода.

Из выражения (8.9) находим  $U_D = N \log I_D/I_0$ .

Включив  $p-n$ -переход (диод) в обратную (рис. 8.6, *а*) или прямую (рис. 8.6, *б*) цепи усилителя, можно построить логарифмический или антилогарифмический усилители.

Для схемы логарифмического усилителя можно записать следующее выражение:

$$U_{\text{вых}} = -N \log \frac{U_{\text{вх}}}{R I_0} = -N \log U_{\text{вх}} + N \log (R I_0). \quad (8.10)$$

Очевидно, что для обеспечения работы диода в области микротока сопротивление резистора  $R1$  необходимо выбирать большой величины (при малом входном напряжении), при этом входной ток ОУ должен быть по крайней мере на порядок меньше минимального тока, протекающего через диод.

Для схемы антилогарифмического усилителя передаточную функцию можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = -I_0 R1 \log \left( \frac{U_{\text{вх}}}{N} \right).$$

На практике для расширения динамического диапазона работы в логарифмических усилителях используют  $p-n$ -переходы (база — эмиттер) транзисторов (рис. 8.7). Схема рис. 8.7, а может работать с разнополярными входными сигналами. Передаточная функция описывается в данном случае выражением (8.10). Для расчета иоминала входного

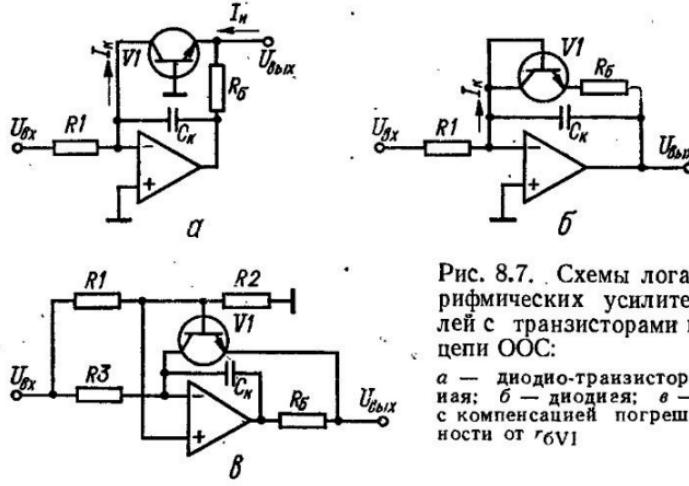


Рис. 8.7. Схемы логарифмических усилителей с транзисторами в цепи ООС:

а — диодо-транзисторная; б — диодная; в — с компенсацией погрешности от  $V_T$

резистора  $R1$  можно воспользоваться следующей зависимостью [13]:

$$U_{\text{вых}} = N \left[ \log \frac{I_k}{I_0} - \log \alpha \left( 1 + \frac{1}{\beta_t} \right) \right],$$

где  $I_k = \alpha I_0 \exp(U_{\text{вх}}/\Phi_k - 1) \left( 1 + \frac{1}{\beta_t} \right) = I_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/R_1$ ,  $\alpha$ ,  $\beta_t$  — коэффициенты усиления эмиттерного и базового токов соответственно.

Диапазон работы данной схемы зависит от величины  $\beta_t$ . Однако в связи с уменьшением  $\beta_t$  при уменьшении тока  $I_k$  диапазон работы достигает 7 дек ( $I_{\text{вх}} = 10^{-9} - 10^{-3}$  А).

В процессе работы сопротивление транзистора изменяется в больших пределах и, следовательно, в больших пределах изменяется коэффициент усиления усилителя. Поэтому для предотвращения самовозбуждения в схему вводится емкость  $C_k$ . При минимальном сопротивлении транзистора может возникнуть перегрузка ОУ по току. Для ограничения выходного тока последовательно с транзистором включают резистор  $R_6$ , сопротивление которого выбирается в диапазоне

$$\frac{U_{\text{OУых}}^{\max}}{I_{\text{OУых}}^{\max}} > R_6 > \frac{U_{\text{OУых}}^{\max}}{I_3 + I_1},$$

где  $I_u$ ,  $I_3$  — токи в нагрузке и эмиттере соответственно.

В схеме логарифмического усилителя рис. 8.7, б база подсоединенна к коллектору транзистора  $V1$ , вследствие чего транзистор работает в режиме диода. Диапазон работы усилителя в этом случае расширяется и достигает 9 дек ( $10^{-12} - 10^{-3}$  А).

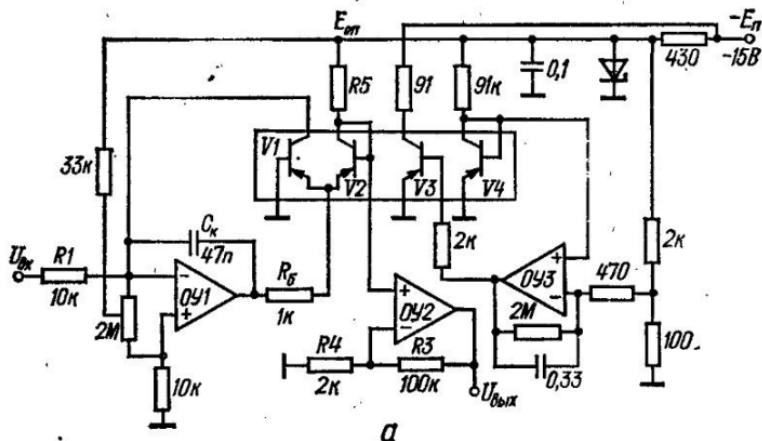
Передаточная функция в данном случае аналогична выражению (8.10). Для расчета сопротивления входного резистора  $R1$  используется следующая зависимость выход-

ного напряжения от параметров транзистора:

$$U_{\text{вых}} = N \left( \log \frac{I_k}{I_0} - \log \alpha \right) + I_k r_b,$$

где  $I_k = \alpha I_0 \left( \exp \frac{U_{\text{вх}}}{\Phi_k} - 1 \right) = I_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / R_1$ ;  $r_b$  — сопротивление базы транзистора (обычно, чем больше  $I_0$ , тем больше  $r_b$ ).

Для компенсации погрешности, обусловленной сопротивлением  $r_b$ , на базу транзистора через делитель подается часть входного напряжения (рис. 8.7, б).



a

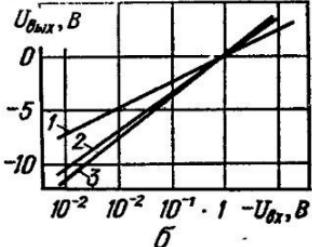


Рис. 8.8. Схема логарифмического усилителя с температурой стабилизацией (а) и его амплитудная характеристика (б)

Для данной схемы можно записать

$$U_{\text{вых}} = N \left[ \log \frac{I_k}{I_0} - \log \alpha \right] - \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{r_b}{R_3} \right) U_{\text{вх}}.$$

Приравняв  $r_b / R_3 = R_2 / (R_1 + R_2)$ , можно частично скомпенсировать погрешность, вносимую сопротивлением  $r_b$ .

Для компенсации токов утечки транзисторов логарифмические усилители обычно строят с использованием пары идентичных транзисторов (рис. 8.8, а) [12]. Первый каскад на ОУ1 аналогичен рассмотренной схеме рис. 8.7, а. Операция логарифмирования в данном случае производится с использованием зависимости разности напряжений переходов база—эмиттер транзисторов  $V1$ ,  $V2$  от тока коллектора  $V1$ :

$$\Delta U_{b2} = \Phi_k \ln \frac{I_{k1}}{I_{k2}} = \Phi_k \ln \left( \frac{U_{\text{вх}}}{E_{\text{оп}}} \frac{R_b}{R_1} \right),$$

где  $I_{k1} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1}$  — коллекторный ток  $V1$ ;  $I_{k2} = E_{\text{оп}} / R_b$  — коллекторный ток  $V2$ .

Поскольку напряжение на неинвертирующем входе ОУ2 равно  $\Delta U_{63}$ , то выходное напряжение можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = \Delta U_{63} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) = \Phi_k \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \ln \left(\frac{U_{\text{вх}}}{E_{\text{оп}}} \frac{R_5}{R_1}\right).$$

Для компенсации температурного дрейфа выходного напряжения, вызванного нестабильностью характеристик  $V1, V2$ , в усилитель включен каскад термостабилизатора.

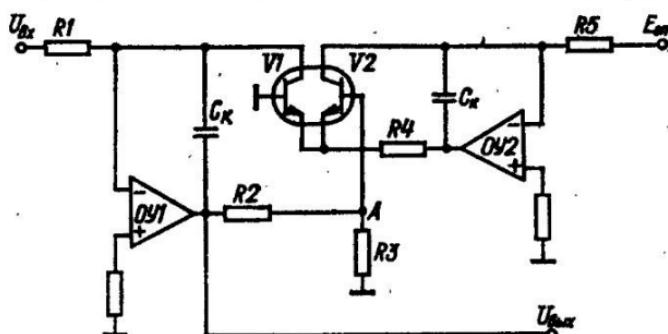


Рис. 8.9. Схема логарифмического усилителя с большим динамическим диапазоном

содержащий датчик температуры, роль которого выполняет транзистор  $V4$ , работающий в диодном режиме, нагревательный элемент, роль которого выполняет транзистор  $V3$ , и усилитель, построенный на  $ОУ3$  [9]. Так как транзисторы  $V1—V4$  расположены в одном кристалле (например, можно использовать микросхему типа К1НТ985), то температура кристалла будет определяться температурой транзистора  $V3$ . Для уменьшения температурного градиента транзистор  $V3$  конструктивно должен располагаться между транзисторами  $V1, V2$ . Точность поддержания температуры кристалла  $+85^{\circ}\text{C}$  при изменении температуры окружающей среды в диапазоне  $0—80^{\circ}\text{C}$  не хуже  $+0,1^{\circ}\text{C}$ . На рис. 8.8, б показан график функций передачи усилителя, в схеме которого используются  $ОУ$  типа К153УД2 и транзисторная сборка К1НТ985Б.

На графике линии 1, 2 соответствуют 0 и  $60^{\circ}\text{C}$  при отключенном каскаде термостабилизации. Линия 3 характеризует функцию передачи при включенном каскаде термостабилизации в том же диапазоне температур.

Динамический диапазон логарифмического усилителя, схема которого показана на рис. 8.9, больше чем у предыдущего и составляет  $\approx 100$  дБ. Здесь коллекторные токи транзисторов  $V1, V2$  соответственно равны  $I_{k1} = U_{\text{вх}}/R_1, I_{k2} = E_{\text{оп}}/R_5$ . Поскольку база транзистора  $V1$  заземлена, то потенциал точки  $A$  равен разности напряжений переходов база — эмиттер  $V1, V2$ , т. е.  $U_A = \Delta U_{63} = U_{631} - U_{632} = U_{\text{вых}} R_3 / (R_2 + R_3)$ .

Так как  $\Delta U_{63} = \Phi_k \ln (I_{k1}/I_{k2})$ , то  $U_{\text{вых}} =$

Рис. 8.10. Структурная (а) и принципиальная (б) схемы логарифмического усилителя, построенного на основе генератора экспоненциальных импульсов

Отсюда  $U_{\text{вых}} = -U_A (1 + R_2/R_3)$ . Так как  $\Delta U_{63} = \Phi_k \ln (I_{k1}/I_{k2})$ , то  $U_{\text{вых}} =$

Входной ток данной схемы может изменяться в диапазоне  $10^{-5}—10^{-3}$  А. Термокомпенсацию можно осуществить в данном случае аналогично схеме рис. 8.8, а.

Логарифмические усилители, построенные на основе генератора экспоненциальных импульсов. Простые и достаточно точные логарифмические усилители на одну-две декады можно построить на основе генератора экспоненциальных импульсов (рис. 8.10, а) [5]. В данной схеме генератор экспоненциальных импульсов ГЭИ непрерывно генерирует

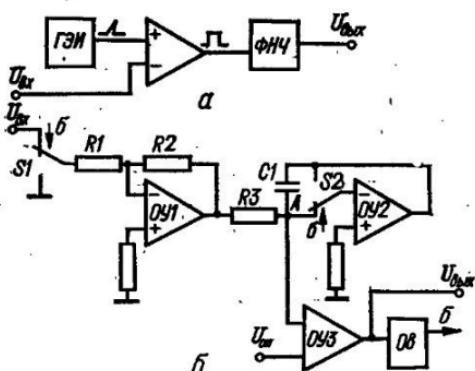


Рис. 8.10. Структурная (а) и принципиальная (б) схемы логарифмического усилителя, построенного на основе генератора экспоненциальных импульсов

Отсюда  $U_{\text{вых}} = -U_A (1 + R_2/R_3)$ . Так как  $\Delta U_{63} = \Phi_k \ln (I_{k1}/I_{k2})$ , то  $U_{\text{вых}} =$

Входной ток данной схемы может изменяться в диапазоне  $10^{-5}—10^{-3}$  А. Термокомпенсацию можно осуществить в данном случае аналогично схеме рис. 8.8, а.

Логарифмические усилители, построенные на основе генератора экспоненциальных импульсов. Простые и достаточно точные логарифмические усилители на одну-две декады можно построить на основе генератора экспоненциальных импульсов (рис. 8.10, а) [5]. В данной схеме генератор экспоненциальных импульсов ГЭИ непрерывно генерирует

импульсы вида

$$U_{\text{ГЭИ}} = U_0 e^{\frac{-t}{\tau}}.$$

С помощью ОУ мгновенное значение этих импульсов сравнивается с входным напряжением, при этом на выходе ОУ формируются прямоугольные импульсы, длительность которых

$$T = \tau \ln (U_{\text{вх}}/U_0).$$

Стабилизируя амплитуду и усредняя выходное напряжение  $Km$  с помощью фильтра нижних частот ФНЧ, получим

$$U_{\text{вых}} = \bar{U}_{\text{Km}} = K \ln (U_{\text{вх}}/U_0),$$

где  $K$  — постоянный коэффициент.

На рис. 8.10, б показана развернутая схема логарифмического усилителя [2]. В схему входят инвертирующий усилитель на ОУ1, интегратор на ОУ2, компаратор на ОУ3, одновибратор Ов, переключатели  $S1, S2$ . В исходном положении выходное напряжение инвертирующего усилителя и интегратора можно записать в виде  $U'_{\text{OУ1}} = -U_{\text{вх}} R_2/R_1$ ,  $U'_{\text{OУ2}} = -U_{\text{OУ1}} t/\tau$ , где  $\tau = R_3 C_1$ .

Через время  $t_1$ , которое задается одновибратором  $Ov$ , переключатели  $S1, S2$  изменяют свое положение. При этом  $U'_{\text{OУ1}} = 0$ ,  $U'_{\text{OУ2}} = 0$ , и конденсатор  $C1$ , напряжение на котором в данный момент равно  $U'_{\text{OУ2}}$ , будет разряжаться через  $R3$ . Поскольку напряжение в точке  $A$  при переключении  $S1, S2$  скачкообразно изменяется от нуля до  $U'_{\text{OУ2}}$ , а затем изменяется по экспоненциальному закону, то длительность импульса  $T_{\text{вых}}$ , возникающего на выходе ОУ3, будет определяться уровнем  $U'_{\text{OУ2}}$  и опорным напряжением  $U_{\text{оп}}$ , т. е.

$$T_{\text{вых}} = \tau \ln (U_{\text{вх}}/U_{\text{оп}}).$$

Отсюда следует, что длительность выходного импульса имеет логарифмическую зависимость от уровня входного напряжения. Задним фронтом этого импульса вновь запускается одновибратор  $Ov$ , и процесс повторяется. Для получения выходного сигнала в виде напряжения, на выходе можно включить ФНЧ. Если требуется получить выходной сигнал в виде кода, то длительность выходного импульса преобразовывается в код с помощью соответствующего преобразователя.

Схемы логарифмических усилителей можно также построить с использованием логарифмической зависимости длительности выходных импульсов управляемых генераторов прямоугольных импульсов от входного сигнала.

## 5. УМНОЖИТЕЛИ

Умножители характеризуются следующими основными параметрами:

1. Рабочие квадранты, т. е. определенные сочетания знаков входных переменных, при которых обеспечивается выполнение операций. В соответствии с этим умножители, реализующие произведение двух сомножителей любого знака, называются четырехквадрантными; в двухквадрантном умножителе знак изменяется только у одного из сомножителей, а в одноквадратном умножителе сомножители имеют постоянные знаки.

2. Относительная погрешность, характеризующая точность работы умножителя в установленвшемся режиме,

$$\delta = \frac{U_{\text{вых.р}} - U_{\text{вых.и}}}{U_{\text{вых}}^{\max}},$$

где  $U_{\text{вых.р}}$ ,  $U_{\text{вых.и}}$  — выходные напряжения реального и идеального умножителей.

3. Динамический диапазон, определяемый отношением максимального значения входной (выходной) переменной к ее минимальному значению. Динамический диапазон измеряется в логарифмических единицах и рассчитывается по формуле

$$D = 20 \lg U_{\text{вх(2)}}^{\max}/U_{\text{вх(2)}}^{\min}.$$

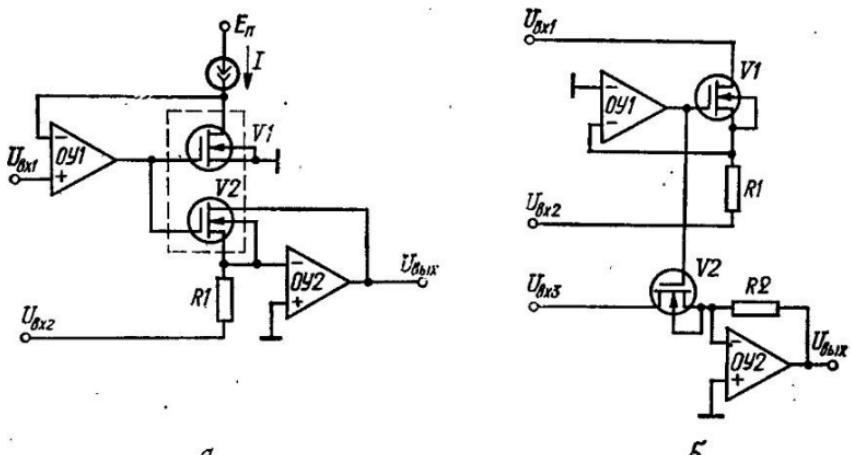


Рис. 8.11. Схемы умножителя (а) и умножителя-делителя (б), построенные на основе согласованной пары транзисторов

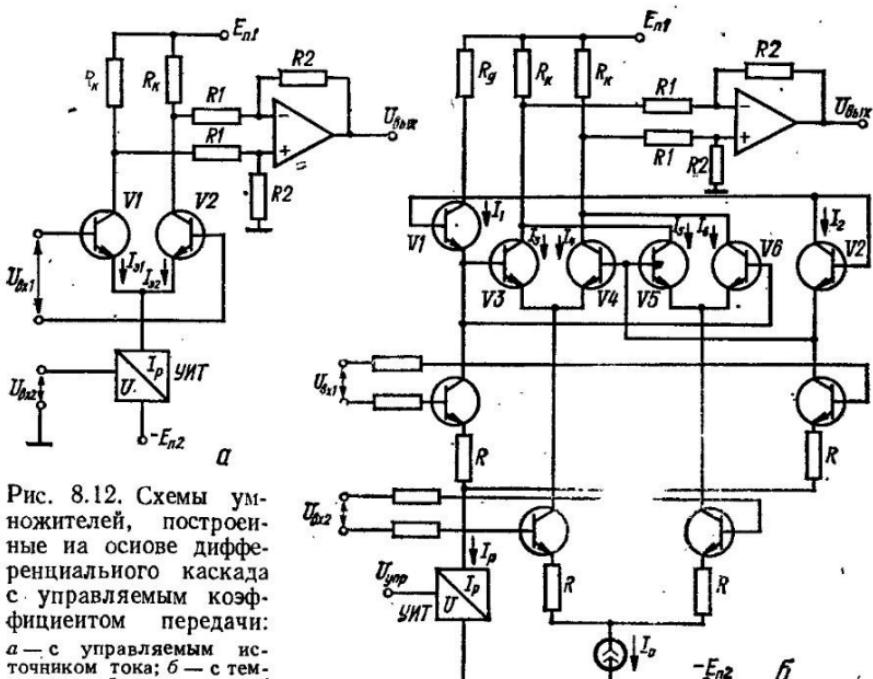


Рис. 8.12. Схемы умножителей, построенные на основе дифференциального каскада с управляемым коэффициентом передачи:

а — с управляемым источником тока; б — с температурной стабилизацией

4. Полоса пропускания  $\Delta f$ , характеризующая диапазон рабочих частот синусоидальных входных сигналов  $U_{bx1}(\omega)$  и  $U_{bx2}(\omega)$ , при котором динамическая погрешность не превышает допустимого значения.

**Умножители, построенные на основе согласованной пары транзисторов.** Схема одноквадраントного умножителя, построенная на основе согласованной пары полевых транзисторов  $V1, V2$  [4], показана на рис. 8.11, а. В данной схеме напряжение на стоке транзистора  $V1$  с помощью  $OY1$  поддерживается равным входному напряжению  $U_{bx1}$ . Ток через транзистор  $V1$  задается источником тока  $I$ , в связи с чем сопротивление канала  $V1$  будет линейно зависеть от входного сигнала  $R_{DS1} = U_{bx1}/I$ . Сопротивление канала  $V2$  также линейно изменяется от входного сигнала  $U_{bx1}$ , так как управление транзисторами  $V1, V2$  осуществляется одновременно с выходом  $OY1$ , и истоки обоих транзи-

сторов имеют одинаковый (нулевой) потенциал. Для согласованной пары транзисторов  $V_1, V_2$  можно записать равенство  $R_{DS1} = KR_{DS2}$ . Поскольку транзистор  $V_2$  включен в цепь ООС усилителя  $OY2$ , то напряжение на выходе  $OY2$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{bx2}} R_{DS2} / R = U_{\text{bx1}} U_{\text{bx2}} K / R_1.$$

В связи с тем что сопротивление канала  $R_{DS1}$  ограничено снизу предельными значениями 50—300 Ом, минимальный уровень входных сигналов также ограничен.

На рис. 8.11, б показан вариант схемы одноквадрантного умножителя-делителя. В этой схеме используется согласованная пара транзисторов  $V_1, V_2$ . Для случая  $U_{\text{bx1}} > 0, U_{\text{bx2}} < 0$  сопротивление канала транзистора  $V_1$  можно записать в виде  $R_{DS1} = U_{\text{bx1}} / I = U_{\text{bx1}} R_1 / U_{\text{bx2}}$ . Так как потенциал истоков  $V_1, V_2$  равен нулю, а напряжение затвор — исток обоих транзисторов определяется выходным напряжением  $OY1$ , то сопротивления каналов  $R_{DS1}, R_{DS2}$  будут изменяться пропорционально  $U_{\text{bx1}}$ . Для положительной полярности  $U_{\text{bx3}}$  можно записать следующее выражение:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{bx3}} R_2 / R_{DS2} = U_{\text{bx2}} U_{\text{bx3}} R_2 / R_1 U_{\text{bx1}}.$$

Минимальные уровни входных сигналов в данной схеме определяются минимально возможным сопротивлением открытого канала  $R_{DS1}, R_{DS2}$ .

Сравнительно высокоточные четырехквадрантные умножители (имеющие погрешность 0,5 % и менее) с широкой полосой пропускания можно построить на основе дифференциального каскада, коэффициент усиления которого изменяется пропорционально управляемому напряжению. На рис. 8.12, а показан наиболее простой вариант схемы такого умножителя. Эмиттерные токи транзисторов  $V_1, V_2$  определяются выражениями [7]

$$I_{\text{e1}} = I_{\text{e601}} (e^{U_{\text{e61}}/\Phi_K} - 1);$$

$$I_{\text{e2}} = I_{\text{e602}} (e^{U_{\text{e62}}/\Phi_K} - 1),$$

где  $I_{\text{e60}}$  — начальный ток эмиттерного перехода.

Если выбрать  $e^{U_{\text{e6}}/\Phi_K} \gg 1$ , то  $dI_{\text{e}}/dU_{\text{e6}} \approx I_{\text{e}}/\Phi_K$ .

При идеальном согласовании параметров транзисторов  $V_1, V_2$  можно записать (переходя от дифференциалов к конечным приращениям)

$$\Delta I_{\text{e1}} \approx I_p \Delta U_{\text{e61}} / 2\Phi_K; \quad \Delta I_{\text{e2}} \approx I_p \Delta U_{\text{e62}} / 2\Phi_K.$$

Выходным параметром дифференциального каскада является разность коллекторных напряжений транзисторов  $\Delta U_K = \Delta U_{k1} - \Delta U_{k2}$ . Так как  $\Delta I_{k1} = \alpha_1 \Delta I_{\text{e1}}, \Delta I_{k2} = \alpha_2 \Delta I_{\text{e2}}$ , то при условии  $\alpha_1 = \alpha_2 \approx 1$  находим  $\Delta U_K = \Delta I_{k1} R_K - \Delta I_{k2} R_K = R_K I_p U_{\text{bx1}} / 2\Phi_K$ , где  $I_p = 2I_{\text{e1}} = 2I_{\text{e2}}$ . Отсюда следует, что коэффициент усиления дифференциального каскада  $K_{\text{д.к.}} = \Delta U_K / U_{\text{bx1}}$  пропорционален току  $I_p$ , который задается управляемым источником тока УИТ.

Учитывая, что  $I_p = K_{\text{УИТ}} U_{\text{bx2}}$ , получаем:

$$\Delta U_K = \frac{R_K}{2\Phi_K} K_{\text{УИТ}} U_{\text{bx1}} U_{\text{bx2}}.$$

Напряжение  $\Delta U_K$  усиливается дифференциальным усилителем, построенным на ОУ. Поэтому

$$U_{\text{вых}} = \Delta U_K \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2 R_K}{2 R_1 \Phi_K} K_{\text{УИТ}} U_{\text{bx1}} U_{\text{bx2}}.$$

Отсюда следует, что выходное напряжение умножителя зависит от  $\Phi_K$  — параметра с низкой температурной стабильностью.

Несколько усложнив данную схему, можно улучшить температурную стабильность умножителя. На рис. 8.12, б показана схема, где используются три пары согласованных транзисторов  $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$  [7]. Напряжения эмиттерных переходов

транзисторов определяются соотношением

$$U_{96} = \Phi_k \ln I_3 / I_{960}.$$

Учитывая данное выражение и соотношение  $U_{961} + U_{963} = U_{962} + U_{964}$ , можно записать выражение в виде

$$\ln \frac{I_1}{I_{9601}} + \ln \frac{I_{93}}{I_{9603}} = \ln \frac{I_2}{I_{9602}} + \ln \frac{I_{94}}{I_{9604}},$$

или

$$I_1 I_3 / I_{9601} I_{9603} = I_2 I_{94} / I_{9603} I_{9604}.$$

При идеальном согласовании параметров транзисторов получим  $I_1 / I_2 = I_{94} / I_{93}$ . Так как коэффициенты усиления по току транзисторов близки к единице, то можно считать, что эмиттерные и коллекторные токи равны. Поэтому  $I_1 / I_2 = I_4 / I_3$ . Аналогичным

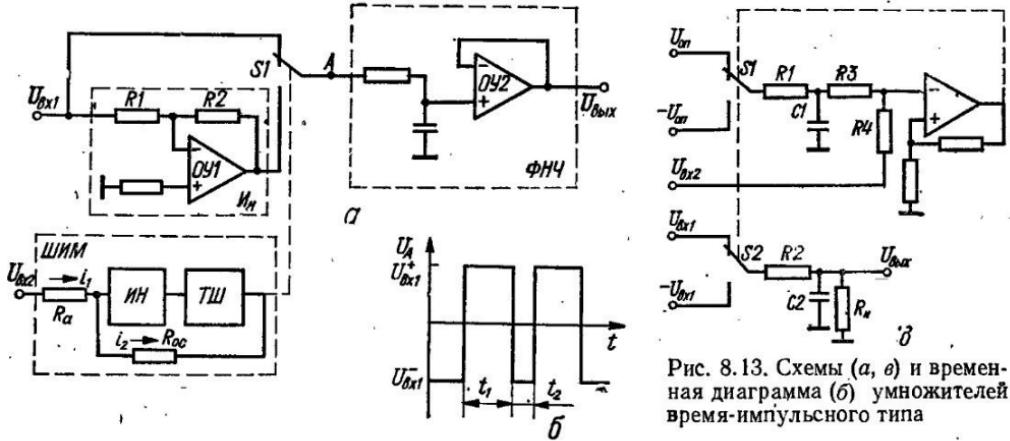


Рис. 8.13. Схемы (а, в) и временная диаграмма (б) умножителей времени-импульсного типа

образом, исходя из соотношения  $U_{961} + U_{963} = U_{962} + U_{964}$ , находим  $I_1 / I_2 = I_4 / I_3$ . Следовательно, в рассматриваемой схеме отношения коллекторных токов транзисторов дифференциальных каскадов всегда равны отношению токов, протекающих через эмиттерные переходы транзисторов  $V1, V2$ . При этом данные соотношения не зависят от температуры.

Легко показать, что разность токов, протекающих через резисторы  $R_k$ ,

$$\Delta I_k = -U_{\text{вх}1} U_{\text{вх}2} / I_p R^2,$$

где  $I_p = K_{\text{УИТ}} U_{\text{упр}}$ .

Переход к несимметричному выходу и установление требуемого масштабного коэффициента осуществляются с помощью дифференциального усилителя, выполненного на  $OY$ . Его выходное напряжение можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_2 R_k}{R_1 R^2 K_{\text{УИТ}}} \frac{U_{\text{вх}1} U_{\text{вх}2}}{U_{\text{упр}}}.$$

Отсюда следует, что при идеальном согласовании параметров транзисторов  $V1-V4$  результат умножения не зависит от  $\Phi_k$ , а температурная стабильность определяется температурными коэффициентами элементов, входящих в схему, и точностью согласования параметров транзисторов. Используя серийно выпускаемые интегральные сборки транзисторов, можно построить четырехквадрантный умножитель, имеющий динамический диапазон работы 40–50 дБ, статическую погрешность не более 0,5 % и полосу пропускания (по уровню 3 дБ) не менее 1 МГц [3].

**Умножители времени-импульсного типа.** Высокоточные умножители, работающие в диапазоне частот 0–100 Гц, можно построить на основе времени-импульсного метода умножения. Принцип действия таких умножителей поясним с помощью схемы, показан-

на рис. 8.13, а. Входной сигнал  $U_{\text{вх}1}$ , преобразовывается с помощью инвертора, построенного на ОУ1, в два противофазных одинаковых по абсолютному значению сигнала. Второй входной сигнал  $U_{\text{вх}2}$ , преобразованный с помощью широтно-импульсного модулятора ШИМ в длительность импульса, управляет положением переключателя  $S1$ , выход которого подключен ко входу фильтра низких частот ФНЧ. Среднее значение напряжения на выходе переключателя (точка А), получаемое с помощью ФНЧ,

$$U_{\text{вых}} = U_A^- = U_{\text{вх}1} (t_1 - t_2),$$

где  $t_1$ ,  $t_2$  — длительности положительных и отрицательных импульсов, поступающих на  $S1$  от ШИМ (рис. 8.13, б).

Допустим, что схема ШИМ построена на основе интегратора (ИН) и триггера Шмитта (ТШ), включенного на выходе интегратора. Тогда для ШИМ можно записать следующее соотношение:

$$i_1 = U_{\text{вх}2}/R_a = i_2 =$$

$$= U_{\text{ог}}^+ t_1/R_{\text{ог}} - U_{\text{ог}}^- t_2/R_{\text{ог}} =$$

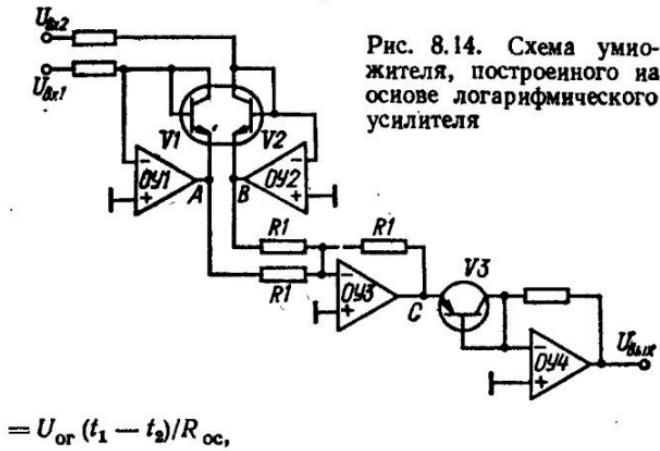


Рис. 8.14. Схема умножителя, построенного на основе логарифмического усилителя

$$= U_{\text{ог}} (t_1 - t_2)/R_{\text{ог}},$$

где  $U_{\text{ог}}^\pm$  — порог ограничения выходного напряжения триггера Шмитта.

Из данного соотношения при  $R_a = R_{\text{ог}}$  следует

$$t_1 - t_2 = U_{\text{вх}1} U_{\text{вх}2} / U_{\text{ог}}.$$

Следовательно,

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}1} U_{\text{вх}2} / U_{\text{ог}}.$$

Данный умножитель позволяет производить умножение в четырех квадрантах с погрешностью 0,1 % и менее (в зависимости от схемной реализации узлов ШИМ,  $S1$ , ИН, ФНЧ).

Другой вариант четырехквадрантного умножителя времяз-импульсного типа показан на рис. 8.13, в [6]. В схему входят компаратор, построенный на ОУ, переключатель  $S1$ ,  $S2$ , фильтры  $R1C1$ ,  $R2C2$ . Компаратор совместно с фильтром  $R1C1$  образуют схему генератора управляющих импульсов, относительная длительность которых пропорциональна отношению  $U_{\text{вх}2}/U_{\text{оп}}$ . Эти импульсы управляют работой переключателя  $S2$ , вследствие чего (аналогично схеме рис. 8.13, а) напряжение на его выходе пропорционально отношению  $U_{\text{вх}1} U_{\text{вх}2} / U_{\text{оп}}$ :

$$U_{\text{вых}} = \frac{\beta_1}{\beta_2} \frac{R_3}{R_4} \frac{U_{\text{вх}1} U_{\text{вх}2}}{U_{\text{оп}}} = K \frac{U_{\text{вх}1} U_{\text{вх}2}}{U_{\text{оп}}},$$

где  $\beta_1 = R_h/(R_2 + R_h)$ ;  $\beta_2 = R_3/(R_1 + R_3)$ .

При выборе коэффициента  $K$  необходимо иметь в виду, что он связан с диапазоном изменения множителя  $U_{\text{вх}2}$ . С ростом коэффициента  $K$  диапазон уменьшается. Если задано  $|U_{\text{вх}2}^{\max}|$ , то

$$K = \beta_1 / |U_{\text{вх}2}^{\max}|.$$

**Умножители, построенные на основе логарифмических усилителей.** Алгоритм работы таких умножителей сводится к логарифмированию входных сигналов с помощью логарифмических усилителей, суммированию результатов логарифмирования и антилогарифмированию результата суммирования.

\* Для упрощения явлvertоры сигнала  $U_{\text{вх}1}$  и опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$  на рис. 8.13, в не показаны.

На рис. 8.14 показана схема умножителя, в которой используются два логарифмических усилителя, построенных соответственно на  $OY_1$ ,  $OY_2$ ; сумматор на  $OY_3$  и антилогарифмический усилитель на  $OY_4$ .

Напряжения в точках  $A$ ,  $B$ ,  $C$  схемы можно записать в виде

$$U_A = \ln U_{bx1}; \quad U_B = \ln U_{bx2}; \quad U_C = \ln U_{bx1} + \ln U_{bx2} = \ln(U_{bx1}U_{bx2}).$$

Учитывая данные выражения, выходное напряжение можно представить в виде

$$U_{\text{вых}} = e^{U_C} = U_{bx1}U_{bx2}.$$

Используя, например, схему логарифмического усилителя (см. рис. 8.8, а), можно построить умножитель, имеющий погрешность не хуже 0,5 %. Полоса пропускания умножителей, построенных на основе логарифмических усилителей, зависит от уровня входных сигналов.

## Глава 9

### ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

#### 1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ «СОПРОТИВЛЕНИЕ — НАПРЯЖЕНИЕ»

Для получения линейной зависимости напряжения от сопротивления в преобразователях «сопротивление — напряжение» ( $\langle R/U \rangle$ ) резистивный датчик запитывается от источника тока. Если резистивный датчик удален от источника тока или от усилителя, то для устранения влияния соединительных проводов используются мостовые схемы преобразователей (рис. 9.1), в которых частично или полностью компенсируется влияние сопротивления соединительных проводов  $R_{n1}$ ,  $R_{n2}$ ,  $R_{n3}$  и начальное сопротивление датчика [4].

Для схемы рис. 9.1, а передаточную функцию можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = E_{\text{оп}} \frac{\frac{R_x + R_{n1}}{R_1 + R_{n2}}}{R_2 + R_3},$$

где  $R_x$  — сопротивление датчика;  $R_{n1}$ ,  $R_{n2}$  — сопротивление проводов.

Принимая  $R_2 = R_3 = R$ ,  $R_{x0} = R_1$ , где  $R_{x0}$  — начальное сопротивление датчика, получаем:

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{2} E_{\text{оп}} \frac{\Delta R_x + R_{n2} - R_{n1}}{R_1 + R_{n1}}.$$

Отсюда следует, что при  $R_{n1} = R_{n2}$  погрешность, обусловленную сопротивлениями проводов, можно существенно уменьшить (при  $R_{x0} \gg R_{n1}$ ).

В схеме рис. 9.1, б сопротивления  $R_{n1}$ ,  $R_{n2}$  включены последовательно с высокомными сопротивлениями  $R_I$ ,  $R_{bxOy}$ , где  $R_I$ ,  $R_{bxOy}$  — выходное сопротивление источника тока и входное сопротивление ОУ. Поэтому влиянием  $R_{n1}$ ,  $R_{n2}$  можно пренебречь. Сопротивление  $R_{n4}$  включено в прямой тракт преобразования, в связи с чем оно также не оказывает влияния на результат преобразования. Для уменьшения влияния сопротивления  $R_{n3}$  на выходе преобразователя можно включить повторитель напряжения.

Передаточная функция данного преобразователя имеет вид

$$U_{\text{вых}} = -I_{\text{оп}}R_x + E_{\text{оп}}.$$

На рис. 9.1, в показана схема преобразователя с мостом, удаленным от усилителя. Здесь в точку  $A$  мостовой схемы подается опорное напряжение  $E_{\text{оп}}$  (с помощью повторителя на  $OY_1$ ). При этом в точке  $B$  с помощью  $OY_2$  поддерживается напряжение  $U_B = -E_{\text{оп}}R_2/R_1$ , в результате чего обеспечивается равенство нулю потенциала точки  $B$ .

Функция передачи для данной схемы имеет вид

$$U_{\text{вых}} = E_{\text{оп}} \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}.$$

Отсюда следует, что сопротивления проводов  $R_{\text{п}1} - R_{\text{п}4}$  не влияют на результат преобразования. Для исключения влияния сопротивления  $R_{\text{п}5}$  на выходе преобразователя можно включить повторитель напряжения. В данной схеме резистивный датчик можно включить в любое плечо моста, однако функция передачи будет линейна только по отношению к плечу  $R2$ .

В преобразователях, где резисторные датчики работают на сравнительно высокой частоте, существенное влияние на погрешность оказывает емкость проводов. Для устранения этого влияния можно использовать мостовую схему с короткозамкнутой выходом

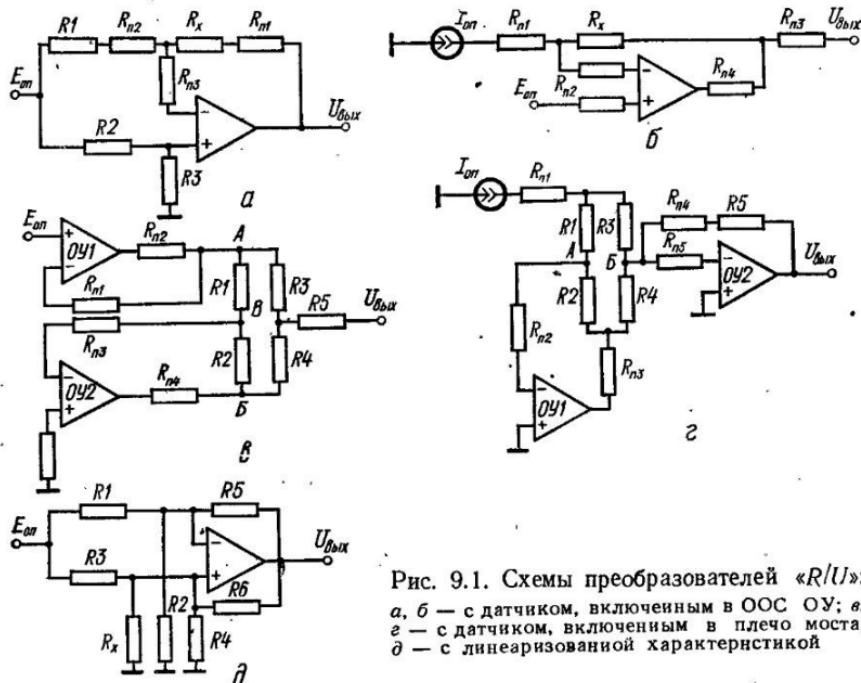


Рис. 9.1. Схемы преобразователей « $R/U$ »:  
а, б — с датчиком, включенным в ООС ОУ; в,  
г — с датчиком, включенным в плечо моста;  
д — с линеаризованной характеристикой

ной диагональю (рис. 9.1, г). В этой схеме мост  $R1, R2, R3, R4$  питается от источника тока  $I_{\text{оп}}$ , при этом емкость и сопротивление провода  $R_{\text{п}1}$  не оказывают существенного влияния на результат преобразования. Точки А и Б измерительной диагонали моста имеют потенциалы, равные нулю. Потенциал точки А поддерживается равным нулю с помощью ОУ1, а точки Б — с помощью ОУ2, охваченного ООС. Поскольку напряжение в измерительной диагонали примерно равно нулю, то и влияние емкостей проводов, подходящих к измерительной диагонали, будет несущественным. Сопротивления проводов  $R_{\text{п}2}, R_{\text{п}5}$  не оказывают влияния, так как они включены последовательно с высокоомным входом ОУ1, ОУ2 соответственно. Сопротивление  $R_{\text{п}3}$  включено в прямой тракт усиления ОУ1 и также не влияет на результат преобразования.

Передаточную функцию для данной схемы можно представить в виде

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{оп}} (R_6 + R_{\text{п}4}) \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_4 (R_1 + R_3)}.$$

Отсюда следует, что функция передачи линейна по отношению к сопротивлению  $R2$ .

При использовании нелинейных резисторных датчиков линеаризацию передаточной функции можно осуществить путем включения в мостовых схемах положительной обратной связи. На рис. 9.1, д показана схема мостового преобразователя, в котором ОУ охвачен как отрицательной, так и положительной обратными связями.

При условии  $R_1 = R_2 = R_3 = R$  и  $R_x = R + \Delta R$  можно записать [4]:

$$U_{\text{вых}} = E_{\text{оп}} \frac{\frac{\Delta R}{R} + (R + \Delta R) \left( \frac{1}{R_5} - \frac{1}{R_6} - \frac{1}{R_4} \right)}{1 + \left( 1 + \frac{\Delta R}{R} \right) \left( 1 + \frac{R}{R_4} - 2 \frac{R_5}{R_6} \right)}. \quad (9.1)$$

Условие равновесия моста ( $R1, R2, R3, R_x$ ) имеет следующий вид:

$$\frac{1}{R_5} = \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_4}.$$

Для обеспечения линейной зависимости выходного напряжения от  $R_x$  требуется обеспечить равенство  $1 + R/R_4 = 2R_5/R_6$ . Если известны  $R$  и  $R_5$ , то резисторы  $R_6$  и  $R_4$  можно рассчитать по формулам

$$R_6 = R_5 (2R_5 + R)/(R + R_5), \quad R_4 = 2R_5 + R.$$

Из выражения (9.1) следует, что изменения сопротивления резисторов  $R4, R6$ , можно получить переменные знак и величину нелинейности коэффициента передачи.

## 2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ «СОПРОТИВЛЕНИЕ — ЧАСТОТА»

Основными требованиями, предъявляемыми к преобразователям «сопротивление — частота» ( $\langle R/f \rangle$ ), являются требования высокой линейности и стабильности функции передачи. На рис. 9.2 показана схема преобразователя  $\langle R/f \rangle$ , имеющего высокую линейность и стабильность функции передачи [1]. В схему входят интегратор, построенный на  $OY1$ , компаратор  $OY2$  и неинвертирующий усилитель, построенный на  $OY3$ . Компаратор и неинвертирующий усилитель образуют триггер Шmittа, на вход которого поступает пилообразный сигнал с выхода интегратора (точка  $A$ ). Схема преобразователя представляет собой генератор прямоугольных импульсов. Если амплитуды положительного и отрицательного выходных импульсов равны по модулю, т. е.

$|U_{\text{вых}}^+| = |U_{\text{вых}}^-| = U_0$  и  $U_{\text{вых}}^\pm < U_{\text{нас}}^\pm$ , где  $U_{\text{нас}}^\pm$  — напряжение насыщения  $OY1$  ( $OY3$ ), то при изменении полярности выходных импульсов напряжение на входах компаратора (точки  $A, B$ ) изменяется скачкообразно на величину  $\Delta U_A = 2U_0$ ,  $\Delta U_B = 2U_0 (1 + R_0/R_x)$ . Затем напряжение на выходе  $OY1$  (точка  $A$ ) будет линейно изменяться с постоянной временной  $\tau = R_1 C_1$  в течение полупериода  $T/2$  до момента равенства напряжений  $U_A = U_B$ , т. е.

$$2U_0 + U_0 T/2\tau = 2U_0 (1 + R_0/R_x).$$

Отсюда находим частоту колебаний  $f = R_x / 4R_0 R_1 C_1$ .

Для исключения влияния емкости кабеля  $C_k$ , соединяющего резисторный датчик  $R_x$  с преобразователем, необходимо сопротивление резистора  $R_0$  выбрать такой величины, чтобы переходной процесс, обусловленный этой емкостью, полностью закончился в течение одного полупериода. Определив таким образом  $R_0$ , затем легко рассчитать требуемые  $U_0$  и  $\tau$ .

## 3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ «ЕМКОСТЬ — ЧАСТОТА»

Для построения преобразователей «емкость — частота» ( $\langle C/f \rangle$ ) можно использовать различные  $RC$ -генераторы. Схема преобразователя, показанная на рис. 9.3,  $a$  [2], состоит из усилителя на  $OY1$ , интегратора на  $OY2$ , усилителя-ограничителя  $U_{\text{ог}}$  и делителя напряжения  $Dn$ . Схема преобразователя представляет собой генератор прямоугольных импульсов. При изменении полярности выходных импульсов, амплитуды которых равны по модулю, напряжение на выходе  $OY1$  (точка  $A$ ) скачкообразно изменяется на величину  $U_0 (1 + C_x/C_0)$ , где  $C_x$  — емкость датчика. Для того чтобы потенциал точки  $A$  после скачкообразного изменения был постоянным, инвертирующий вход  $OY1$  под-

ключается через резистор  $R_1$  к выходу преобразователя, при этом постоянная времени  $\tau_1 = R_1 C_0$  выбирается достаточно большой. Напряжение  $U_A$  и напряжение, поступающее с выхода  $\Delta n$   $U_0/n$ , интегрируются в течение полупериода, величина которого определяется из соотношения

$$\frac{U_0}{n} = \frac{t}{R_2 C_1} [U_0 (1 + C_x/C_0) - U_0/n],$$

где  $U_0$  — амплитуда выходного напряжения;  $n$  — коэффициент деления  $\Delta n$ .

Отсюда

$$f = \frac{1}{2} \left( \frac{n-1}{\tau} + \frac{nC_x}{\tau C_0} \right) = \\ = f_0 + \frac{nC_x}{2C_0\tau},$$

где  $\tau = R_2 C_1$ ;  $f_0$  — начальная частота.

Другой вариант преобразователя « $C/f$ » показан на рис. 9.3, б. Схема преобразователя представляет собой генератор прямоугольных импульсов, в который входит интегратор, состоящий из источника тока на  $OY1$ ,  $R_x, C_x$ -интегрирующей цепи, повторителя напряжения на  $OY2$  и триггера Шmittта на  $OY3$ . Все узлы, входящие в преобразователь, рассмотрены в соответствующих разделах данного справочника. Передаточную функцию данного преобразователя можно представить в виде

$$f = 4C_x R_x \frac{R_6 R_1}{R_5 R_2}.$$

Отсюда следует, что частота выходного сигнала преобразователя изменяется прямо пропорционально емкости  $C_x$  и сопротивлению резистора  $R_x$ , т. е. данный преобразователь можно использовать как преобразователь « $C/f$ », « $R/f$ » или « $t/f$ ».

#### 4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ «ТЕМПЕРАТУРА — НАПРЯЖЕНИЕ»

Простые и точные преобразователи «температура — напряжение» ( $T^0/U$ ) можно построить на основе кремниевого транзистора, используемого в качестве датчика температуры [5; 9].

Ток коллектора кремниевого транзистора можно представить в виде [9]

$$I_k = \frac{\alpha}{\eta} (T^0)^r \exp(-gU_0/K_b T^0) \{ \exp(gU_{b3}/K_b T^0) - 1 \},$$

где  $\eta$  — коэффициент ионизации;  $T^0$  — абсолютная температура;  $r$  — коэффициент подвижности неосновных носителей в базовой области;  $\alpha$  — коэффициент, зависящий от геометрических размеров транзистора;  $U_0$  — экстраполированное значение запрещенной зоны кремния;  $U_{b3}$  — напряжение перехода база — эмиттер;  $g, K_b$  — заряд электрона и постоянная Больцмана.

Для большинства кремниевых транзисторов  $U_0 = 1,205$  В,  $r = 1,5$ .

Учитывая, что  $gU_{b3}/K_b T^0 \gg 1$  и  $\eta \approx 1$ , представим данное выражение в виде

$$U_{b3} = U_0 - (K_b T^0/g) \ln(\alpha T^0 / I_k) = U_0 - (U_0 - U_{b31}) T^0 / T_1^0 - \\ - (K_b T^0 / g) \ln((T^0 / T_1^0)^r (I_{k1} / I_k)), \quad (9.2)$$

где  $U_{b31}$  — напряжение перехода база — эмиттер при температуре  $T_1^0$ ;  $I_{k1}$  — ток коллектора при температуре  $T_1^0$ .

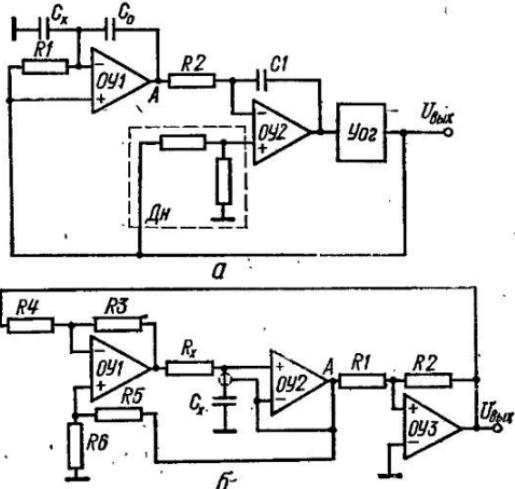


Рис. 9.3. Схемы преобразователей « $C/f$ »

Первая производная функция (9.2), характеризующая нелинейность функции передачи, определяется как

$$\dot{U}_{\delta \vartheta} = \partial U_{\delta \vartheta} / \partial T^0 = (U_{\delta \vartheta} - U_0) / T^0 - (K_b/g) \{r - (T^0/I_k) (\partial I_k / \partial T^0)\}. \quad (9.3)$$

Из выражений (9.2), (9.3) следует, что при  $I_k = \text{const}$  наблюдается небольшая погрешность нелинейности, величина которой зависит от диапазона изменения функции  $U_{\delta \vartheta}$  ( $T^0$ ).

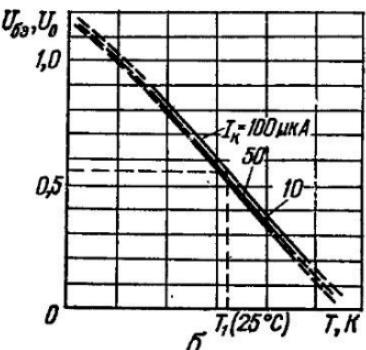
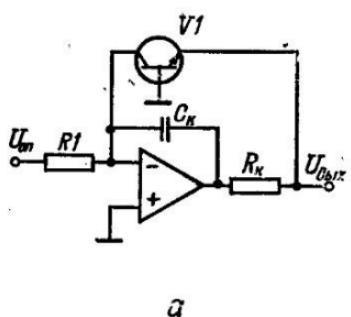
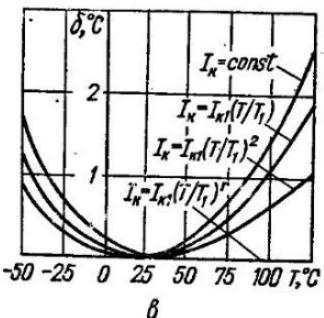


Рис. 9.4. Схема (а), зависимость выходного напряжения от температуры (б) и зависимость погрешности нелинейности от вида корректирующей функции  $I_k (T^0)$  (в) преобразователя  $\langle T^0/U \rangle$  с кремниевым транзистором в качестве датчика температуры



Оценим нелинейность функции (9.2) относительно касательной, проведенной через точку  $U_{\delta \vartheta 1} (T_1^0)$ . Уравнение этой касательной можно представить в виде

$$U_{\delta \vartheta}^* = U_{\delta \vartheta 1} + \dot{U}_{\delta \vartheta 1} (T^0 - T_1^0) = U_0^* - (T^0/T_1^0) (U_0^* - U_{\delta \vartheta 1}), \quad (9.4)$$

где  $U_0^* = U_0 + (K_b T_1^0 / g) \{r - (T_1^0/I_{k1}) (\partial I_k / \partial T^0)\}_{T^0=T_1^0}$ .

Вычитая из уравнения (9.4) выражение (9.2), получаем теоретическое отклонение реальной функции  $U_{\delta \vartheta} (T^0)$  от идеальной линейной функции  $U_{\delta \vartheta}^* (T^0)$ :

$$\Delta U_{\delta \vartheta} = U_{\delta \vartheta} - U_{\delta \vartheta}^* = \{K_b (T_1^0 - T^0)/g\} \{r - (T_1^0/I_{k1}) (\partial I_k / \partial T^0)\}_{T^0=T_1^0} + (K_b T^0 / g) \ln \{(T^0/T_1^0)^r (I_{k1}/I_k)\}. \quad (9.5)$$

На рис. 9.4, а показан наиболее простой вариант схемы преобразователя  $\langle T^0/U \rangle$ , где коллекторный ток через транзистор  $V1$  задается с помощью опорного источника напряжения  $U_{\text{оп}}$  и резистора  $R1$ . Цепь  $R_k C_k$  включена для обеспечения устойчивости ОУ. Выходное напряжение преобразователя определяется по формуле (9.2). Графически передаточная функция  $U_{\text{вых}} (T^0)$  показана на рис. 9.4, б.

Из выражения (9.5) при  $I_k = \text{const}$  находим значение нелинейности (в абсолютных единицах) передаточной функции данной схемы:

$$\Delta U_{\delta \vartheta} = r (K_b/g) (T_1^0 - T^0) + r (K_b T^0 / g) \ln (T^0/T_1^0).$$

Один из путей уменьшения этой нелинейности заключается в регулировании тока

коллектиора транзистора  $V1$  в зависимости от температуры. Используя различные функции  $I_k(T)$ , можно скомпенсировать нелинейность функции  $U_{69}(T)$ .

Так, для  $I_k = I_{k1} (T^0/T_1^0)$  имеем

$$\Delta U_{69} = (r - 1) (K_6/g) (T_1^0 - T^0) + (r - 1) (K_6 T^0/g) \ln (T^0/T_1^0),$$

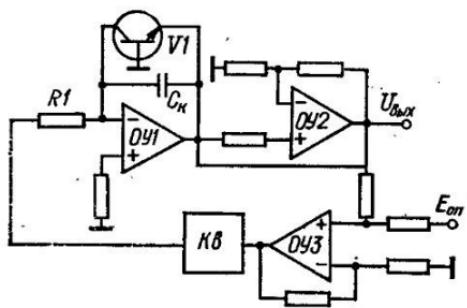


Рис. 9.5. Вариант схемы преобразователя  $\langle T^0/U \rangle$  с линеаризованной функцией передачи

для  $I_k = I_{k1} (T^0/T_1^0)^2$

$$\Delta U_{69} = (r - 2) (K_6/g) (T_1^0 - T^0) + (r - 2) (K_6 T^0/g) \ln (T^0/T_1^0),$$

для  $I_k = I_{k1} (T^0/T_1^0)^r$   $\Delta U_{69} \equiv 0$ .

На рис. 9.4, в показаны графики функции  $\delta(T)$  ( $\delta(T)$  — погрешность нелинейности в градусах) для разных корректирующих функций  $I_k(T)$ . Очевидно, что полная компенсация нелинейности функции  $U_{69}(T)$  достигается при использовании корректирующей функции вида  $I_k = I_{k1} (T^0/T_1^0)^r$ . Однако коэффициент  $r$  для различных транзисторов имеет большой разброс. Поэтому для обеспечения взаимозаменяемости транзисторов на практике целесообразно использовать корректирующую функцию вида  $I_k = I_{k1} (T^0/T_1^0)$ .

На рис. 9.5 показан вариант схемы преобразователя  $\langle T^0/U \rangle$ , в которой ток коллектора транзистора  $V1$  изменяется в зависимости от  $U_{69}$  (а следовательно, и от температуры)

Рис. 9.7. Схема преобразователя с автобалансирующимся мостом

как

$$I_k = I_{k1} \{ K_1 (U_{69}^* - U_a)^2 + K_2 \},$$

где  $K_1, K_2$  — постоянные коэффициенты;  $U_a$  — напряжение смещения.

Формирование тока  $I_k$  осуществляется с помощью квадратора  $K_2$  и неинвертирующего сумматора, построенного на  $OY3$ . На выходе преобразователя включен масштабирующий усилитель, построенный на  $OY2$ . В качестве квадратора можно использовать одну из схем умножителей, рассмотренных в соответствующей главе данного справочника. Точность преобразования в диапазоне температур  $-40$ — $125^\circ\text{C}$  не превышает  $\pm 0,1^\circ$ .

Если рабочий диапазон преобразования невелик, то можно использовать схему, показанную на рис. 9.6 [6]. Отличительной особенностью данной схемы является то, что крутизна функции передачи преобразователя может регулироваться с помощью переменного резистора  $R3$ , что важно для взаимозаменяемости датчиков.

Ряд простых и точных преобразователей температуры, мощности излучения, скорости потока воздуха и другие можно построить на основе автобалансирующего моста, в плечо которого включен терморезистор [7, 10]. Типовая схема такого преобразователя показана на рис. 9.7. В отличие от мостовых схем, рассмотренных выше, здесь питание моста осуществляется с выхода  $OY$ , вход которого подключен к измерительной диагонали моста. В качестве термодатчика в этих схемах используется терморезистор, сопро-

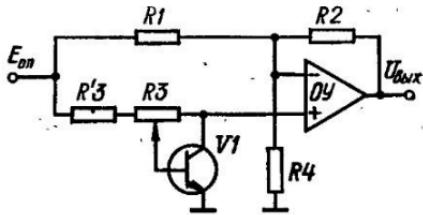
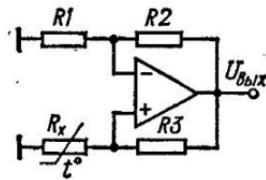


Рис. 9.6. Схема преобразователя  $\langle T^0/U \rangle$  с переменной крутизной функции передачи



тивление которого зависит как от температуры окружающей среды, так и от температуры, обусловленной мощностью рассеяния терморезистора. В рассматриваемой схеме используется терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом. Работа преобразователя сводится к поддержанию постоянной мощности рассеяния терморезистора  $R_x$ , которая при  $R_1 = R_2 = R_3 = R$  определяется из выражения

$$P_{R_x} = U_{\text{вых}}^2 / 4R = \text{const.}$$

Диапазон преобразования ограничен максимально допустимой мощностью рассеяния терморезистора  $R_x$ . Рассмотрим работу схемы. При включении питания ОУ возникает релаксационный процесс, обусловленный тем, что при максимальном значении  $R_x$  действие положительной обратной связи сильнее действия отрицательной обратной связи. При этом на выходе ОУ возникает состояние насыщения. Это состояние неустойчиво, так как мощность  $P_{R_x} = U_{\text{нас}}^2 R_x / (R_3 + R_x)$ , выделяемая в терморезисторе, будет разогревать  $R_x$ , вследствие чего сопротивление терморезистора будет уменьшаться в соответствии с зависимостью

$$R_x = R_{x0} e^{-\frac{T_0 - T}{T_0 T^0}},$$

где  $B = \text{const}$ ;  $R_{x0}$  — сопротивление терморезистора при температуре  $T^0$ .

При  $R_x = R_1 R_3 / R_2$  действие ООС будет превышать действие положительной обратной связи, и мост будет сбалансирован. В дальнейшем под действием ООС мощность рассеяния  $R_x$  будет поддерживаться постоянной, а выходное напряжение ОУ будет отслеживать изменения условий окружающей среды: температуры, теплоотвода, обдува.

Для маломощных интегральных ОУ в схеме целесообразно использовать микромодульные терморезисторы типа СТЗ-24, СТЗ-26.

При включении питания ОУ релаксационный процесс может протекать как в направлении формирования положительной, так и отрицательной полярности выходного напряжения насыщения ОУ. Поэтому ОУ следует запитать от одного заземленного источника питания либо предусмотреть специальные меры по формированию необходимого направления релаксационного процесса [3].

## 5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СВЕТОВЫХ ПОТОКОВ

В качестве датчиков в преобразователях световых потоков широко применяются фоторезисторы, фотодиоды и фототранзисторы. Фотодиод представляет собой  $p-n$ -переход, реагирующий на излучение в определенном диапазоне длин волн. В режиме короткого замыкания (фотогальванический режим) фотодиод (ФД) генерирует ток, значение которого прямо пропорционально освещенности  $E_{\text{ФД}}$ :

$$I_{\text{ФД}} = K_{\text{ФД}} E_{\text{ФД}},$$

где  $K_{\text{ФД}}$  — коэффициент преобразования ФД.

Отличительной особенностью работы ФД в фотогальваническом режиме является независимость фототока  $I_{\text{ФД}}$  от температуры.

На рис. 9.8, а показана схема фотоусилителя, в которой ФД работает в фотогальваническом режиме. Выходное напряжение усилителя в данном случае

$$U_{\text{вых}} = -I_{\text{ФД}} (R_1 + R_2) = -K_{\text{ФД}} E_{\text{ФД}} (R_1 + R_2) = -e_{\text{ФД}} K_y,$$

где  $e_{\text{ФД}}$  — фотоЭДС.

В схеме фотоусилителя (рис. 9.8, б) ФД работает в вентильном режиме. Ток, протекающий через ФД,

$$I_{\text{ФД}} = I_0 \left( \exp \frac{g E_{\text{оп}}}{K T} - 1 \right) - I_{\phi},$$

где  $I_0$  — темновой ток ФД;  $I_{\phi}$  — генерируемый фототок;  $g/KT^0 \approx \frac{11\,000}{T^{\circ}}$  — ( $T^{\circ}$  — температура в градусах Кельвина).

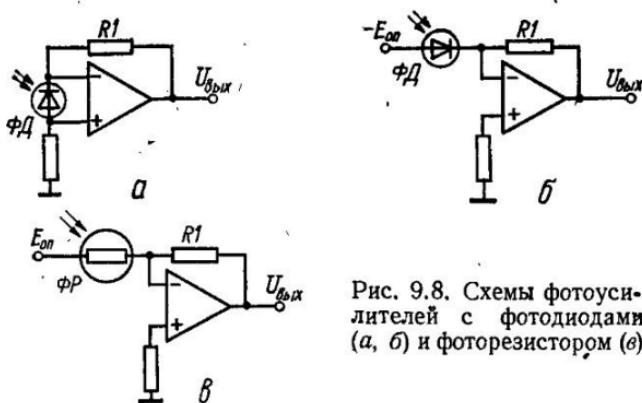


Рис. 9.8. Схемы фотоусилителей с фотодиодами (а, б) и фоторезистором (в)

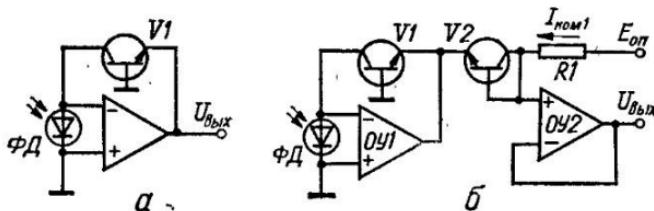


Рис. 9.9. Схемы логарифмических усилителей без термокомпенсации (а) и с термокомпенсацией (б)

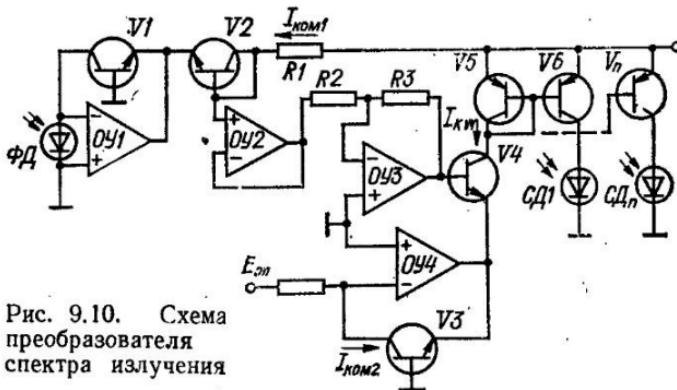


Рис. 9.10. Схема преобразователя спектра излучения

Выходное напряжение можно записать в следующем виде:

$$U_{\text{вых}} = -R_1 I_{\Phi D}.$$

Схема фотоусилителя, где в качестве фотодатчика используется фоторезистор (ФР), показана на рис. 9.8, в. При изменении светового потока изменяется сопротивление  $R_{\text{ФР}}$ , при этом напряжение на ФР не изменяется. Следовательно, выходное напряжение усилителя

$$U_{\text{вых}} = -E_{\text{оп}} R_1 / R_{\text{ФР}}.$$

При больших изменениях освещенности обычно используют логарифмические фотоусилители. Для схемы логарифмического фотоусилителя (рис. 9.9, а), в которой ФД работает в фотогальваническом режиме, можно записать следующее выражение:

$$U_{\text{вых}} = -\varphi_k \ln I_{\Phi D} / I_0,$$

где  $\varphi_k$  — контактная разность потенциалов  $p-n$ -перехода.

Для компенсации темнового тока  $I_0$  можно использовать дополнительный идентичный транзистор, схема включения которого показана на рис. 9.9, б. Выходное напряжение для данной схемы можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = -\Phi_k \ln I_{\text{ФД}} / I_{\text{ком1}},$$

где  $I_{\text{ком1}}$  — ток компенсации (устанавливается резистором  $R1$ ).

В оптических приборах, где в поле зрения находятся индикаторные светодиоды, яркость которых должна изменяться по определенному закону в зависимости от освещенности ФД, работающих, например, в инфракрасном диапазоне волн, можно использовать схему преобразователя рис. 9.10 [11]. Здесь на входе преобразователя включен описанный выше фотоусилитель на  $OУ1, OУ2$ . Выходное напряжение этого усилителя поступа-

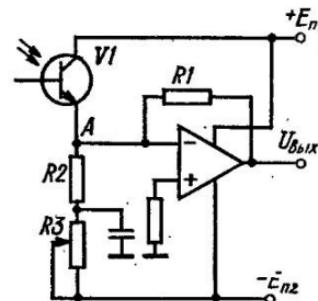


Рис. 9.11. Схема фотоусилителя с фототранзистором

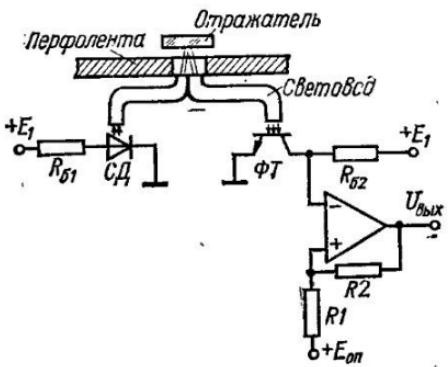


Рис. 9.12. Схема фотосчитывающего устройства

ет на масштабирующий усилитель на  $OУ3$ . Затем выходной сигнал  $OУ3$  антилогарифмируется. В результате ток, протекающий через каждый из светодиодов  $СД$ ,

$$I_{СДi} = S I_{\text{ком2}} (K_{\text{ФД}} E_{\text{ФД}} / I_{\text{ком1}})^{K_1},$$

где  $S = I_{\text{СД}i} / I_{\text{кV4}}$ ;  $K_1 = R_3 / R_2$ ;  $I_{\text{ком2}}$  — ток компенсации, формируемый логарифмическим усилителем на  $OУ4$ .

Поскольку между силой света светодиода и током, протекающим через него, имеет место линейная зависимость, то регулируя коэффициент передачи усилителя, построенного на  $OУ3$ , можно получить необходимую зависимость между входным световым потоком и яркостью светодиода.

В преобразователях световых потоков в качестве датчиков широко используют фототранзисторы ( $ФT$ ). Для увеличения полосы пропускания фотопреобразователей с  $ФT$  необходимо уменьшать сопротивление нагрузки (сопротивление, включенное последовательно с  $ФT$ ), так как быстродействие  $ФT$  определяется процессами перезарядки коллекторно-эмиттерной емкости  $ФT$ .

Простейшая схема фотопреобразователя, где  $ФT$  работает в токовом режиме, показана на рис. 9.11. Поскольку потенциал точки  $A$  равен нулю (для идеального  $OУ$ ), то  $ФT$  в данной схеме работает без нагрузки. Выходное напряжение преобразователя

$$U_{\text{вых}} = -R_1 I_{R1},$$

где  $I_{R1}$  — ток, протекающий через  $R1$ .

Переменный резистор  $R3$  используется для подстройки нуля выходного напряжения. Для уменьшения влияния дрейфа темнового тока первый каскад преобразователя можно выполнить в виде балансного каскада с использованием идентичной пары  $ФT$ .

В дискретных устройствах наиболее часто используют преобразователи световых потоков с релейной характеристикой. На рис. 9.12 показана схема фотосчитывающего устройства, предназначенного для получения электрического эквивалента кода, именованного на перфоленту. Световой поток, формируемый светодиодом  $СД$ , через световод, отверстие в перфоленте, отражатель, другой световод поступает на  $ФT$ . Если отражатель перекрыт перфолентой, то световой поток прерывается, и  $ФT$  заперт. Для формирования логических уровней на выходе устройства включен триггер Шmittа на  $OУ$ .

## 6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ

Наиболее простые схемы преобразователей магнитной индукции можно построить на основе рассмотренных генераторов или триггеров, где в качестве датчика используется магниторезистор  $R_d$  [8]. На рис. 9.13, а показана схема преобразователя магнитной индукции в частоту колебаний. Схема представляет собой генератор синусоидальных колебаний с мостом Винна. При условии  $R_3/R_4 > R_d/R_2 + C_2/C_1$  в генераторе возникнут колебания, частота которых определяется по формуле

$$f = 2\pi \sqrt{1/C_1 C_2 R_2 R_d}.$$

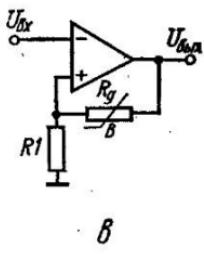
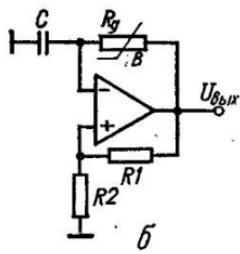
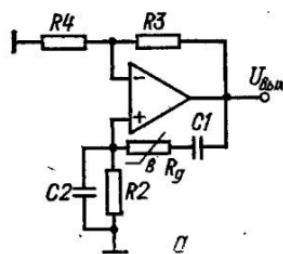
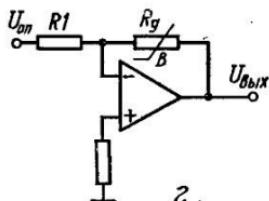


Рис. 9.13. Схемы преобразователей магнитной индукции



В области сильных магнитных полей ( $B > 0,1$  Тл) магнитная индукция будет пропорциональна периоду колебаний выходного напряжения  $T = 1/f$ , т. е.

$$B = (T - T_0)/\mu T_0,$$

где  $T_0$  — период колебаний при  $B = 0$ ;  $\mu$  — параметр магниторезистора (подвижность носителей тока).

Другой вариант схемы преобразователя с использованием мультивибратора показан на рис. 9.13, б. Период колебаний при  $U_{\text{нас}}^+ = U_{\text{нас}}^-$ .

$$T = 2\tau \ln \frac{1 + \beta_{\pi}}{1 - \beta_{\pi}}, \quad \text{где } \beta_{\pi} = R_2/(R_1 + R_2), \quad \tau = R_d C.$$

На рис. 9.13, в показана схема преобразователя, построенная на основе триггера Шmittта. Датчик магнитной индукции в данной схеме включен в цепь положительной обратной связи. Для данной схемы порог переключения связан с магнитной индукцией следующей зависимостью:

$$\beta = (U_1 - U_0)/\mu U_0,$$

где  $U_0$  — пороговое напряжение при  $B = 0$ ;  $U_1 = -R_1 U_{\text{вых}}/R_d$  — текущее значение порогового напряжения.

Схема может использоваться в качестве реле, реагирующего на заданное значение магнитной индукции.

Для построения преобразователей, у которых выходной сигнал представляет собой напряжение, линейно зависящее от магнитной индукции, можно использовать схему рис. 9.13, г, в которой магниторезистор включен в цепь ООС инвертирующего усилителя. Передаточную функцию можно представить в виде

$$1 + \mu B = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{оп}}} \frac{R_1}{R_{d0}},$$

где  $R_{d0}$  — сопротивление  $R_d$  при  $B = 0$ .

Отсюда следует, что выходное напряжение изменяется прямо пропорционально магнитной индукции.

# ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

## 1. ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

В зависимости от эффекта количества воздействия сигнала в том или ином процессе различают среднее  $U_{\text{ср}}$ , средневыпрямленное  $U_{\text{св}}$ , эффективное  $U_{\text{эфф}}$  и амплитудное (пиковое)  $U_{\text{max}}$  значения напряжения (аналогично для тока).

Среднее значение

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{t_{j+1} - t_j} \int_{t_j}^{t_{j+1}} u(t) dt \quad (10.1)$$

показывает, имеется ли в сигнале постоянная составляющая.

Средневыпрямленное значение

$$U_{\text{св}} = \frac{1}{t_{j+1} - t_j} \int_{t_j}^{t_{j+1}} |u(t)| dt \quad (10.2)$$

определяется как амплитудным, так и фазовым спектром сигнала. Средневыпрямленное значение положительных полуволн сигнала, не содержащего постоянной составляющей, равно средневыпрямленному значению отрицательных полуволни.

Эффективное (действующее, среднеквадратическое) значение

$$U_{\text{эфф}} = \sqrt{\frac{1}{t_{j+1} - t_j} \int_{t_j}^{t_{j+1}} u^2(t) dt} \quad (10.3)$$

характеризует мощность электрического процесса и по тепловому воздействию является эквивалентом постоянных сигналов. Эффективное значение определяется только амплитудным спектром сигнала и не зависит от его фазового спектра. Эффективные значения положительных и отрицательных полуволн сигнала в общем случае не равны и связаны зависимостью

$$U_{\text{эфф}}^2 = (U_{\text{эфф}}^+)^2 + (U_{\text{эфф}}^-)^2.$$

Амплитудное (пиковое) значение

$$U_{\text{max}} = \max_{t \in (t_j, t_{j+1})} |u(t)| \quad (10.4)$$

зависит как от амплитудного, так и от фазового спектра сигнала. В практике различают амплитудные значения  $U_{\text{max}}^+$  и  $U_{\text{max}}^-$  — соответственно за положительный и отрицательный полупериоды. В общем случае  $U_{\text{max}}^+ \neq U_{\text{max}}^-$ . Часто информационным параметром является двойной размах амплитуды:  $U_{\text{max}}^\pm = U_{\text{max}}^+ + U_{\text{max}}^-$ .

Выражения (10.1) — (10.3) справедливы для периодических и почти периодических сигналов. Для периодических сигналов

$$t_j = t_0 + jT, \quad t_{j+1} = t_0 + (j+1)T,$$

где  $t_0$  — некоторый фиксированный момент времени;  $T$  — период;  $j = 0, 1, 2, \dots$

Для почти периодических сигналов период  $T$  является временем усреднения, которое в общем случае должно стремиться к бесконечности. Практически бывает достаточным, чтобы в отрезок  $T$  укладывалось несколько почти периодов функции  $u(t)$ .

Для приближенной характеристики формы кривой сигнала используют коэффициенты формы  $K_F$  (формфактор), амплитуды (пикфактор)  $K_a$  и усреднения  $K_{\text{ср}}$ . Указанные коэффициенты определяют через соответствующие параметры интенсивности сиг-

налов:

$$K_{\Phi} = U_{\text{эфф}}/U_{\text{ср}}; \quad K_a = U_{\max}/U_{\text{эфф}}, \quad K_{\text{ср}} = U_{\max}/U_{\text{ср}}.$$

Коэффициенты формы, амплитуды и усреднения, связанные зависимостью  $K_{\text{ср}} = K_a K_{\Phi}$ , лишь в первом приближении характеризуют форму кривой сигнала. Для любой периодической функции времени имеет место неравенство  $1 \leq K_{\Phi} \leq K_a \leq K_{\text{ср}}$ . Для сигнала вида «квадратная волна» (меандра) коэффициенты  $K_{\Phi} = K_a = K_{\text{ср}} = 1$ . Для синусоидальных сигналов  $K_{\Phi} = \pi/2 \sqrt{2}$ ,  $K_a = \sqrt{2}$ ,  $K_{\text{ср}} = \pi/2$ . Отличие кривой сигнала от синусоидальной формы оценивается по коэффициенту гармоник  $K_r$  (клир-фактор) либо по коэффициенту нелинейных искажений  $K_n$ :

$$K_r = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{k=2}^N U_k^2}; \quad K_n = \frac{1}{U_{\text{эфф}}} \sqrt{\sum_{k=2}^N U_k^2},$$

где  $U_k$  — эффективное значение  $k$ -й гармоники сигнала.

Коэффициенты  $K_r$  и  $K_n$  связаны соотношением

$$K_n = \frac{K_r}{\sqrt{1 + K_r^2}} \approx K_r \left(1 - \frac{1}{2} K_r^2\right).$$

Эффективное значение  $u(t)$  можно выразить через эффективное значение 1-й гармоники сигнала и через  $K_r$ :

$$U_{\text{эфф}} = U_1 \sqrt{1 + K_r^2} \approx U_1 \left(1 + \frac{1}{2} K_r^2\right).$$

## 2. АКТИВНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Выпрямители представляют собой устройства, формирующие модуль входного сигнала, т. е.

$$U_{\text{вых}} = K |u(t)|.$$

В пассивных выпрямителях, где используются диоды, напряжение открывания  $p-n$ -перехода (около 0,7 В) при низких уровнях сигналов вносит недопустимо большую погрешность. В активных выпрямителях диод используется как нелинейный элемент

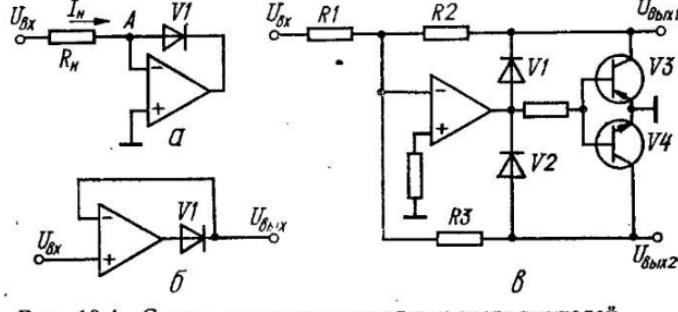


Рис. 10.1. Схемы однополупериодных выпрямителей

в цепи ООС усилителя, что позволяет снизить пороговое значение открывания  $p-n$ -перехода в  $K_y \beta$  раз. Кроме того, влияние нелинейности, нестабильности я разброса сопротивления диода также уменьшается в  $K_y \beta$  раз, где  $K_y \beta$  — петлевое усиление.

Схемы однополупериодных выпрямителей (рис. 10.1, а, б) представляют собой «идеальные диоды», используемые для выпрямления тока и напряжения. Выпрямитель, выполненный по схеме рис. 10.1, а, включается последовательно с нагрузкой  $R_h$ . При прямом направлении тока  $I_h$  диод  $V1$  открыт выходным напряжением ОУ отрицательной полярности, при этом потенциал точки  $A$  равен нулю (для идеального ОУ), что эквивалентно подсоединению  $R_h$  к общейшине. При другом направлении тока  $I_h$  диод  $V1$  заперт выходным напряжением ОУ положительной полярности, при этом последовательно с  $R_h$

будет включено обратное сопротивление закрытого диода  $V_1$ , что эквивалентно отключению нагрузки от общей шины. Для смещения характеристики выпрямителя в ту или другую сторону на неинвертирующий вход ОУ можно подать управляющее напряжение соответствующей полярности.

В выпрямителе, выполненном по схеме рис. 10.1, б, при положительной полярности входного сигнала диод  $V_1$  открыт, вследствие чего ОУ будет охвачен ООС, а схема выпрямителя может рассматриваться как повторитель напряжения. При отрицательной

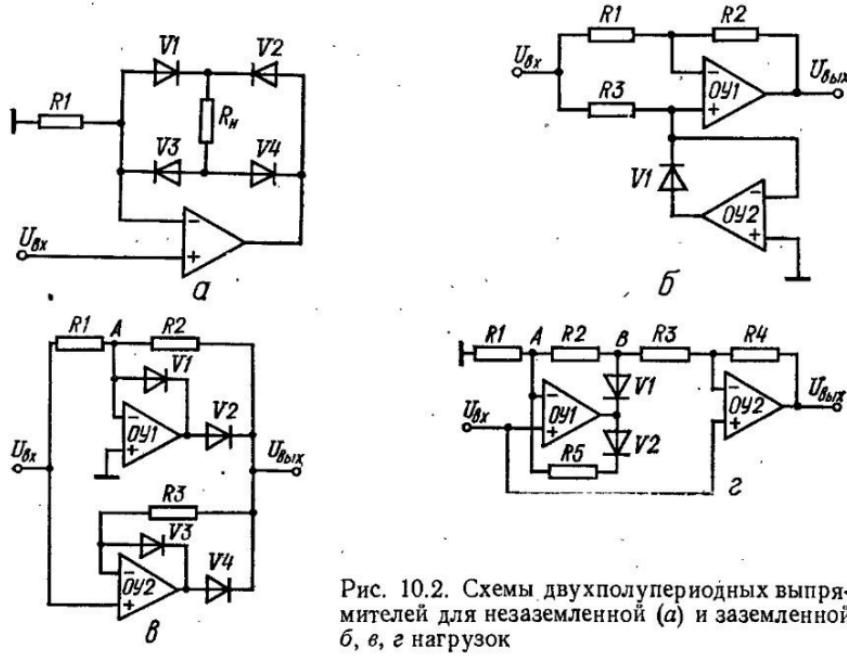


Рис. 10.2. Схемы двухполупериодных выпрямителей для незаземленной (а) и заземленной б, в, г нагрузок

полярности входного сигнала диод  $V_1$  заперт выходным напряжением ОУ отрицательной полярности, в результате чего напряжение на нагрузке  $R_h$  будет определяться обратным током диода  $V_1$ . Максимально допустимая амплитуда входного сигнала в выпрямителе рис. 10.1, б ограничивается допустимым синфазным напряжением ОУ. Очевидно, что изменяя полярность включения диода  $V_1$  в схемах рис. 10.1, а, б, изменится и выпрямляемая фаза сигнала.

Для выпрямления сигналов с одновременным их масштабированием наиболее широко используется схема однополупериодного выпрямителя, показанная на рис. 10.1, в, в которой имеются раздельные цепи ООС для положительной и отрицательной полуволн сигнала. Положительная полуволна входного напряжения замыкается через диод  $V_1$  и резистор  $R_2$ , отрицательная — через  $V_1$  и  $R_2$ . Коэффициенты передачи по выходам 1 и 2 соответственно равны  $K_1 = -R_2/R_1$ ,  $K_2 = -R_3/R_1$ . В режиме отсечки остаточное выходное напряжение определяется током утечки через запертый диод. Для выравнивания входных токов ОУ при положительной и отрицательной полуволнах сигнала сопротивления резисторов  $R_2$  и  $R_3$  выбираются равными. Выходное сопротивление (по каждому из выходов) данного выпрямителя не постоянно и скачкообразно изменяется от нуля (при пропускании сигнала) до  $R_2$  на выходе 1 и до  $R_3$  на выходе 2. Непостоянство выходного сопротивления выпрямителя затрудняет построение прецизионных двухполупериодных устройств на основе данной схемы. Поэтому на выходе выпрямителя целесообразно включить два ключа  $V_3$ ,  $V_4$ , управление которыми осуществляется выходным напряжением ОУ, изменяющимся скачкообразно на  $2f_k$  при переходе через нулевой уровень. Ключ  $V_3$  закорачивает выход 1 на общую шину при запертом диоде  $V_1$ . Соответственно ключ  $V_4$  закорачивает выход 2 на общую шину при запертом диоде  $V_2$ . В результате выходное сопротивление по обоим выходам выпрямителя будет определяться либо сопротивлением открытого ключа, либо выходным сопротивлением повторителя напряжения, построенного на ОУ.

Схема двухполупериодного выпрямителя, построенного на одном ОУ для незаземленной нагрузки, показана на рис. 10.2, а. Нагрузка  $R_h$  включена в одну из диаго-

нашей диодного моста  $V1-V4$ . Для положительной полярности входного напряжения открыты диоды  $V2, V3$ , диоды  $V1, V4$  заперты. Схема в этом случае может рассматриваться как неинвертирующий усилитель, коэффициент передачи которого по отношению к  $R_h$  равен  $R_h/R_1$ . Для отрицательной полярности диоды  $V1, V4$  открыты, диоды  $V2, V3$  заперты. Схема также может рассматриваться как неинвертирующий усилитель с коэффициентом передачи  $R_h/R_1$  (направление тока в  $R_h$  не изменяется).

На рис. 10.2, б показана схема двухполупериодного выпрямителя [8] для заземленной нагрузки с минимальным числом элементов. Выпрямитель работает в соответствии со следующим алгоритмом:

$$U_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} Ku_{\text{вх}}(t) & \text{при } u_{\text{вх}}(t) > 0; \\ -Ku_{\text{вх}}(t) & \text{при } u_{\text{вх}}(t) < 0, \end{cases}$$

т. е. в зависимости от полярности входного сигнала изменяется знак коэффициента передачи усилителя. Изменение знака осуществляется с помощью выпрямителя тока, построенного на  $OY2$ . При отрицательной полуволне и инвертирующий вход  $OY1$  закорочен на общую шину через весьма низкое выходное сопротивление  $OY2$ , работающего в этом случае в режиме повторителя напряжения. Коэффициент передачи для отрицательной полуволны  $K^- = -R_2/R_1$ . Для положительной полуволны диод  $V1$  будет заперт выходным напряжением  $OY2$ , а коэффициент передачи выпрямителя будет равен единице, т. е.

$$K^+ = -R_2/R_1 + 1 + R_2/R_1 = 1.$$

Таким образом, если выбрать  $R_1 = R_2$ , то коэффициент передачи будет равен единице для положительной и минус единице для отрицательной полуволны. Входное сопротивление данного выпрямителя непостоянно в связи с коммутацией резистора  $R3$ .

На рис. 10.2, в показана схема двухполупериодного выпрямителя, построенного на основе двух однополупериодных выпрямителей, включенных параллельно на одну общую нагрузку. Входное сопротивление данного выпрямителя постоянно и равно  $R_1$ . Выходное сопротивление определяется выходным сопротивлением повторителя напряжения, построенного на  $OY2$  (для положительной полуволны), и выходным сопротивлением инвертирующего усилителя, построенного на  $OY1$  (для отрицательной полуволны). При положительной полуволне входного напряжения диоды  $V1, V4$  открыты, диоды  $V2, V3$  заперты. В этом случае напряжение на выходе определяется  $OY2$  (потенциал точки  $A$  близок к нулю). Для отрицательной полуволны диоды  $V2, V3$  открыты, диоды  $V1, V4$  заперты. В этом случае напряжение на выходе будет определяться инвертирующим усилителем на  $OY1$ , коэффициент передачи которого  $K = -R_2/R_1 = -1$ . Максимальное входное напряжение для данной схемы ограничено допустимым синфазным напряжением  $OY2$ .

Для выпрямления сигналов, поступающих от маломощных источников, используются выпрямители с большим входным сопротивлением. Схема такого выпрямителя (рис. 10.2, г) включает в себя однополупериодный выпрямитель, построенный на  $OY1$ , и дифференциальный усилитель на  $OY2$ . При положительной полуволне входного сигнала диод  $V1$  заперт, диод  $V2$  открыт, напряжение в точке  $A$  равно напряжению на входе. Выходное напряжение можно записать в виде

$$U_{\text{вых}}^+ = -\frac{R_4}{R_2 + R_3} U_{\text{вх}}^+ + U_{\text{вх}}^+ \left(1 + \frac{R_4}{R_2 + R_3}\right) = U_{\text{вх}}^+.$$

При отрицательной полуволне диод  $V1$  открыт, диод  $V2$  заперт, напряжение в точке  $B$   $U_B^- = U_{\text{вх}}^- (1 + R_2/R_1)$ . Выходное напряжение можно записать в виде

$$U_{\text{вых}}^- = -\frac{R_4}{R_3} (1 + R_2/R_1) U_{\text{вх}}^- + U_{\text{вх}}^- \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) = -\frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} U_{\text{вх}}^-.$$

Для обеспечения равенства коэффициентов передачи при положительной и отрицательной полярностях входного напряжения необходимо выполнить условие

$$R_2 R_4 / R_1 R_3 = 1.$$

В данном выпрямителе максимальное входное напряжение ограничено допустимым значением синфазного напряжения  $OY1, OY2$ . Выходное сопротивление выпрямителя определяется выходным сопротивлением  $OY2$ , охваченного ООС. Так как выходное сопротивление однополупериодного выпрямителя (точка  $B$ ) принимает значения 0 или  $R_2$  в зависимости от полярности входного сигнала, то возникает модуляция входного тока

ОУ2. Поэтому при построении прецизионного выпрямителя необходимо выбирать ОУ2 с минимальным входным током.

Для получения средневыпрямленного значения напряжения на выходе выпрямителей, схемы которых рассмотрены выше, необходимо включить фильтр нижних частот [9]. Качество фильтрации тем выше, чем больше коэффициент сглаживания и меньше длительность переходного процесса. Быстродействие ФНЧ определяется их постоянной времени, при этом быстродействие и коэффициент сглаживания находятся в обратно пропорциональной зависимости. Быстродействие ФНЧ можно повысить, построив двухканальную схему, где первый канал имеет большой коэффициент сглаживания, а второй — высокое быстродействие. В некоторых случаях быстродействие ФНЧ можно повысить, используя нелинейные свойства ОУ. В схеме, показанной на рис. 10.3 [7], заряд конденсатора

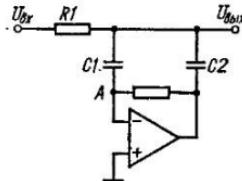


Рис. 10.3. Схема сглаживающего фильтра повышенного быстродействия с большим входным сопротивлением

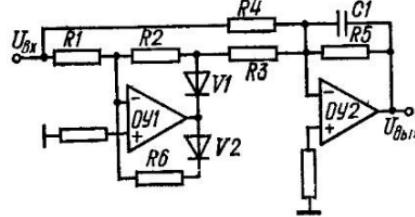


Рис. 10.4. Схема двухполупериодного выпрямителя с выходным сглаживающим фильтром

конденсатора  $C_2$  ускоряется за счет нелинейных свойств ОУ. При подаче напряжения на вход фильтра сигнал обратной связи поступает в точку  $A$  с некоторой задержкой, определяемой инерционностью цепи ООС. На время задержки ОУ находится в насыщении, что эквивалентно его отключению, при этом конденсатор  $C_2$  заряжается с постоянной времени  $\tau_1 = R_1 C_1$ . Затем ОУ выходит из насыщения, и в установившемся состоянии постоянная времени фильтра  $\tau_2 = (1 + K_y) R_1 C_2$ , что в  $(1 + K_y)$  раз больше по сравнению с пассивным фильтром, имеющим тот же коэффициент сглаживания. Практически увеличение качества фильтрации несколько меньше в связи с ненеидеальностью характеристики ограничения ОУ и дифференцированием сигнала, поступающего на вход ОУ.

В некоторых случаях целесообразно совместить ФНЧ с выходным каскадом выпрямителя. На рис. 10.4 показана схема выпрямителя с сглаживающим фильтром. Отличительной особенностью данной схемы является работа ОУ без синфазных сигналов, что позволяет строить выпрямители для входных сигналов любой амплитуды. Рассмотрим работу схемы с отключенным конденсатором  $C_1$ . Выходное напряжение в этом случае для положительной и отрицательной полярностей входного сигнала можно записать в виде

$$U_{\text{вых}}^+ = -U_{\text{вх}}^+ R_5 / R_4; \quad U_{\text{вых}}^- = -U_{\text{вх}}^- \left( \frac{R_5}{R_4} + \frac{R_2 R_5}{R_1 R_3} \right).$$

При условии  $2R_3 = R_2 R_4 / R_1$  модули коэффициентов передачи для положительной и отрицательной полярностей входного напряжения будут равны. При этом, если  $R_1 = R_2$ ,  $R_4 = 2R_3$ , то

$$|U_{\text{вых}}| = u_{\text{вх}} R_5 / R_4.$$

При подключении конденсатора  $C_1$  выходной каскад, построенный на ОУ2, превращается в ФНЧ первого порядка.

### 3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МГНОВЕННОГО И АМПЛИТУДНОГО ЗНАЧЕНИЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Устройства выборки — хранения (УВХ), представляющие собой преобразователи мгновенного значения напряжения с запоминанием этого значения на определенное время, работают в двух режимах: отслеживания входного сигнала и хранения мгновенного значения входного сигнала. Переход с режима на режим определяется управляющим сигналом.

Простейшая схема УВХ показана на рис. 10.5, а. Для рассматриваемой схемы время запаздывания представляет собой интервал времени  $\Delta t = t_1 - t_2$  между моментом подачи управляющего сигнала на размыкание ключа  $S1$  и моментом размыкания ключа. Если допустимо большое время запаздывания (порядка нескольких миллисекунд), то в качестве ключа  $S1$  можно использовать реле. При использовании в качестве ключей полевых или биполярных транзисторов удается получить время запаздывания менее 100 нс. Запаздывание вносит погрешность  $\Delta U$ , что поясняется рисунком 10.5, б.

Время, в течение которого выходное напряжение схемы после переключения с режима запоминания на режим выборки устанавливается (с определенной точностью) равным входному напряжению, называется временем установления.

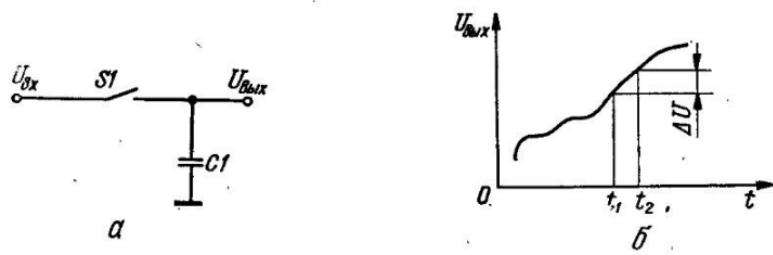


Рис. 10.5. Схема (а) УВХ и график (б), поясняющий принцип работы

Наибольшее время установления соответствует изменению выходного сигнала от минимального до максимального значения или наоборот. Для данной схемы время установления определяется сопротивлением источника входного сигнала и допустимым зарядным током  $I_C = C \frac{dU_{\text{вых}}}{dt}$ , не превышающим, однако, максимально допустимого тока через источник. Если источник  $U_{\text{вх}}$  имеет сопротивление  $R_U$ , то выходное напряжение будет изменяться экспоненциально с постоянной времени  $\tau = R_U C_1$ . Для того чтобы  $U_{\text{вых}}$  установилось с точностью 0,01 %, требуется приблизительно  $9\tau$  секунд. Если  $U_{\text{вх}}$  снимается с выхода ОУ, то время установления выходного сигнала УВХ будет зависеть от максимального выходного тока ОУ, максимальной скорости изменения выходного напряжения, а также от времени установления выходного сигнала ОУ.

Поскольку УВХ представляет комбинацию переключающих и аналоговых цепей, то при переключениях будут наблюдаться выбросы напряжения, определяемые межэлектродными емкостями переключателей и распределенными емкостями схемы в целом. При переключении УВХ в режим запоминания межэлектродная емкость переключателя заряжается от запоминающего конденсатора, уменьшая на нем напряжение. Изменение напряжения на запоминающем конденсаторе, связанное с указанным переносом заряда, называется ошибкой смещения при переключении с режима выборки на режим запоминания.

В режиме запоминания часть входного сигнала проходит через межэлектродную емкость переключателя на выход. С повышением частоты входного сигнала этот эффект усиливается. Ослабить его влияние можно увеличением емкости конденсатора  $C$ .

Схемы УВХ можно разделить на два типа: инвертирующие и неинвертирующие. В схеме инвертирующего УВХ (рис. 10.6, а) при замыкании ключа  $S1$  конденсатор  $C1$  заряжается до  $U_{\text{вых}} = -u_{\text{вх}}$ , при размыкании  $S1$  входной сигнал принимает новое значение  $u'_{\text{вх}}$ . При последующем замыкании ключа  $S1$  выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  будет изменяться следующим образом:

$$U_{\text{вых}} = -u_{\text{вх}} + (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вх}})(1 - e^{-t/RC}).$$

Схема неинвертирующего УВХ показана на рис. 10.6, б. Данный УВХ имеет высокое входное сопротивление. Время установления выходного сигнала определяется постоянной  $\tau = R_{S1}C$  при условии  $C \frac{du_{\text{вх}}}{dt} < I_{\text{max}}$ , где  $R_{S1}$  — сопротивление открытого ключа;  $I_{\text{max}}$  — максимальный выходной ток ОУ. Включение  $S2$  в цепь ООС усилителя ОУ предотвращает насыщение ОУ в режиме хранения, что повышает быстродействие УВХ. Коэффициент передачи данной схемы равен единице, причем точность коэффициента передачи практически полностью определяется коэффициентами усиления и ослабления

синфазной составляющей  $OY1$ . Если коэффициенты усиления ОУ и ослабления синфазной составляющей  $K_{\text{сф}}$  равны 80 дБ, то погрешность коэффициента передачи УВХ (без учета аддитивной погрешности) будет равна 0,01 %.

Схема УВХ, показанная на рис. 10.6, *в*, аналогична по принципу действия схеме рис. 10.6, *б*, но имеет один ключ. Ток утечки в данной схеме больше на величину входного тока смещения  $OY1$ . В качестве ключей в УВХ используются биполярные и полевые транзисторы. Время и погрешность хранения запомненного значения входного сигнала

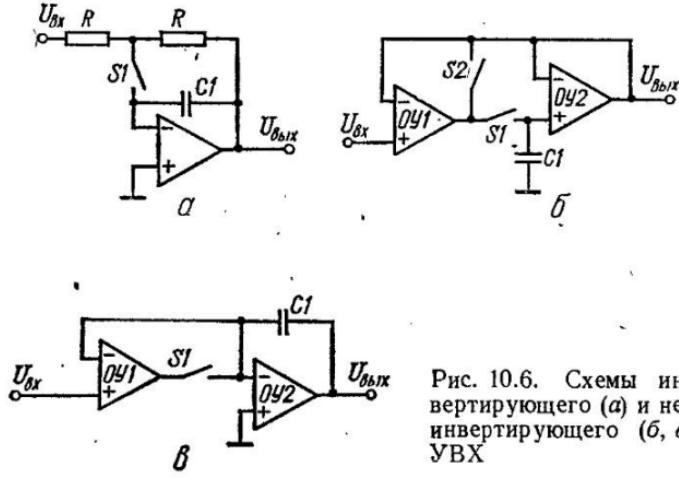


Рис. 10.6. Схемы инвертирующего (*а*) и неинвертирующего (*б*, *в*) УВХ

нала в УВХ определяется током утечки заряда конденсатора. Ток утечки  $I_{\text{ут}}$  в режиме хранения приводит к дрейфу выходного напряжения со скоростью

$$\Delta U_{\text{вых}} = I_{\text{ут}} \Delta t / C.$$

Большую часть тока утечки составляют токи через ключи и ток смещения (входной ток) выходного каскада. При использовании полевых транзисторов в качестве ключей ток утечки через ключ удваивается при повышении температуры на каждые 10 °C. Для уменьшения токов утечки через ключи используют различные способы их включения с дополняющими транзисторами или способы компенсации токов утечки.

На рис. 10.7, *а* показана схема УВХ, в котором ток утечки через ключ  $V2$  исключается с помощью дополнительного ключа  $V1$ . В режиме хранения ключи  $V1$ ,  $V2$  разомкнуты, при этом напряжения на входах и выходе ОУ (и, следовательно, потенциалы электродов исток — сток — подложка  $V2$ ) примерно равны. Поэтому ток утечки через ключ  $V2$  практически отсутствует, а ток утечки через ключ  $V1$  замыкается на выход ОУ через резистор  $R1$ . Погрешность хранения в данной схеме в основном определяется входным током ОУ.

На рис. 10.7, *б* показана схема УВХ с компенсацией токов утечки ключей и входного тока ОУ2 за счет использования двух идентичных полевых транзисторов и конденсаторов [4]. В режиме хранения на входы ОУ2 подключаются конденсаторы  $C1$ ,  $C2$  и полевые транзисторы  $V2$ ,  $V3$ . Так как затворы и истоки (через открытый ключ  $V1$ )  $V2$ ,  $V3$  объединены, а потенциалы истоков близки друг другу, то при идентичности параметров  $V2$ ,  $V3$  токи утечки через них равны и компенсируют друг друга.

Точность выборки во многом зависит от дрейфа нуля ОУ и коэффициента подавления синфазного сигнала ОУ. При построении прецизионных УВХ, как правило, используют специальные методы коррекции этих погрешностей.

Схема УВХ [6], в которой осуществляется коррекция погрешностей, вносимых ОУ, показана на рис. 10.8, *а*. В режиме выборки ключи  $S1$ ,  $S3$  замкнуты, ключ  $S2$  разомкнут. Входной сигнал непосредственно передается на выход, а конденсатор  $C1$  запоминает значение входного сигнала с погрешностью, вносимой ОУ1. Поскольку в данном режиме ОУ2 включен последовательно с ОУ1, то погрешности, вносимые ОУ2, в  $K_{\text{у1}}$  раз меньше ( $K_{\text{у1}}$  — коэффициент усиления разомкнутого ОУ1). В режиме хранения ключи  $S1$  и  $S3$  разомкнуты, усилитель ОУ1 работает в режиме повторителя напряжения, и его выходное напряжение повторяет напряжение, запомненное на конденсаторе  $C1$ . Поскольку в режи-

ме выборки входной сигнал поступает на инвертирующий вход  $OY1$ , а в режиме хранения сигнал от конденсатора  $C1$  поступает на неинвертирующий вход  $OY1$ , то аддитивные погрешности, вносимые  $OY1$ , компенсируются, вследствие чего точность УВХ повышается.

Другой вариант УВХ с коррекцией погрешностей, вносимых ОУ, показан на рис. 10.8, б [2]. В режиме выборки ключи  $S1$ ,  $S3$  замкнуты,  $S2$  разомкнут, т. е.  $OY1$  работает в режиме повторителя напряжения, а масштабирующий усилитель на  $OY2$

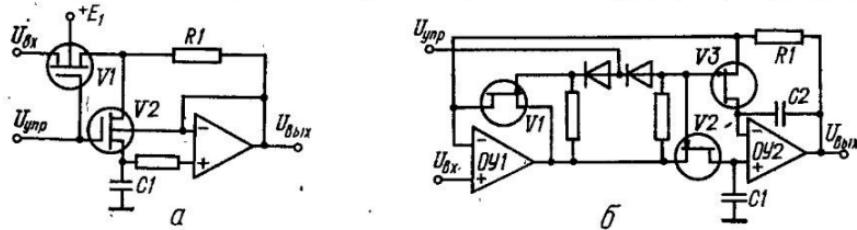


Рис. 10.7. Схемы УВХ с подавлением тока утечки через ключ (а) и с компенсацией тока утечки через ключ (б)

имеет коэффициент передачи, равный единице (поскольку сигнал с выхода  $OY1$  поступает одновременно на инвертирующий и неинвертирующий входы усилителя). Напряжение на конденсаторе  $C1$  в этом режиме

$$U_C = (u_{\text{вх}} \pm U_{01}) K_{y1} / (1 + K_{y1}), \quad (10.5)$$

где  $U_{01}$  — погрешность, обусловленная напряжением смещения нуля и коэффициентом  $K_{\text{сф}}$   $OY1$ ;  $K_{y1}$  — коэффициент усиления разомкнутого  $OY1$ .

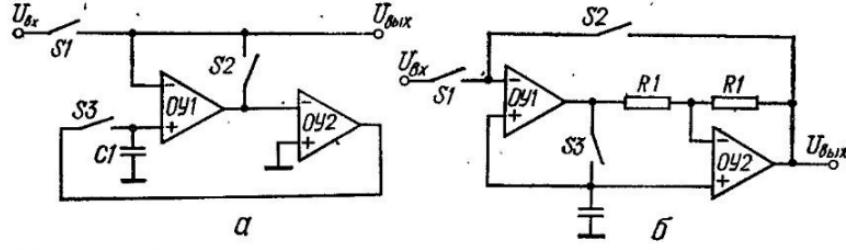


Рис. 10.8. Схемы УВХ с компенсацией погрешностей, вносимых ОУ

В режиме хранения ключи  $S1$ ,  $S3$  одновременно размыкаются, ключ  $S2$  замыкается. Выходное напряжение в этом режиме можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = U_C [K_{y1} K_2 / (1 + K_{y1}) + 2K_2 / (1 + K_{y1} K_2)] \pm U_{01} [K_{y1} K_2 / (1 + K_{y1} K_2)] \pm U_{02} [2K_2 / (1 + K_{y1} K_2)], \quad (10.6)$$

где  $U_{02}$  — погрешность, обусловленная напряжением смещения и коэффициентом  $K_{\text{сф}}$   $OY2$ ;  $K_2 = 1 / (1 + 2/K_{y1})$  — коэффициент передачи усилителя, построенного на  $OY2$ , в инвертирующем режиме;  $K_{y2}$  — коэффициент усиления разомкнутого  $OY2$ .

Из уравнений (10.5), (10.6) видно, что погрешности  $U_{01}$ ,  $U_{02}$  меньше в  $K_{y1}$  раз.

Если  $U_{01} = U_{02} = 0$  и  $K_{y1} = K_{y2} = K_0$ , получим  $U_{\text{вых}} \approx U_{\text{вх}} / (1 + 3/K_{y1}^2)$ .

Поскольку коэффициент усиления  $K_{y1}$  в данном выражении в квадрате, то требования к коэффициенту усиления  $OY1$  весьма низкие.

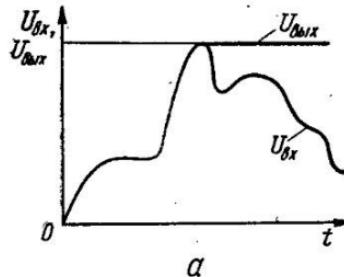
Пиковыми детекторами (ПД), представляющие разновидность схемы выборки и хранения, отслеживают входной сигнал до тех пор, пока не будет достигнуто максимальное значение, после чего автоматически переходят в режим хранения этого значения (рис. 10.9, а).

Схема простейшего пикового детектора, включающего в себя диод и конденсатор, показана на рис. 10.9, б. При замкнутом ключе  $S1$  и разомкнутом  $S2$  ток через диод проходит только в одном направлении, заряжая емкость конденсатора  $C1$ . Когда уровень входного напряжения становится меньше выходного напряжения, диод  $V1$  запирается, и емкость  $C1$  запоминает пиковое значение. Чтобы вернуть схему в исходное

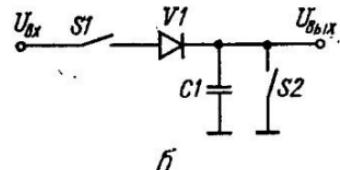
положение, размыкают ключ  $S1$  и замыкают  $S2$ . В режиме хранения размыкаются оба ключа, при этом все последующие пиковые значения входного напряжения не влияют на уровень выходного сигнала.

Напряжение на конденсаторе  $C1$  в режиме запоминания пикового значения (при замкнутом  $S1$ ) уменьшается со скоростью

$$\Delta U_{\text{вых}} / \Delta t = I_{\text{ут}} / C_1,$$



*a*

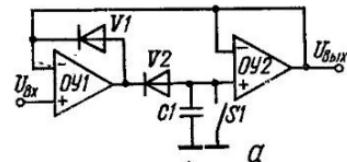


*b*

Рис. 10.9. График (а), поясняющий принцип работы, и элементарная схема (б) ПД

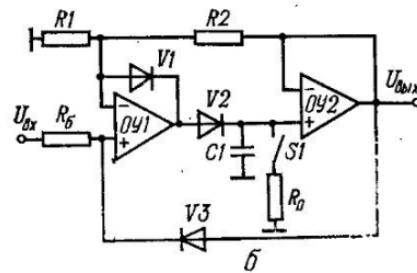
где  $I_{\text{ут}}$  — ток утечки через диод  $V1$ , разомкнутый ключ  $S2$  и через сопротивление нагрузки.

Схемы ПД на ОУ можно разделить на два типа: инвертирующие и неинвертирующие. Выходной каскад ПД неинвертирующего типа (рис. 10.10, а), построенный на  $OY2$ , представляет собой повторитель напряжения. Поскольку в режиме записи этот каскад

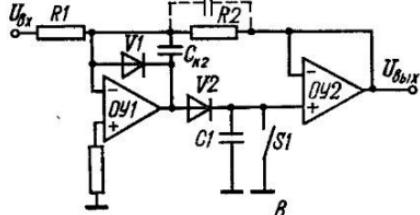


*a*

Рис. 10.10. Схемы неинвертирующего (а, б) и инвертирующего, (в) ПД



*b*



*в*

включен в цепь ООС, то жестких требований к его коэффициенту передачи не предъявляется. Однако кратковременная стабильность выходного каскада (на время хранения) должна быть высокой. В режиме записи ( $|U_{\text{вх}}| > |U_{\text{вых}}|$ ) выходное напряжение  $OY1$  открывает  $V2$ , запирает  $V1$  и заряжает конденсатор  $C1$ . При этом  $OY1$  можно рассматривать как компаратор, сравнивающий входное напряжение с напряжением на конденсаторе  $C1$  (принимая во внимание, что  $OY2$  работает в режиме повторителя). В режиме хранения ( $|U_{\text{вх}}| < |U_{\text{вых}}|$ ) открывается  $V1$ , образуя ООС для  $OY1$ , и закрывается  $V2$ .

При этом  $OY1$  переходит в режим повторителя напряжения, а напряжение на выходе ПД будет равно запомненному напряжению на конденсаторе  $C1$ . Погрешности хранения и запоминания ПД во многом зависят от емкости конденсатора  $C1$ . С одной стороны, для увеличения времени хранения при заданной погрешности необходимо увеличивать емкость  $C1$ . С другой стороны, для повышения быстродействия ПД необходимо уменьшать постоянную времени заряда конденсатора  $C1$ . Решить этот компромисс можно путем повышения мощности и быстродействия  $OY1$ . Для этого в быстродействующих ПД целесообразно использовать ОУ с высокочастотным параллельным каналом и мощным выход-

ним каскадом. Минимальное значение постоянной времени заряда  $C_1$  определяется допустимым перерегулированием, оцениваемым, например, величиной  $\Delta U = |U_{\text{вых}}| - |U_{\text{вх}}^{\max}|$  при ступенчатом сигнале на входе ПД.

На рис. 10.10, б показан вариант схемы ПД, где для получения коэффициента передачи больше единицы в цепь ООС включен делитель  $R_1, R_2$ . Элементы  $R_6, V_3$  образуют цепь защиты входа ПД от перегрузки.

Коэффициент передачи данного ПД

$$K = 1 + R_2/R_1.$$

Для обнуления ПД конденсатор  $C_1$  закорачивается с помощью ключа  $S_1$ . При этом, если на входе ПД имеется напряжение и сопротивление замкнутого ключа  $S_1$  малы, то возникает перегрузка  $OY_1$  по выходному току. Для этого последовательно с  $S_1$  включен резистор  $R_0$ , сопротивление которого определяется мощностью  $OY_1$ . Регулировка нуля ПД при  $U_{\text{вх}} = 0$  производится с помощью цепей регулировки нуля  $OY_1$  или  $OY_2$  (на схеме не показаны).

Быстродействие неинвертирующих ПД (при равных условиях) выше быстродействия инвертирующих ПД. Рабочий диапазон входных сигналов в неинвертирующих ПД ограничен допустимым синфазным напряжением ОУ.

Коэффициент передачи инвертирующего ПД (рис. 10.10, б)

$$K = -R_2/R_1.$$

Поскольку  $OY_1$  здесь работает без синфазных сигналов, то диапазон входных сигналов всегда можно (с помощью выбора соответствующего коэффициента передачи) привести в соответствие с рабочим диапазоном ПД. В данной схеме так же, как и в других рассматриваемых схемах ПД, при обнулении, в режиме записи и в режиме хранения резко изменяются амплитудно-частотные характеристики при переходе с одного режима на другой. Для обеспечения устойчивости данного ПД коррекция амплитудно-частотных характеристик осуществляется с помощью конденсаторов  $C_{k1}, C_{k2}$ .

В инвертирующих ПД так же, как и в неинвертирующих, погрешности записи и хранения определяются динамическими и статическими характеристиками ОУ [12, 11]. Для уменьшения погрешности, вносимой поляризацией диэлектрика, запоминающий конденсатор необходимо выбирать с фторопластовым, полиэтиленовым или другим диэлектриком, обеспечивающим минимальную поляризацию. Погрешности хранения зависят от токов утечки через ключи и входное сопротивление  $OY_2$ , а также от значения запоминающей емкости. Для уменьшения токов утечки выходной повторитель в ПД целесообразно выполнять на основе полевых транзисторов с изолированным затвором. На рис. 10.11 показаны две схемы выходных каскадов ПД, в которых используют низковольтные полевые транзисторы типа 2П305Б. Схема рис. 10.11, а представляет собой повторитель положительных напряжений, в котором для увеличения динамического диапазона работы используют каскодное включение транзисторов. Транзистор  $V_2$  формирует на стоке транзистора  $V_1$  напряжение, примерно равное напряжению на базе  $V_2$ , которое, в свою очередь, равно  $[(E_1 - U_{\text{вых}})R_1/(R_1 + R_2)] + U_{\text{вых}}$ . Такое включение транзисторов позволяет снизить напряжение на транзисторе  $V_1$  без изменения динамического диапазона работы повторителя. Схема рис. 10.11, б предназначена для ПД с выходным напряжением отрицательной полярности. Напряжение на полевом транзисторе здесь ограничено напряжением стабилизации стабилитрона  $V_3$ .

В рассматриваемых схемах ПД напряжение на запоминающем конденсаторе имеет определенную полярность. Поэтому при обнулении (конденсатор шунтируется сопротивлением) на выходе ПД потенциал должен иметь полярность, обратную полярности рабочего напряжения (или выходное напряжение должно быть равно нулю). Следовательно, при выборе типа полевого транзистора в выходном каскаде ПД необходимо учитывать полярность напряжения отсечки транзистора либо включать последовательно с полевым транзистором стабилитрон, смещающий в необходимую сторону полярность

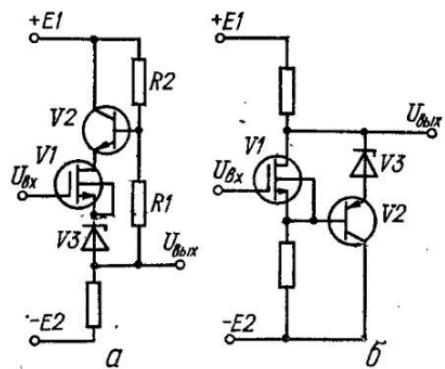


Рис. 10.11. Схемы выходных каскадов ПД

входного напряжения. Для этого, например, в схеме рис. 10.11, а включен стабилизатор  $V_3$ .

Погрешность хранения ПД зависит от значения запоминающей емкости и тока утечки заряда конденсатора. Для уменьшения погрешности хранения используют различные методы компенсации тока утечки.

В схеме ПД (рис. 10.12) компенсация тока утечки через диод  $V1$  и ключ  $S1$  осуществляется путем уменьшения падения напряжения на этих элементах, для чего включаются дополнительные диод  $V2$  и ключ  $S2$  и вводится цепь ООС в точку соединения  $V1$ ,  $V2$  и  $S1$ ,  $S2$  [3]. Поскольку в режиме хранения потенциалы точек  $A$ ,  $B$ ,  $V$  примерно равны (точнее, отличаются на величину смещения  $OY2$ ), то напряжение на элементах  $V2$ ,  $S1$

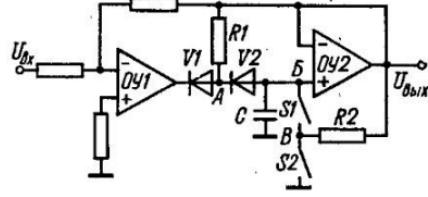


Рис. 10.12. Схема ПД с компенсацией тока утечки конденсатора с помощью введения дополнительных цепей ООС

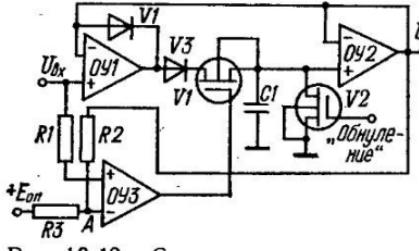


Рис. 10.13. Схема неинвертирующего ПД со схемой отключения зарядной цепи на время хранения.

практически равно нулю, и, следовательно, ток утечки через них отсутствует. Если в качестве ключа  $S1$  использован полевой транзистор, то для устранения паразитного тока утечки по цепи затвора этого транзистора необходимо выбирать такой тип транзистора, чтобы он был заперт при отсутствии управляющего напряжения на затворе.

Способ уменьшения погрешности хранения основан на отключении цепи заряда конденсатора в режиме хранения с помощью полевого транзистора с изолированным затвором. На рис. 10.13 показан вариант схемы ПД, где в режиме хранения цепь заряда конденсатора отключается с помощью транзистора  $V1$ . Управление этим транзистором осуществляется с помощью компаратора  $OY3$ . В режиме хранения  $U_{\text{вых}} > u_{\text{вх}}$  и  $u_{\text{вх}} < U_A$ , где  $U_A$  — напряжение в точке  $A$ , вследствие чего на выходе компаратора присутствует напряжение, запирающее  $V1$ . В режиме записи  $U_{\text{вых}} < u_{\text{вх}}$  на выходе компаратора возникает напряжение, открывающее  $V1$ . Зона нечувствительности, обусловленная порогом переключения компаратора, может быть выбрана минимальной.

Компенсировать ток утечки через диод можно также входным током повторителя напряжения. Для этой цели необходимо выбрать такой тип  $OY2$  (или полевого транзистора в схемах рис. 10.11), чтобы его входной ток подзаряжал запоминающий конденсатор.

Действительно, если подключить конденсатор ко входу ОУ, то он будет заряжаться входным током, при этом полярность напряжения на конденсаторе будет определяться направлением протекания входного тока ОУ. С другой стороны, если входной ток повторителя напряжения  $OY2$  (например, рис. 10.10, а) в режиме хранения будет заряжать конденсатор быстрее, чем будет происходить разряд конденсатора через диод, то работа такого ПД без периодического обнуления конденсатора будет невозможной.

Повышение быстродействия ПД связано с использованием быстродействующих ОУ или многоканальных структур ПД [12]. Повышение же быстродействия в результате уменьшения емкости конденсатора ведет к увеличению погрешности хранения. При наличии достаточного запаса по быстродействию ОУ повысить быстродействие ПД с сохранением заданной точности хранения можно путем каскадного включения нескольких ПД, в которых запоминающая емкость увеличивается в каждом последующем каскаде. Значение же запоминающей емкости в конечном ПД определяется требуемой точностью хранения.

На рис. 10.14 приведена схема ПД для разнополярных входных сигналов [11]. На выходе данного ПД формируется напряжение, пропорциональное максимальному по абсолютной величине входному напряжению. Схему можно рассматривать как параллельное включение на одну запоминающую емкость неинвертирующего и инвертирующего пиковых детекторов. Для положительных полярностей входных напряжений работает тракт  $OY1$ ,  $V1$ ,  $C1$ ,  $OY3$ , что аналогично схеме ПД, показанной на рис. 10.10, а

Для отрицательных полярностей входных напряжений работает тракт  $OY2$ ,  $V2$ ,  $C1$ ,  $OY3$ ,  $R1$ , что аналогично схеме ПД, показанной на рис. 10.10, в.

При необходимости преобразовать амплитуду размаха разнополярного входного напряжения можно использовать схему ПД, показанную на рис. 10.15 [1, 12]. Схему можно рассматривать как два инвертирующих ПД, работающих поочередно в зависимости от полярности входного сигнала. Для положительной полярности входного сигнала работает тракт  $OY1$ ,  $V2$ ,  $C2$ ,  $OY3$ ,  $R$  (ключ  $S1$  размыкает ООС  $OY2$ ). Запомненное максимальное значение входного сигнала в этом тракте преобразования суммируется с напряжением отрицательной полярности, формируемым трактом преобразования  $OY1$ ,  $V1$ ,  $C1$ ,  $OY2$ ,  $R$ , в результате чего на емкости  $C1$  запоминается напряжение, соответствующее

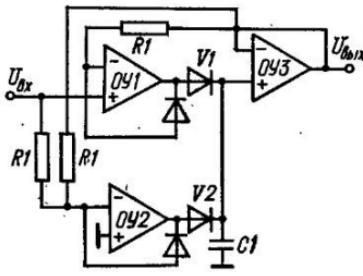


Рис. 10.14. Схема ПД для разнополярных входных сигналов

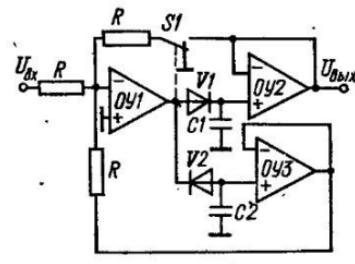


Рис. 10.15. Схема ПД с коррекцией погрешностей ОУ

Люшее полному размаху амплитуды знакопеременного входного сигнала, т. е.  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}^+ + U_{\text{вх}}^-$ , где  $U_{\text{вх}}^+$ ,  $U_{\text{вх}}^-$  — максимальные входные напряжения положительной и отрицательной полярностей соответственно. Достоинством данной схемы является то, что в ней компенсируются аддитивные погрешности  $OY1$ . Погрешности же, вносимые  $OY2$ ,  $OY3$ , несущественны, поскольку в процессе преобразования они были включены в прямую цепь тракта преобразования. Ключ  $S1$  управляется выходным напряжением  $OY1$ .

Экстрематоры представляют собой устройства, формирующие выходной дискретный или импульсный сигнал в моменты экстремума входного сигнала. Совмещение УВХ с экстрематорами позволяет построить схемы пиковых детекторов следящего типа, т. е. с автоматическим сбросом предыдущего запомненного результата экстремума. Такие ПД широко используют в качестве амплитудных демодуляторов.

На рис. 10.16, а показана схема экстрематора, на выходе которого формируется выходной сигнал прямоугольной формы [5]. Данную схему экстрематора целесообразно использовать в частотомерах и других устройствах, где привязка к входному сигналу производится в экстремумах (а не при переходе через нуль, например, в связи с большим уровнем помех). Принцип действия экстрематора поясняется графиками, показанными на рис. 10.16, б. Допустим, что на вход экстрематора поступает треугольное напряжение. Тогда под действием ООС усилителя  $OY1$ , образованной цепью со стабилитроном  $V1$ , напряжение на конденсаторе  $C1$  будет отслеживать входное напряжение. При этом напряжение на выходе  $OY1$  будет отличаться от напряжения на конденсаторе  $C1$  на значение напряжения стабилизации стабилитрона  $V1$ . В области экстремума разность потенциалов входов  $OY1$  изменяет свой знак, а выходное напряжение  $OY1$  скачкообразно изменяется на значение напряжения стабилизации стабилитрона. Выходное напряжение  $OY1$  и входное напряжение, инвертированное с помощью масштабирующего усилителя  $OY2$ , суммируются с помощью сумматора на  $OY3$ . В результате на выходе  $OY3$  получим сигнал прямоугольной формы, фронты которого соответствуют моментам перехода входного сигнала через экстремум. Амплитуда этих колебаний может изменяться с помощью выбора коэффициентов передачи инвертирующего усилителя и сумматора.

Схему данного экстрематора можно упростить, используя вместо инвертирующего усилителя и сумматора дифференциальный масштабирующий усилитель. Во многих случаях требуется на выходе экстрематора получить импульсный сигнал, который мог бы запускать одновibrator. Очевидно, что для таких схем не требуется включать инвертирующий усилитель и сумматор, а сигнал с выхода  $OY1$  достаточно пропустить через дифференцирующую цепочку.

Экстрематор, показанный на рис. 10.16, в [18], содержит ключ  $S1$ , мультивибратор  $M_2$ , конденсатор  $C1$ , усилитель  $V1$  и триггер  $T_2$ . С помощью мультивибратора, частота

колебаний, которого выбирается значительно выше первой гармоники входного сигнала, входное напряжение непрерывно коммутируется ключом  $S_1$ . Так как при этом на вход усилителя напряжение подается через конденсатор  $C_1$ , то на выходе усилителя будем иметь положительные импульсы в течение нарастания входного сигнала и отрицательные импульсы, соответствующие спаду входного сигнала. В зависимости от поляр-

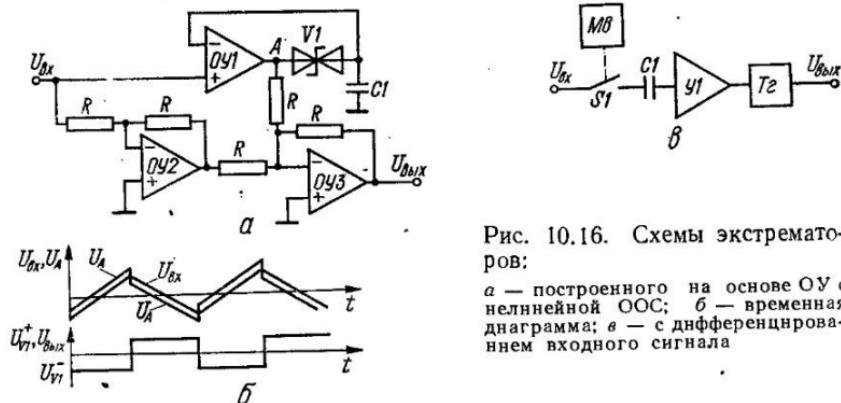


Рис. 10.16. Схемы экстрематоров:

*a* — построенного на основе ОУ с нелинейной ООС; *б* — временная диаграмма; *в* — с дифференцированием входного сигнала

ности этих импульсов триггер  $T_2$  принимает одно из устойчивых состояний. Переход триггера из одного состояния в другое соответствует экстремуму входного сигнала. Дифференцируя выходной сигнал, поступающий с триггера, можно сформировать необходимый для запуска одновибратора импульс.

#### 4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОГО ЗНАЧЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Преобразователи эффективного значения напряжения (ПЭЗН) являются наиболее распространенным устройством измерительной техники. Работа ПЭЗН основана на вычислении эффективного значения напряжения по формуле (10.3), из которой вытекает, что для измерения эффективного значения напряжения произвольной формы необходимо выполнить операции возведения в квадрат входного сигнала, проинтегрировать полученный результат и извлечь корень квадратный из результата интегрирования.

Для некоторых форм кривых эффективное или средневыпрямленное значение можно вычислить путем умножения на постоянный коэффициент амплитудного значения сигнала. В табл. 10.1 приведены некоторые типовые формы сигналов, для которых эффективное значение вычисляется на основе амплитудного значения.

Для сигналов, представляющих собой сумму постоянного и переменного напряжений, эффективное значение рассчитывается по формуле

$$U_{\text{эфф}} = \sqrt{U_{\text{--}}^2 + U_{\sim \text{эфф}}^2},$$

Рис. 10.17. Схема ПЭЗН с идентичными термопреобразователями

где  $U_{\text{--}}$  — постоянная составляющая напряжения;  $U_{\sim \text{эфф}}$  — эффективное значение переменной составляющей напряжения.

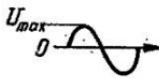
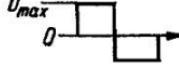
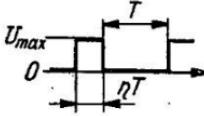
В ПЭЗН в качестве элементов, имеющих квадратичную характеристику, часто используют термопреобразователи. Основным достоинством ПЭЗН с термопреобразователями является большой частотный диапазон. К недостаткам можно отнести малый срок службы, большую тепловую инерционность, малое входное сопротивление (если на входе нет специального усилителя) и критичность к перегрузкам.

Нижняя граница частотного диапазона ПЭЗН определяется тепловой постоянной времени термопреобразователя. Без использования специальных мер для подавления переменной составляющей на выходе термопреобразователя нижняя граница частотного диапазона составляет несколько герц. Поскольку эффективное значение сигнала характеризует его энергию, то измерение сводится к получению с помощью термопреобразовате-

ля теплового эквивалента. В основе большинства ПЭЗН с термопреобразователями лежит метод сравнения выходного напряжения термопары термопреобразователя с эталонным напряжением.

Типовая схема ПЭЗН с термопреобразователями показана на рис. 10.17 [10]. В данной схеме термопреобразователь  $T\pi 1$  выполняет функцию возведения в квадрат входного сигнала, а извлечение корня квадратного из выходного напряжения ПЭЗН осуществляется с помощью термопреобразователя  $T\pi 2$ , включенного в цепь ООС усилителя. Для линеаризации функции передачи предусмотрена обратная связь с выхода ПЭЗН на вход ( $R_{o.c.}, RI$ ).

### 10.1. Коеффициенты пересчета амплитудного в эффективное и средневыпрямленное значения напряжения

Форма кривой	Эффективное значение	Средневыпрямленное значение	Коэффициент пересчета
	$U_{\text{эфф}} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}}$	$U_{\text{св}} = \frac{2U_{\max}}{\pi}$	$K = \sqrt{2}$
	$U_{\text{эфф}} = U_{\max}$	$U_{\text{св}} = U_{\max}$	$K = 1$
	$U_{\text{эфф}} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{3}}$	$U_{\text{св}} = \frac{U_{\max}}{2}$	$K = \sqrt{3}$
	$U_{\text{эфф}} = U_{\max} \sqrt{\eta}$	$U_{\text{св}} = U_{\max} \eta$	$K = \frac{1}{\sqrt{\eta}}$

Функцию передачи ПЭЗН (при отключенном цепи  $R_{o.c.}, RI$ ) можно записать в виде [9]

$$U_{\text{вых}} \approx u_{\text{вх}} \sqrt[n_2]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} (1 - \gamma),$$

где  $\alpha_1, \alpha_2$  — коэффициенты передачи  $T\pi 1, T\pi 2$  ( $\alpha_1 = e_{T\pi 1}/u_{\text{вх}}^{n_1}, \alpha_2 = e_{T\pi 2}/u_{\text{вх}}^{n_2}, n_1, n_2$  — показатели степени (примерно равны двум);  $\gamma = u_{\text{вх}}^{\frac{\Delta n}{n_2}} \left( 1 - \frac{U_{\text{вых}}}{n_2 K_y \alpha_1 u_{\text{вх}}^{n_1}} \right)$  — погрешность из-за нелинейности, обусловленной неидентичностью  $T\pi 1, T\pi 2$  и конечным значением  $K_y$  ( $\Delta n = n_1 - n_2$ )).

При  $n_1 = n_2 = 2$  получим

$$\gamma \approx -1/2K_y \sqrt{\alpha_1 \alpha_2}.$$

Очевидно, что при равенстве показателей  $n_1 = n_2$  погрешность можно снизить, увеличивая коэффициент усиления ОУ. Включив цепь обратной связи  $R_{o.c.}, RI$  и выбрав необходимый коэффициент глубины обратной связи, можно скомпенсировать данную погрешность, поскольку введение этой цепи вносит в функцию передачи нелинейность, обратную по знаку нелинейности  $\gamma$ . Полную компенсацию можно осуществить, по крайней мере, в двух точках рабочего диапазона.

Для звуковых и инфразвуковых частот ПЭЗН целесообразно строить на основе полупроводниковых умножителей, делителей, логарифмических усилителей. В этом случае срок службы, надежность, быстродействие ПЭЗН значительно увеличиваются.

В структурной схеме ПЭЗН прямого преобразования (рис. 10.18, а) процесс преобразования идет в соответствии с формулой (10.3). Основным недостатком ПЭЗН, выполненных по данной структурной схеме, является весьма ограниченный диапазон работы. Действительно, если, например, входной сигнал изменяется в диапазоне 100 : 1, то на выходе квадратора в этом случае напряжение должно изменяться в диапазоне 10 000 : 1, что выполнить с заданной точностью

изменениями в диапазоне 10 000 : 1, что выполнить с заданной точностью

Рис. 10.18. Структурные схемы ПЭЗН:  
а — прямого преобразования; б — с неявным преобразованием

стностью преобразования сложно. Практически такую структуру можно использовать для измерения напряжений в диапазоне 10 : 1 и менее. На рис. 10.18, б показана структурная схема ПЭЗН, в которой выходное напряжение формируется в соответствии с формулой

$$U_{\text{вых.эфф}} = \frac{\bar{U}_{\text{вх}}^2}{U_{\text{вых.эфф}}} = \sqrt{\bar{U}_{\text{вх}}^2}$$

На входе данного ПЭЗН используется блок, производящий не только возведение в квадрат, но и деление на постоянное выходное напряжение (постоянное в интервале времени, равном периоду входного сигнала). Неявный метод вычисления эффективного значения напряжения позволяет строить ПЭЗН с большим динамическим диапазоном, поскольку один и тот же блок производит как умножение, так и деление. Постоянная времени ФНЧ выбирается больше периода входного сигнала на нижней рабочей частоте. В схеме ПЭЗН можно использовать интегральные умножители и делители. Если эти микросхемы работают только в первом квадранте, то на входе умножителя необходимо включить выпрямитель, с помощью которого будет формироваться абсолютное значение входного сигнала. ПЭЗН с неявным методом преобразования можно построить также с квадратичными аппроксиматорами.

На рис. 10.19 показана схема ПЭЗН [14], построенного по структурной схеме рис. 10.18. В схему входит двухполупериодный выпрямитель *ДВ*, построенный на *OУ1*, квадратичный аппроксиматор *АП*, построенный на *OУ3—OУn* (в зависимости от количества аппроксимирующих участков), и фильтр ФНЧ, построенный на *OУ2*. Операция деления в данной схеме осуществляется путем введения параллельной обратной связи с выхода ПЭЗН в каждое звено *ВС* аппроксиматора. Ис-

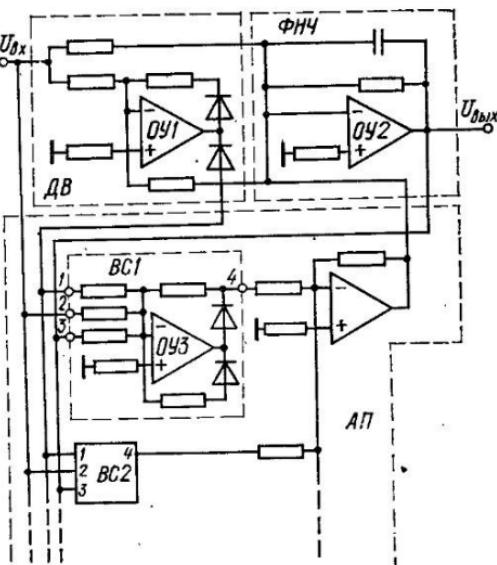


Рис. 10.19. Преобразователь эффективного значения напряжения с аппроксиматором квадратичной зависимости

пользуя различные схемные решения аппроксиматоров, фильтров, выпрямителей, можно построить другие схемы ПЭЗН, имеющие преимущество либо по точности преобразования, либо по числу элементов схемы.

Достаточно простые ПЭЗН можно построить на основе структурной схемы, показанной на рис. 10.20, а. Процесс умножения и деления в данном случае заменен процессом сложения и вычитания предварительно прологарифмированных сигналов. Алгоритм процесса преобразования состоит в следующем. Входной сигнал выпрямляется двухполупериодным выпрямителем  $Bm$  и двукратно логарифмируется логарифмическим усилителем  $A1$ . В результате получаем  $\ln U_{\text{вх}}^2$ . Затем с помощью дифференциального усилителя  $DU$  выделяется разность  $\ln U_{\text{вх}}^2 - \ln U_{\text{вых}}$ , для чего предварительно логарифмический сигнал усиливается логарифмическим усилителем  $A3$ .

$DU$  выделяет разность  $\ln U_{\text{вх}}^2 - \ln U_{\text{вых}} = \ln \frac{U_{\text{вх}}^2}{U_{\text{вых}}}$ , для чего предварительно логарифмический сигнал усиливается логарифмическим усилителем  $A3$ .

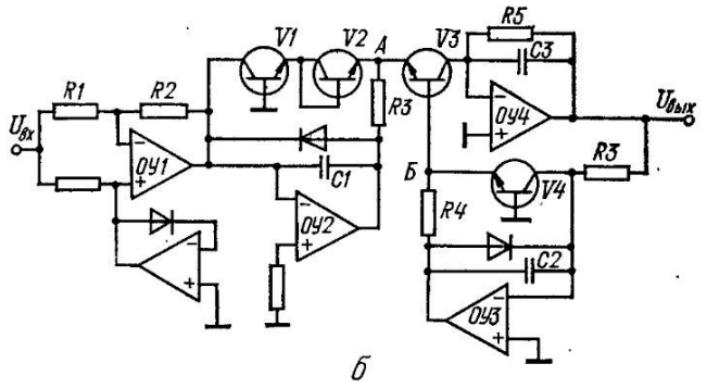
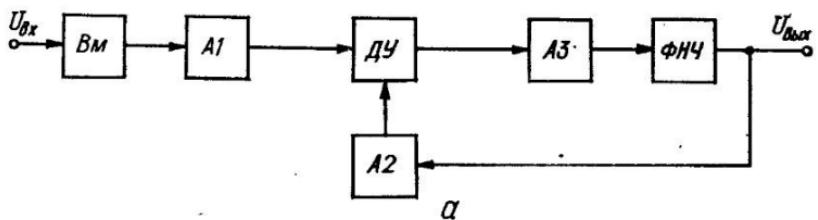


Рис. 10.20. Структурная (а) и принципиальная (б) схемы ПЭЗН с логарифмическими и антилогарифмическими усилителями

рифицируется выходное напряжение (с помощью  $A2$ ). Дальнейшее преобразование осуществляется с помощью усилителя  $A3$ , имеющего экспоненциальную передаточную функцию. На выходе усилителя получим

$$\frac{U_{\text{вх}}^2}{U_{\text{вых}}} = e^{\frac{\ln U_{\text{вх}}^2}{U_{\text{вых}}}}$$

Усредненное данное напряжение с помощью фильтра ФНЧ, получаем:

$$\frac{\bar{U}_{\text{вх}}^2}{U_{\text{вых}}} = U_{\text{вых, эф}} = \sqrt{\bar{U}_{\text{вх}}^2}$$

Точность ПЭЗН, работающего по данному алгоритму, во многом зависит от точности логарифмирующих и антилогарифмирующего усилителей.

На рис. 10.20, б показан один из возможных вариантов ПЭЗН, в котором реализован рассмотренный алгоритм [17]. На входе ПЭЗН включен двухполупериодный выпрямитель на  $OУ1$ . Логарифмирующие усилители модуля входного и выходного сигналов построены на  $OУ2$ ,  $OУ3$  соответственно. Антилогарифмирующий усилитель построен на  $OУ4$ .

Учитывая, что коэффициент передачи выпрямителя равен единице, выходное напряжение усилителя, осуществляющего двукратное логарифмирование,

$$U_A = -\frac{K_6 T^0}{g} \ln \left( \frac{U_{\text{вх}}}{R I_0} \right)^2,$$

где  $R = R_1 = R_2 = R_3$ ;  $K_6 T^0/g \approx T^0/11\,000$  В ( $T^0$  — температура в кельвинах);  $I_0$  — обратный ток перехода база—эмиттер  $V1, V2$ .

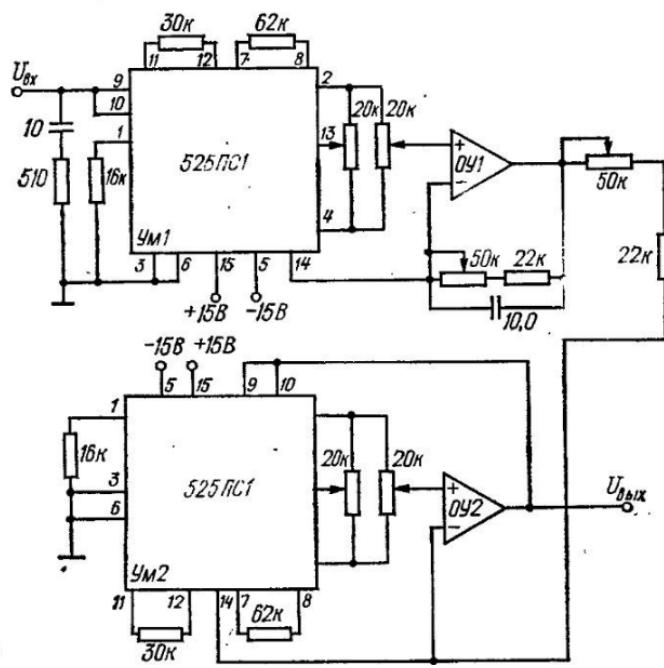


Рис. 10.21. Схема ПЭЗН на перемножителях типа 525ПС1

Выходное напряжение усилителя, построенного на ОУЗ, можно записать в виде

$$U_B = \frac{-K_6 T}{g} \ln \frac{U_{\text{вых}}}{R I_0}.$$

Напряжения  $U_A$  и  $U_B$  поступают на эмиттер и базу транзистора  $V3$  соответственно. Входное напряжение, действующее на входе антилогарифмирующего усилителя,

$$U_{69V3} = U_A - U_B = \frac{K_6 T}{g} \left[ \ln \left( \frac{U_{\text{вх}}}{R I_0} \right)^3 - \ln \frac{U_{\text{вых}}}{R I_0} \right] = \frac{K_6 T^0}{g} \ln \frac{U_{\text{вх}}^2}{R I_0 U_{\text{вых}}}.$$

При этом ток коллектора  $V3$  можно записать в виде

$$I_{KV3} = I_0 e^{(g U_{69V3}/K_6 T^0)}.$$

При достаточно большой постоянной времени фильтра  $R_5 C_3 \gg \frac{1}{f_{\text{вх}}}$  выходное напряжение ПЭЗН

$$U_{\text{вых.эфф}} = R I_{KV3} = \frac{\bar{U}_{\text{вх}}^2}{U_{\text{вых}}} = \sqrt{\bar{U}_{\text{вх}}^2}.$$

Фильтры  $R3, C1$  и  $R4, C2$  включены для обеспечения устойчивости усилителей. Для получения высокой точности преобразования транзисторы  $V1—V4$  должны иметь идентичные параметры и находиться в одном корпусе. В подобном ПЭЗН достаточно просто

достичь погрешности 0,5 % в диапазонах входного сигнала  $\pm 100$  мВ;  $\pm 1$  В;  $\pm 10$  В. Динамическая погрешность зависит от типа ОУ.

Для построения сравнительно низкочастотных преобразователей эффективного значения (1—5 %) целесообразно использовать серийно выпускаемые перемножители типа 525ПС1, 525ПС2 [16].

На рис. 10.21 показана схема ПЭЗН, где входной сигнал возводится в квадрат четырехквадрантным перемножителем  $Ум1$  типа 525ПС1. Усреднение выходного сигнала  $Ум1$  осуществляется с помощью фильтра нижних частот, построенного на  $ОУ1$ . Извлечение квадратного корня осуществляется с помощью перемножителя  $Ум2$  (также типа 525ПС1), включенного в цепь ООС усилителя  $ОУ2$ . Погрешность данного преобразователя в основном определяется погрешностями перемножителей и составляет (в диапазоне частот до 0,6 мГц) примерно 2 % максимального значения шкалы преобразования входного сигнала  $\pm 10$  В.

## Глава 11

# АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ И ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

## 1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Для внедрения цифровой вычислительной техники и микропроцессоров в автоматические системы управления на первый план выдвигается проблема их связи с объектами, параметры которых представлены в аналоговой форме. Для ввода в цифровую ЭВМ аналоговых сигналов и вывода результатов обработки информации в аналоговой форме используют аналого-цифровые (АЦП) и цифроаналоговые (ЦАП) преобразователи [4, 5, 9]. Процесс преобразования информации в АЦП и ЦАП характеризуется точностью, быстродействием и динамическим диапазоном.

Погрешность аналого-цифрового и цифроаналогового преобразования включает в себя методическую и инструментальную погрешности. Методическая погрешность обусловлена погрешностью квантования аналоговой величины  $A$  по уровню

$$\Delta_k = A - Nh,$$

где  $N$  — числовой эквивалент входной величины;  $h$  — шаг квантования;  $|\Delta_k| \leq 0,5$  МР (МР — единица младшего разряда).

Погрешность  $\Delta_k$  является случайной величиной ввиду случайного характера величины  $A$ . При  $h \ll A_{\max}$  закон распределения погрешности квантования приближается к равномерному. Среднеквадратическая погрешность квантования

$$\sigma_k = h/\sqrt{12}.$$

Шаг квантования определяет потенциальную разрешающую способность (достигнутую точность) преобразования по уровню (для АЦП наименьшее различимое приращение входной аналоговой величины, для ЦАП — наименьшее возможное приращение выходной аналоговой величины). Так как каждому приращению аналоговой величины на квант соответствует приращение кода, то разрешающая способность зависит от разряда кода.

Инструментальная погрешность включает в себя погрешность настройки, временной нестабильности, температурной погрешности и погрешности, возникающей от изменения параметров внешних источников питания и сигналов управления. Инструментальная погрешность проявляется в виде смещения нуля ОУ, изменения крутизны коэффициента передачи, нелинейности передаточной функции.

Быстродействие АЦП и ЦАП ограничивается динамическими погрешностями, возникающими при квантовании аналоговой величины по времени. Динамическая погрешность определяет время преобразования  $T_p$ . Для АЦП время преобразования представляет собой временной интервал от момента пуска преобразователя до момента получения кода. Для ЦАП время преобразования представляет собой интервал времени между моментом поступления входного кода и моментом установления с заданной точностью выходного сигнала. Время преобразования ЦАП в основном определяется частотными характеристиками ОУ, включенных на выходе.

Для АЦП важным параметром является апертурное время. Это параметр временной неопределенности фиксации момента получения результатов преобразования в течение времени  $T_p$ . Другим параметром, определяющим быстродействие, является период

квантования  $T_k$ , представляющий собой интервал времени между двумя последовательными преобразованиями. В ЦАП максимальная скорость изменения входного кода определяется временем установления выходного сигнала с заданной точностью.

## 2. ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В основу цифроаналогового преобразования положен принцип суммирования аналоговых величин, пропорциональных весам разрядов входного цифрового кода, разрядные коэффициенты которых равны единице. Различают ЦАП с прямым и косвенным (промежуточным) преобразованием. Наиболее широко распространены ЦАП с прямым преобразованием. В зависимости от алгоритма обработки разрядов входного кода ЦАП с прямым преобразованием можно разделить на параллельные и последовательные.

### 11.1. Резисторные матрицы типа R—2R

Тип	$N$	$R, \text{ к}\Omega$	$\delta_{k^*} \%$	$\delta_{k^*} \%$	$U_{\text{вх}}, \text{ В}$	$t_{\text{уср}} \text{ мкс}$	$\text{ТКД}, 1/\text{ }^\circ\text{C}$	$\delta_R \%$	Примечание
301 HP1	10	5	0,0135	0,032	12,6	0,5	$2,5 \cdot 10^{-4}$	10	$N$ — разрядность;
301 HP3	11	1	0,01	0,022					$\delta_{k^*}$ — погрешность коэффициента деления при нормальных условиях;
301 HP4		5							
301 HP5		10					1,0		
301 HP6		20							$\delta_{k^*}$ — при всех условиях эксплуатации;
301 HP12	10	15			30	0,7			
313 HP1	12	5	0,0085	0,0125	6	0,75	$10^{-4}$	10	$\delta_R$ — погрешность резисторов;
ДНД5А-10 ДНД5А-1А	10	1	0,02	0,05	40		$10^{-5}$	10	ТКД — температурный коэффициент деления
ДНД5А-1Б		5			60				
ДНД5А-1В		10							

**Параллельные ЦАП.** Большинство ЦАП, выпускаемых в настоящее время в виде интегральных микросхем, — параллельного типа. Принцип действия параллельных ЦАП основан на суммировании эталонных токов (напряжений), соответствующих весам разрядов. Обычно суммирование токов производится с помощью ОУ, напряжение на выходе которого пропорционально коду  $N$ :

$$U_{\text{вых}} = R_{\text{o.c}} I_1 N, \quad (11.1)$$

где  $R_{\text{o.c}}$  — сопротивление ООС ОУ;  $I_1$  — эталонный ток 1-го разряда.

Наиболее распространены ЦАП с резисторными матрицами типа R—2R. Это обусловлено тем, что для изготовления требуются резисторы только двух номиналов, что дает определенные технологические преимущества.

**Резисторные матрицы типа R—2R** представляют собой цепные делители напряжения. Основные параметры отечественных матриц типа R—2R серии 301 и некоторых дру-

тих приведены в табл. 11.1. Матрицы 301HP1, 301HP4—301HP6, 313HP1, приведенные в таблице, выпускаются 11 модификаций (от А до М), которые отличаются величиной откло-  
нения (в сторону уменьшения) разрядных резисторов от номинального значения на 0, 10,  
20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100 Ом. Использование той или иной модификации позволяет  
скомпенсировать остаточное сопротивление ключей, коммутирующих разрядные со-  
противления. При использовании матриц необходимо иметь в виду, что резисторы, состав-  
ляющие матрицу (а следовательно, и выходное сопротивление), имеют разброс номиналов  
до 10 %, в то время как коэффициент деления имеет высокую точность.

Схема резисторной матрицы типа R—2R показана на рис. 11.1.

Основные свойства данной матрицы:

сопротивление во всех трех направлениях от узловой точки ( $1'$ ,  $2'$ , ...,  $m'$ ) равно  $2R$ ;  
коэффициент передачи между соседними узловыми точками равен  $\frac{1}{2}$ ; коэффициент пере-  
дачи между разрядным входом и соответствующей ему узловой точкой равен  $\frac{1}{3}$ .

Примеры включения резисторных матриц типа R—2R (рис. 11.2).

**Пример 1.** Источник входного сигнала (напряжение  $U_{\text{вх}}$ ) поочередно подключают к узловым точкам (рис. 11.2, а). Допустим, что источник сигнала подключают к 1-й точке. Тогда распределение потенциалов в узловых точках будет следующим:

$$U_{1'} = U_{\text{вх}}; \quad U_{2'} = \frac{1}{2} U_{\text{вх}}; \quad U_{3'} = \left(\frac{1}{2}\right)^2 U_{\text{вх}}; \quad U_{i'} = \left(\frac{1}{2}\right)^{i-1} U_{\text{вх}}; \quad U_{m'} = \left(\frac{1}{2}\right)^{m-1} U_{\text{вх}}.$$

При подключении  $U_{\text{вх}}$  к  $i$ -й узловой точке получим

$$U_m = \left(\frac{1}{2}\right)^{m-i} U_{\text{вх}}.$$

При одновременном подключении нескольких узловых точек выходное напряжение будет определяться только старшим (по номеру) узлом.

**Пример 2.** Разрядные входы подключены к различным источникам напряже-  
ния (рис. 11.2, б).

Выходное напряжение для данной схемы

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{3} U_1 a_1 + \frac{1}{3} \frac{1}{2} U_2 a_2 + \frac{1}{3} \left(\frac{1}{2}\right)^2 U_3 a_3 + \dots + \frac{1}{3} \left(\frac{1}{2}\right)^{i-1} \times \\ \times U_i a_i + \dots + \frac{1}{3} U_m \left(\frac{1}{2}\right)^{m-1} a_m, \quad a_i = 0; 1.$$

**Пример 3.** Источник входного сигнала (напряжение  $U_{\text{вх}}$ ) подключен к разрядным входам (рис. 11.2, в).

Допустим, входное напряжение подключено к 1-му разрядному входу. Тогда рас-  
пределение потенциалов в узловых точках будет следующим:

$$U_{1'} = \frac{1}{3} U_{\text{вх}}; \quad U_{2'} = \frac{1}{3} \frac{1}{2} U_{\text{вх}}; \quad U_{3'} = \frac{1}{3} \left(\frac{1}{2}\right)^2 U_{\text{вх}}; \dots; \quad U_{i'} = \\ = \frac{1}{3} \left(\frac{1}{2}\right)^{i-1} U_{\text{вх}}; \dots; \quad U_{m'} = \frac{1}{3} \left(\frac{1}{2}\right)^{m-1} U_{\text{вх}}.$$

При управлении двоичным кодом выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = U_{m'} = \frac{1}{3} \frac{U_{\text{вх}}}{2^{m-1}} \sum_{i=1}^{i=m} a_i 2^{m-i} = \Delta U N,$$

где  $\Delta U = \frac{1}{3} \frac{U_{\text{вх}}}{2^{m-1}}$  — величина дискретности выходного напряжения;  $a_i =$

= { 1 — разрядный вход подключен к  $U_{\text{вх}}$ ;  
0 — разрядный вход подключен к общему проводу,  $N$  — числовая эквивалент кода. }

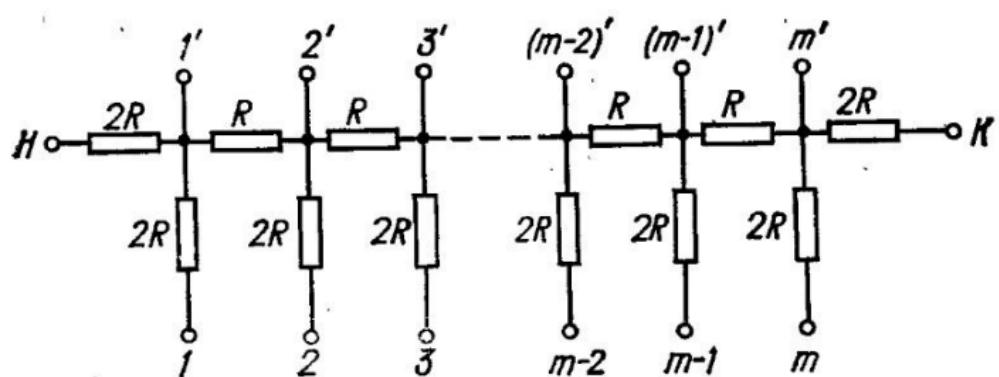
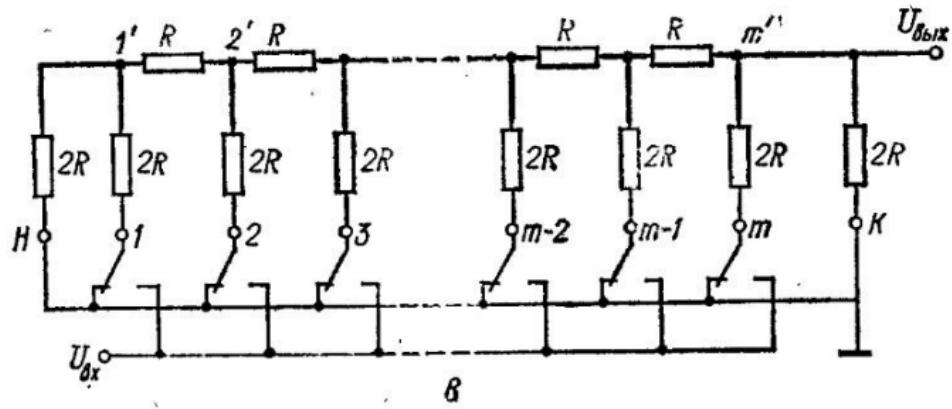
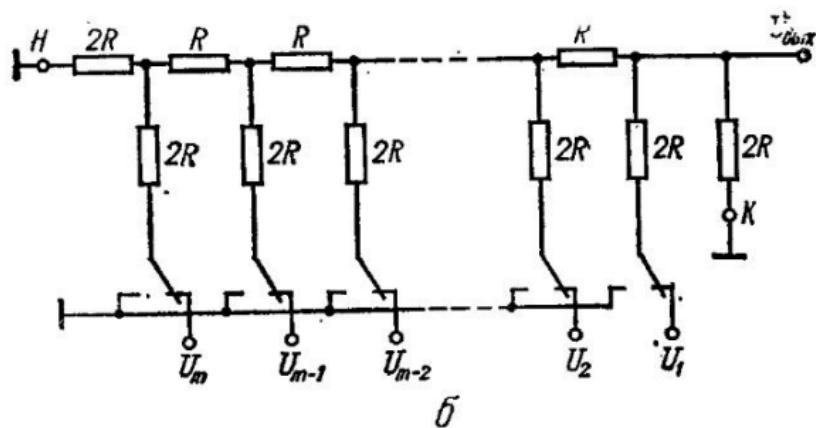
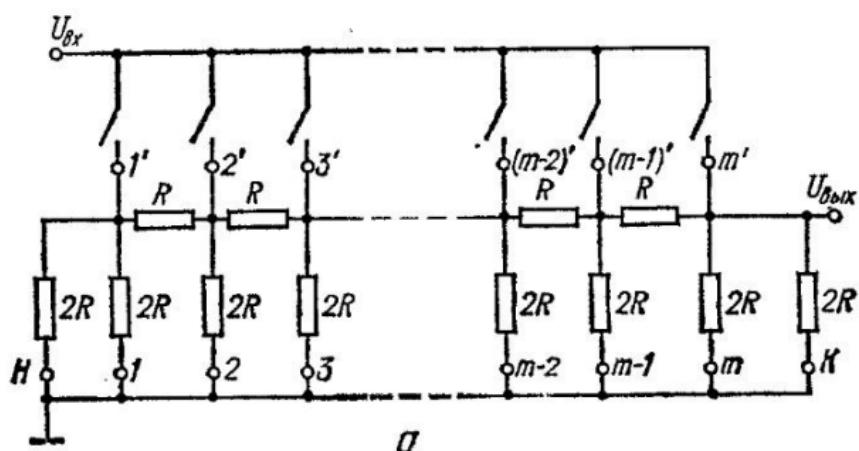


Рис. 11.1. Схема резисторной матрицы типа R-2R



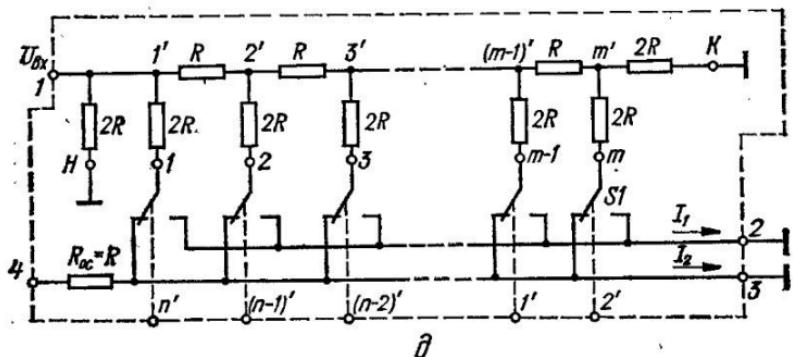
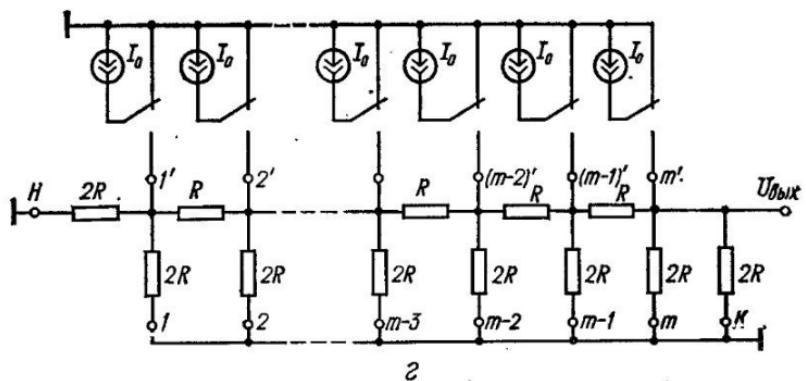


Рис. 11.2. Способы включения матрицы типа  $R-2R$ :

*a* — к примеру 1; *b* — к примеру 2; *c* — к примеру 3; *д* — к примеру 4;

*д* — к примеру 5

Погрешность выходного напряжения, обусловленная сопротивлением открытого ключа в  $m$ -разряде

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \left( \frac{1}{3} - \frac{1}{3 + \delta_K} \right) \approx U_{\text{вх}} \frac{\delta_{R_K}}{9},$$

где  $\delta_{R_K} = R_K/R$  — относительное сопротивление ключа, или, учитывая, что  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}/3$ , получаем:

$$\delta_{U_{\text{вых}}} = \Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}} = \delta_{R_K}/3,$$

где  $\sigma_{U_{\text{вых}}}$  — относительная погрешность выходного напряжения.

Предполагая, что во всех разрядах сопротивление открытого ключа равно  $R_K$ , суммарную максимальную погрешность можно вычислить следующим образом:

$$\delta_{U_{\text{вых}}} = \frac{1}{3} \delta_{R_K} + \frac{1}{3} \frac{1}{2} \delta_{R_K} + \frac{1}{3} \left( \frac{1}{2} \right)^2 \delta_{R_K} + \dots + \delta_{R_K} \cdot \frac{1}{3} \left( \frac{1}{2} \right)^{m-1}.$$

Наибольший вклад в погрешность вносят старшие разряды ( $m$ ;  $m-1$ ).

Пример 4. К узловым точкам подключают идентичные источники тока (рис. 11.2, *д*).

При подключении источника тока  $I_0$  к узловой точке  $1'$  распределение потенциалов в узловых точках будет следующим:

$$U_{1'} = \frac{2}{3} I_0 R; \quad U_{2'} = \frac{2}{3} \frac{1}{2} I_0 R; \quad U_{3'} = \frac{2}{3} \left( \frac{1}{2} \right)^2 I_0 R, \dots, \quad U_{t'} = \frac{2}{3} I_0 R \left( \frac{1}{2} \right)^{t-1}, \dots, \quad U_{m'} = \frac{2}{3} \left( \frac{1}{2} \right)^{m-1} I_0 R.$$

При управлении источниками тока двоичным кодом получим

$$U_{\text{вых}} = U_{m'} = \frac{2}{3} I_0 R \frac{1}{2^{m-1}} \sum_{i=1}^{l=m} a_i 2^{m-i} = \Delta U N,$$

где  $\Delta U = \frac{2}{3} I_0 R / 2^{m-1}$  — величина дискретности выходного напряжения.

Пример 5. Входное напряжение подключено к узловой точке 1'. Выходной сигнал: суммарные токи через разрядные сопротивления (рис. 11.2, д).

## 11.2 Основные параметры ЦАП

Тип	$n$ , бит	$\delta_{\text{нл. диф}}$ , %	$\delta_K$ , %	$t_{\text{уст}}$ , мкс	$I_p$ , мА	$I_{\text{ут}}$ , нА	Примечание
572 ПА1А	10	$\pm 0,1$	$-3; +0,5$	5	2	100	
572 ПА1Б	10	$\pm 0,2$	$-3; +0,5$	5	2	100	
572 ПА1В	10	$\pm 0,4$	$-3; +0,5$	5	2	100	
K572ПА2А	12	$\pm 0,025$	$\pm 0,5$	15	2	—	
K572ПА2Б	12	$\pm 0,05$	$\pm 0,5$	15	2	—	
K572ПА2В	12	$\pm 0,1$	$\pm 0,5$	15	2	—	
K594ПА1	12	$\pm 0,012$	—	3,5	25,35	700	Запись и хранение кода

П р и м е ч а и е.  $n$  — разрядность,  $\delta_{\text{нл. диф}}$  — дифференциальная нелинейность от полной шкалы;  $\delta_K$  — погрешность коэффициента передачи от полной шкалы;  $I_p$  — ток потребления;  $t_{\text{уст}}$  — время установления;  $I_{\text{ут}}$  — ток утечки ключей.

Распределение напряжений в узловых точках:

$$U_{1'} = U_{\text{вх}}; \quad U_{2'} = \frac{1}{2} U_{\text{вх}}; \quad U_{3'} = \left(\frac{1}{2}\right)^2 U_{\text{вх}}, \dots, \quad U_{l'} = \\ = \left(\frac{1}{2}\right)^{l-1} U_{\text{вх}}, \dots, \quad U_{m'} = \left(\frac{1}{2}\right)^{m-1} U_{\text{вх}}.$$

Распределение токов в разрядных резисторах:

$$I_1 = U_{\text{вх}} / 2R; \quad I_2 = U_{\text{вх}} \frac{1}{2} / 2R; \quad I_3 = U_{\text{вх}} \left(\frac{1}{2}\right)^2 / 2R; \dots; \quad I_l = \\ = U_{\text{вх}} \left(\frac{1}{2}\right)^{l-1} / 2R; \dots; \quad I_m = U_{\text{вх}} \left(\frac{1}{2}\right)^{m-1} / 2R.$$

Выходные токи

$$I_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{2R} \sum_{i=1}^{l=m} a_i \left(\frac{1}{2}\right)^{i-1} = \frac{U_{\text{вх}}}{R} \frac{\sum_{i=1}^{l=m} a_i 2^{m-i}}{2^m} = \frac{U_{\text{вх}}}{R} \frac{N}{N_0}; \quad I_2 = \\ = \frac{U_{\text{вх}}}{R} \left(1 - \frac{\sum_{i=1}^{l=m} a_i 2^{m-i}}{2^m}\right) = \frac{U_{\text{вх}}}{R} \left(1 - \frac{N}{N_0}\right),$$

где  $N$  — числовое значение текущего кода ( $0 \leq N \leq (2^m - 1)$ );  $N_0 = 2^m$ .

Погрешность выходного тока, обусловленная наличием сопротивления закрытого ключа  $R_K$  в 1-м разряде,

$$\delta'_I = \Delta I / I = R_K / (2R + R_K) \approx \frac{1}{2} \delta_{R_K}, \text{ где } \delta_{R_K} = R_K / R.$$

Максимальная погрешность выходного тока при условии, что во всех разрядах со-

противление открытых ключей одинаково,

$$\delta I = \frac{1}{2} \delta R_K + \left(\frac{1}{2}\right)^2 \delta R_K + \\ + \left(\frac{1}{2}\right)^3 \delta R_K + \dots + \left(\frac{1}{2}\right)^m \delta R_K.$$

Приведенные примеры включения резисторных матриц R-2R можно рассматривать как пассивные ЦАП параллельного типа. Для уменьшения выходного сопротивления или для масштабирования выходного сигнала на выходе матрицы R-2R включают повторитель напряжения или масштабирующий усилитель, построенный на ОУ. Требования к ОУ и к разрядным переключателям в таких ЦАП во многом определяются способом включения резисторной матрицы R-2R.

На рис. 11.3, а показана схема активного ЦАП с резисторной матрицией типа R-2R (пример включения сетки R-2R рис. 11.2, б), где для формирования двухполарного выходного сигнала и компенсации погрешностей, обусловленных остаточным сопротивлением открытого канала разрядных переключателей S1-Sn, имеется дополнительный переключатель S0 [2]. Если переключатель S0 замкнут на общую шину, то выходное напряжение линейно изменяется в зависимости от входного кода в диапазоне 0-(+U<sub>оп</sub>). В другом положении переключателя S0 выходное напряжение изменяется в зависимости от кода в диапазоне 0-(-U<sub>оп</sub>). Остаточное напряжение на разрядных ключах компенсируется остаточным напряжением на переключателе S0, так как он взаимно обратны по знаку. В данной схеме ЦАП разрядные переключатели S1-Sn работают в режиме коммутации эталонного напряжения, поэтому к остаточному сопротивлению открытого канала переключателя предъявляются повышенные требования. Учитывая, что сопротивление резисторов R обычно невелико (1-10 кОм), к входным токам ОУ жестких требований не предъявляется.

На рис. 11.3, б показана схема параллельного ЦАП [8], где используется рассмотренная выше схема включения резисторной матрицы (рис. 11.2, д). Передаточную функцию для данной схемы ЦАП можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} \frac{R_2}{R_1} \left[ \left(1 - \frac{N}{N_0}\right) \frac{R_3}{R_4} - \frac{N}{N_0} \right], \quad 0 \leq N \leq (2^n - 1).$$

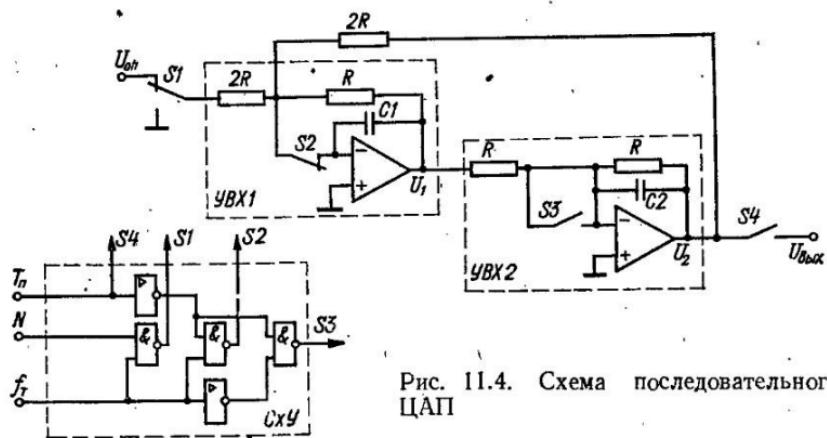


Рис. 11.4. Схема последовательного ЦАП

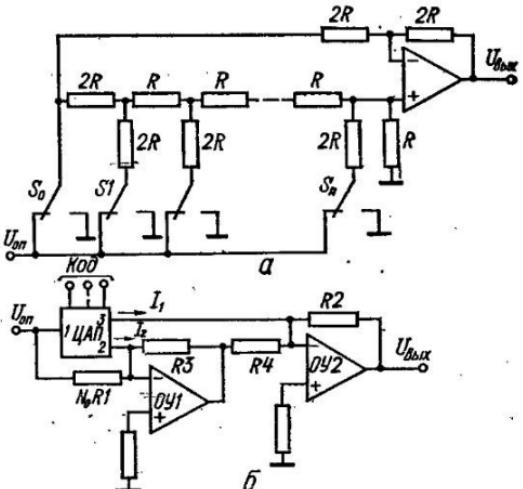


Рис. 11.3. Схемы параллельных ЦАП с биполярным выходным сигналом

Приняв  $R_3 = R_4$ , получим:

$$U_{\text{вых}} = 2U_{\text{оп}} \frac{R_2}{R_1} \left[ \frac{1}{2} - \frac{N}{N_0} \right].$$

Отсюда следует, что полярность выходного напряжения ЦАП может быть как отрицательной, так и положительной.

Параметры некоторых серийно выпускаемых ЦАП приведены в табл. 11.2.

**Последовательные ЦАП.** Для преобразования последовательного кода в аналоговый сигнал используют ЦАП последовательного типа. Наиболее распространеными ЦАП последовательного типа являются ЦАП, построенные на основе устройств выборки и хранения. Типовая схема такого ЦАП показана на рис. 11.4 [10]. В схему входят два УВХ (входной и выходной), ключи  $S1, S4$ , а также схема управления ключами  $S1-S4$  ( $CxY$ ). Преобразование входного последовательного кода производится за  $n$  тактов, где  $n$  — число разрядов кода. В первом полупериоде такта в  $UVX1$  суммируется опорное напряжение (если разрядный коэффициент  $a$  равен единице), поступающее с выхода ключа  $S1$ , с напряжением  $U_2$ , поступающим с выхода  $UVX2$ . Результат суммирования делится на два:

$$U_{1t} = \frac{1}{2} [U_{\text{оп}} a_i + U_{2(t-1)}].$$

Напряжение  $U_{1t}$  запоминается на конденсаторе  $C1$  (в режиме хранения ключ  $S2$  открыт). Во втором полупериоде такта напряжение на выходе  $UVX2$  принимает значение  $U_{2t}$ , т. е.  $U_{2t} = U_{1t}$ .

В следующем ( $i+1$ ) такте процесс повторяется, при этом напряжение на конденсаторе  $C2$  увеличивается на величину дискретности. В конце  $n$ -го такта конденсатор  $C2$  заряжается до

$$U_{2n} = U_{\text{оп}} N,$$

где  $N$  — входной код.

В конце  $n$ -го такта открывается ключ  $S4$ , и напряжение  $U_{2n}$  поступает на выход ЦАП. Если требуется иметь на выходе сигнал в течение длительного времени, то используют дополнительное УВХ, включенное на выходе ЦАП. Достоинством этого ЦАП является его некритичность к точности и стабильности конденсаторов УВХ. Точность и быстродействие ЦАП этого типа в основном зависит от характеристик УВХ.

### 3. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Преобразование аналоговой величины в цифровой код является измерительным процессом. Преобразование происходит путем сравнения преобразуемой величины с набором эталонных величин, имеющих одинаковую природу с преобразуемой. По способу формирования выходного кода АЦП можно разделить на последовательные, параллельные, последовательно-параллельные и с промежуточным преобразованием.

**Последовательные АЦП.** Наибольшее развитие в настоящее время получили последовательные АЦП с ЦАП в цепи ООС (рис. 11.5, а), которые состоят из компаратора  $Km$ , ЦАП (в схеме используется ЦАП, показанный на рис. 11.2, д) и схемы управления «Лог» (цифровой автомат). В основе работы данного АЦП лежит принцип сравнения входного сигнала с выходным сигналом ЦАП (выход  $OY1$ ), который изменяется по определенному закону, задаваемому схемой «Лог». При равенстве выходного и входного напряжений компаратор  $Km$  формирует логический сигнал, останавливающий процесс уравновешивания, при этом на выходе АЦП будет сформирован код  $N$ , соответствующий входному напряжению

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{оп}} N / N_0. \quad (11.2)$$

Статическая погрешность таких АЦП определяется погрешностью ЦАП и  $Km$ .

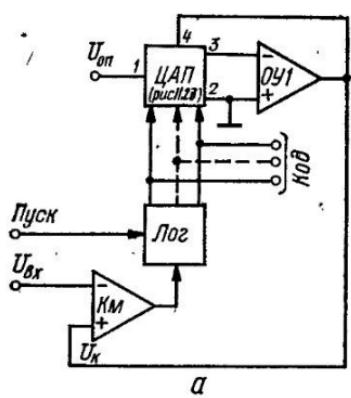
В зависимости от способа уравновешивания искомой величины различают АЦП развертывающегося, следящего и поразрядного уравновешивания. Временные диаграммы работы этих АЦП показаны на рис. 11.5, б, в, г.

В АЦП развертывающего уравновешивания (рис. 11.5, б) компенсирующее напряжение  $U_k$  растет от исходного значения  $U_{k0}$  до значения  $U_k \geq U_{\text{вх}}$ . В момент достижения  $U_k = U_{\text{вх}}$  цикл измерения заканчивается. В дальнейшем АЦП может работать либо

в следящем режиме, либо вновь повторить процесс уравновешивания, начиная с  $U_{k0} = 0$ . В наиболее простом варианте в АЦП развертывающего уравновешивания схема «Лог» может представлять собой счетчик импульсов, на вход которого по команде от  $Km$  поступают тактовые импульсы. Частота импульсов тактового генератора выбирается так, чтобы в каждом такте выходное напряжение ЦАП устанавливалось с заданной точностью и происходило полное срабатывание  $Km$ . Время преобразования в АЦП развертывающего уравновешивания непостоянно и при заданной частоте тактовых импульсов зависит от входного сигнала. Максимальное время преобразования

$$T_{\text{п max}} = N_{\text{max}}/f_t.$$

В АЦП следящего типа схема «Лог» представляет собой реверсивный счетчик импульсов, который выполняет суммирование и вычитание импульсов тактового генератора в зависимости от состояния  $Km$ . В зависимости от скорости изменения  $U_{\text{вх}}$  следящий АЦП работает либо в режиме начальной обработки, либо в режиме слежения (рис. 11.5, а). Если скорость изменения входного сигнала не превышает скорость изменения компенсирующего напряжения, то в любой момент времени компенсирующее напряжение будет отличаться от измеряемого входного не более чем на значение шага квантования. Время преобразования в режиме слежения равно периоду следования тактовых импульсов. Время преобразования следящего АЦП в режиме начальной обработки скачка входно-



*a*

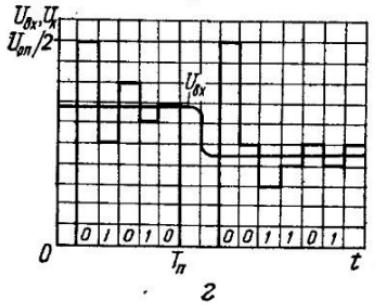
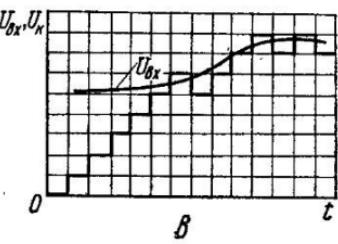
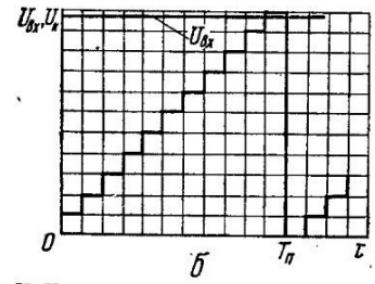


Рис. 11.5. АЦП с ЦАП в цепи ООС:

*а* — схема; *б, в, г* — временные диаграммы работы АЦП развертывающего уравновешивания, следящего типа, поразрядного уравновешивания соответственно

го напряжения, соответствующего максимальному коду.

$$T_{\text{п max}} = (2^n - 1)/f_t.$$

Очевидно, что время преобразования следящего АЦП при больших скачках входного сигнала примерно такое же, как и АЦП развертывающего типа. Для повышения быстродействия следящего АЦП в режиме начальной обработки используется метод «грубого» и «точного» отсчетов [3]. В простейшем случае этот метод можно реализовать

путем разбиения счетчика импульсов в схеме «Лог» на два: счетчик «грубого» и счетчик «точного» отсчетов, как показано на рис. 11.6. Выходное напряжение ЦАП подается на один из входов дифференциального усилителя, построенного на ОУ, а входное напряжение — на другой вход. Коэффициент передачи дифференциального усилителя по обоим входам равен единице, а его выходное напряжение  $U_A = U_{\text{вх}} - U_k$ . Эта разность сравнивается в компараторах  $Km1-Km3$  с напряжениями  $+U_{\text{оп}}/2^{n/2}$ ,  $-U_{\text{оп}}/2^{n/2}$  и 0. Вес младшего разряда счетчика  $CT1$  «грубого» отсчета составляет  $U_{\text{оп}}/2^{n/2}$ . Значения состояний компараторов  $Km1$ ,  $Km2$  определяют режим работы счетчика.

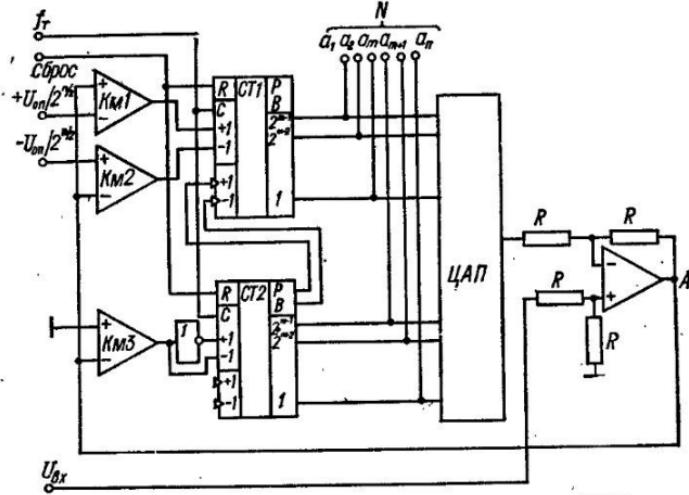


Рис. 11.6. Схема двухступенчатого следящего АЦП

При  $U_{\text{оп}}/2^{n/2} < U^A$   $CT1$  работает в режиме накопления, так как на выходе  $Km1$  устанавливается высокий потенциал, а  $Km2$  находится в состоянии 0. При  $-U_{\text{оп}}/2^{n/2} > U^A$   $CT1$  работает в режиме вычитания, так как на выходах  $Km1$ ,  $Km2$  устанавливаются 1 и 0 соответственно.

Компаратор  $Km3$  определяет режим работы счетчика «точного» отсчета  $CT2$ . Функция  $Km3$  заключается в сравнении  $U_A$  с потенциалом общей шины.

На асинхронные входы  $CT1$  подаются сигналы переноса и займа из счетчика  $CT2$ . После того как счет импульсов в счетчике  $CT1$  закончится, в счетчике  $CT2$  счет будет продолжаться до выполнения условия  $U_A - U_k \leq U_{Km3}$ , где  $U_{Km3}$  — порог срабатывания  $Km3$ . Максимальное время преобразования данного АЦП

$$T_{\text{н макс}} = 2(2^{n/2} - 1)/f_t,$$

т. е. быстродействие двухступенчатого следящего АЦП увеличивается примерно в  $(2^{n/2} - 1)$  раз. В предельном случае можно построить АЦП с числом ступеней  $n$ , равным числу разрядов ЦАП. Для такого АЦП требуется  $2n$  компараторов и такое же число опорных напряжений срабатывания компараторов, а вместо счетчиков необходим параллельный сумматор с цепями сложения и вычитания.

В АЦП поразрядного уравновешивания процесс уравновешивания производится в направлении от старших разрядов к младшим. На рис. 11.5, в показана временная диаграмма поразрядного уравновешивания для случая двоичного распределения разрядов. Компенсирующее напряжение изменяется по закону

$$U_k = U_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n 2^{-i} a_i,$$

где  $n$  — число разрядов АЦП;  $a_i$  — состояние ключа  $i$ -го разряда ( $a_i = 0$  или 1).

При поразрядном уравновешивании в первом такте включается 1-й (старший) разряд с весом  $2^{-1}$ , компаратором производится сравнение  $U_{\text{вх}}$  с  $U_{k1} = U_{\text{оп}} 2^{-1}$  и в зависимости от знака разности между  $U_{\text{вх}}$  и  $U_k$  первый разряд либо оставляется включенным

$(a_1 = 1)$ , либо сбрасывается ( $a_1 = 0$ ). Во втором такте включается 2-й разряд с весом  $2^{-2}$ , производится сравнение  $U_{\text{вх}}$  с величиной  $U_{\text{k2}} = U_{\text{оп}} (2^{-1}a_1 + 2^{-2}a_2)$  и по результату сравнения сбрасывается ( $a_2 = 0$ ) или не сбрасывается ( $a_2 = 1$ ) 2-й разряд. В третьем такте включается 3-й разряд и т. д. В конце уравновешивания  $U_{\text{вх}} = U_{\text{k}}$ , или

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n 2^{-i} a_i = U_{\text{оп}} N.$$

Длительность цикла преобразования в АЦП поразрядного уравновешивания постоянна, не зависит от измеряемой величины и пропорциональна числу разрядов  $n$ :

$$T_n = n/f_r.$$

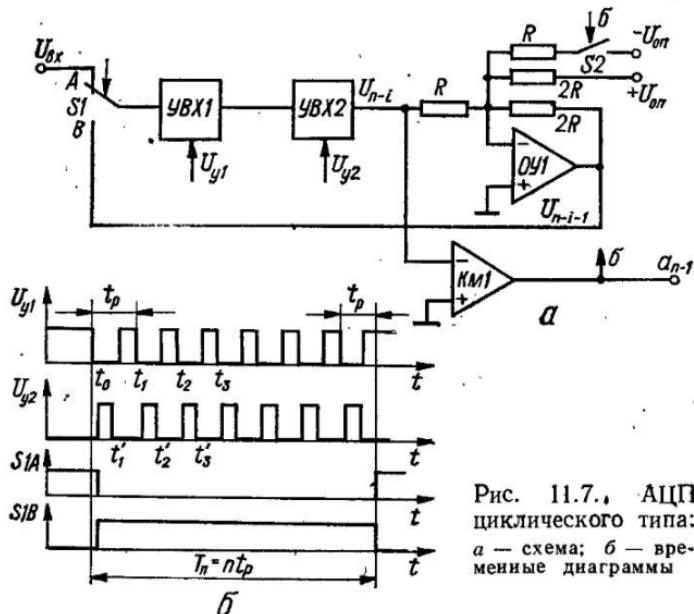


Рис. 11.7. АЦП циклического типа:  
а — схема; б — временные диаграммы

Кроме рассмотренных выше АЦП с ЦАП в цепи ООС к последовательным АЦП относятся также АЦП циклического и конвейерного типов. Погрешность этих АЦП в основном определяется качеством используемых ОУ, компараторов и ключей.

В циклическом АЦП [5] процесс преобразования аналоговой величины (напряжения) производится в соответствии со следующим алгоритмом:

$$U_{n-i-1} = -2 \left( U_{n-i} - a_{n-i} U_{\text{оп}} + \frac{U_{\text{оп}}}{2} \right), \quad a_{n-i} = \begin{cases} 1 & \text{при } U_{n-i} \geq 0; \\ 0 & \text{при } U_{n-i} < 0, \end{cases}$$

где  $i$  — порядковый номер разряда выходного кода  $N$ ;  $n$  — число разрядов кода  $N$ ;  $U_{\text{оп}}$  — опорное напряжение.

На рис. 11.7, а показан АЦП, работающий по данному алгоритму. В состав аналого-вой части АЦП входят два устройства выборки хранения ( $YBX1$ ,  $YBX2$ ), переключатель  $S1$ , компаратор  $KM1$ , сумматор, построенный на  $OY1$ , и ключ  $S2$ , управляемый компаратором. Процесс преобразования поясняется временными диаграммами управляющих сигналов, вырабатываемых цифровой частью АЦП, показанными на рис. 11.7, б. В исходном состоянии переключатель  $S1$  находится в положении  $A$ , ключ  $S2$  разомкнут, при этом  $YBX1$  непрерывно следит за входным сигналом. В момент ( $t_0$ ) поступления управляющего сигнала  $U_{y1}$   $YBX1$  запоминает уровень входного напряжения, затем по команде  $U_{y2}$  переписывается в  $YBX2$ . Одновременно с поступлением  $U_{y2}$  переключается  $S1$  в положение  $B$ . В результате запомненное напряжение в  $YBX2$   $U_{n-i-1}$  будет воздействовать на вход сумматора. На выходе сумматора вырабатывается напряжение  $-(U_{n-i-1} - a_{n-i-1} \times U_{\text{оп}} + U_{\text{оп}}/2) 2$ , которое в момент времени  $t_1$  записывается в  $YBX1$ . Компаратор  $KM1$

оценивается полярность выходного напряжения  $U_{\text{ВХ}2}$  и вырабатывает значение разрядного коэффициента старшего разряда  $a_{n-1}$ . Затем описанный процесс повторяется  $n$  раз, в результате чего на выходе  $Km1$  последовательно будут сформированы значения всех разрядных коэффициентов.

Данная схема циклического АЦП обеспечивает преобразование напряжения  $U_{\text{вх}}$  в диапазоне  $\pm 3$  В с точностью, соответствующей девяти разрядам (при использовании современных элементов ОУ,  $Km$ ,  $S$ ).

Основным достоинством циклических преобразователей является простота схемы, однако быстродействие этих АЦП невысокое (примерно 5 мкс на один разряд выходного кода).

В АЦП конвейерного типа можно добиться весьма высокого быстродействия, поскольку оно полностью зависит от частотных свойств ОУ и  $Km$ , составляющих схему. Кроме того такие АЦП могут работать в следующем режиме. Один из возможных вариантов схемы конвейерного АЦП показан на рис. 11.8 [9]. В схему входят компараторы

Рис. 11.8. Схема АЦП конвейерного типа

$Km1 - Km_n$ ,  $OY1 - OY_{n-1}$ , ключи  $S1 - S_{n-1}$  и  $2$  ( $n = 1$ ) однозвездные делители напряжения типа  $R - 2R$ . ОУ и однозвездные делители напряжения образуют  $(n - 1)$  схему дифференциального усилителя с коэффициентом передачи по каждому из входов, равным двум. Выходное напряжение каждого дифференциального усилителя можно записать в виде

$$U_{\text{вых}i} = 2(U_{\text{вых}i-1} - a_{i-1}E_{\text{оп}}),$$

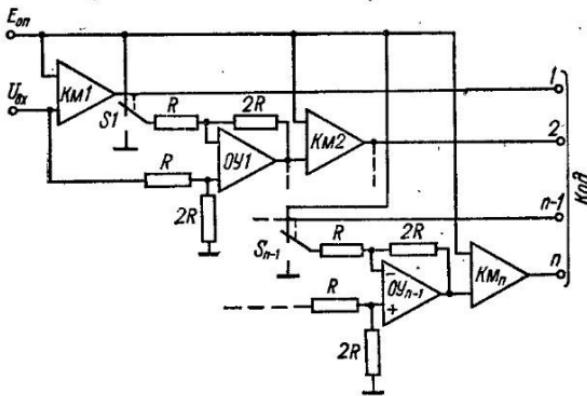
где  $a_{i-1} = 0$  при подключении инвертирующего входа усилителя к общей шине,  $a_{i-1} = 1$  при подключении к  $E_{\text{оп}}$ .

Если сигнал, поступающий на вход компаратора  $Km_{i-1}$ , больше опорного напряжения, т. е.  $U_{i-1} \geq E_{\text{оп}}$ , то на выходе данного компаратора формируется «1», и инвертирующий вход соответствующего усилителя подключается к  $E_{\text{оп}}$ . В противном случае на выходе  $Km_{i-1}$  будет присутствовать логический «0», а вход усилителя будет подсоединен к общейшине. Такое сравнение напряжений производится во всех разрядах, в результате чего на выходах компараторов последовательно, начиная со старшего разряда, формируется выходной код.

Данную структуру АЦП можно видоизменить, если функцию сравнения возложить на  $OY1 - OY_{n-1}$ , для чего в дифференциальных усилителях используется нелинейная ООС.

В схеме АЦП конвейерного типа (рис. 11.9, a) функция сравнения и усиления разностного сигнала производится с помощью одного и того же ОУ [1]. Схема состоит из  $(n + 1)$  идентичных модулей  $M1 - M_{n+1}$ , представляющих собой дифференциальные усилители с нелинейной ООС. В области малого разностного сигнала ( $\Delta U_{\text{вх}} \approx 0,6/K_y$ ) цепь ООС разомкнута (так как диоды, включенные на выходе ОУ, заперты), и ОУ в модуле работает в режиме компаратора. В области большого разностного сигнала ( $\Delta U_{\text{вх}} > 0,6/K_y$ ) соответствующий диод открыт и модуль работает в режиме усиления разностного сигнала с коэффициентом усиления, равным двум, при этом на выходе ОУ в каждом модуле формируется положительное или отрицательное напряжение (в зависимости от результата сравнения), характеризующее логические состояния «0» или «1». Выходное напряжение модуля  $M1$ , включенного на входе АЦП (точнее его полярность), характеризует знак входного напряжения.

На выходе данного АЦП формируется код Грея. Работа АЦП в коде Грея дает известные преимущества, связанные с устранением неопределенности выходного кода при изменении входного сигнала, однако во многих случаях возникает необходимость пре-



образовывать код Грэя в двоичный код. Для этого на выходе АЦП включается преобразователь кода, работающий в соответствии с табл. 11.3.

Точность и быстродействие рассмотренного АЦП определяются качеством ОУ, так как время преобразования определяется временем установления с заданной точностью выходного напряжения каждого модуля  $T_m : T_n = nT_m$ .

Малоразрядные АЦП конвейерного типа с весьма высоким быстродействием (наносекундного диапазона) можно построить полностью на быстродействующих компараторах (рис. 11.9, б). В четырехразрядный АЦП входят четыре компаратора  $Km1-Km4$ ,

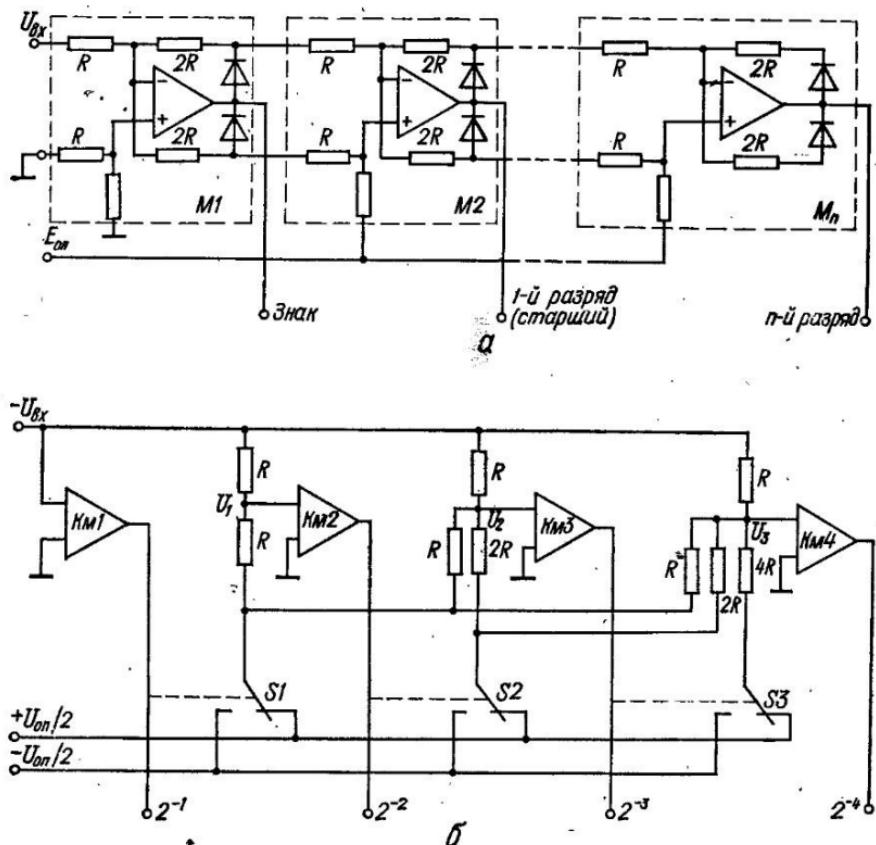


Рис. 11.9. АЦП конвейерного типа, работающий в коде Грэя (а), и с переменным опорным напряжением (б)

резисторные делители напряжения из трех номиналов  $R$  ( $R, 2R, 4R$ ) и трех переключателей  $S1-S3$ . С помощью резисторных делителей на одном из входов компараторов  $Km2-Km4$  формируется напряжение

$$U_i = a_1 \frac{U_{\text{оп}}}{2} + a_2 \frac{U_{\text{оп}}}{4} + a_3 \frac{U_{\text{оп}}}{8} + \dots,$$

где  $a_i = 0$  или  $1$  в зависимости от состояния предыдущего  $Km$ .

Таким образом, на входах компараторов формируются опорные напряжения в соответствии с двоичным кодом. В этой связи входное напряжение  $U_{\text{вх}}$ , поступающее на каждый из компараторов, будет представлено в двоичном виде в виде выходных напряжений (логических  $1$  или  $0$ ) компараторов. Очевидно, что с увеличением разрядности число различных номиналов резисторов растет, одновременно увеличиваются требования к минимальному сопротивлению открытых каналов переключателей (особенно к  $S1$ ), возникает необходимость включения нескольких, параллельно работающих, ключей вместо одного (например вместо  $S1$ ).

**Параллельные АЦП.** В параллельных АЦП используется метод считывания, заключающийся в том, что аналоговая входная величина одновременно сравнивается с помощью  $(2n - 1)$  компараторов с  $(2n - 1)$  опорными напряжениями. Очевидно, что это требует больших аппаратурных затрат. Код, образованный в результате сравнения (на

### 11.3 Коды, используемые в АЦП и ЦАП

Десятичные числа	Натуральный двоичный	Грея	Единичный нормальный	Единичный позиционный	8-4-2-1	2-4-2-1
00	0000	0000	0 000 000	0 000 000	00 000 000	00 000 000
01	0001	0001	0 000 001	0 000 001	00 000 001	00 000 001
02	0010	0011	0 000 011	0 000 010	00 000 010	00 000 010
03	0011	0010	0 000 111	0 000 100	00 000 011	00 000 011
04	0100	0110	0 001 111	0 001 000	00 000 100	00 000 100
05	0101	0111	0 011 111	0 010 000	00 000 101	00 000 101
06	0110	0101	0 111 111	0 100 000	00 000 110	00 000 110
07	0111	0100	1 111 111	1 000 000	00 000 111	00 000 111
08	1000	1100	—	—	00 001 000	00 001 110
09	1001	1101	—	—	00 001 001	00 001 111
10	1010	1111	—	—	00 010 000	00 010 000
11	1011	1110	—	—	00 010 001	00 010 001
12	1100	1010	—	—	00 010 010	00 010 010
13	1101	1011	—	—	00 010 011	00 010 011

выходах компараторов), представляет собой нормальный единичный код (см. табл. 11.3). Для устранения неоднозначности считывания при изменении входного сигнала на входе АЦП включают устройство выборки—хранения, или в схеме используют стробируемые компараторы с запоминанием информации (например, типа 597СА1 табл. 11.4). Преобра-

### 11.4. Основные параметры компараторов

Тип	$U_{\text{см}} \text{ мВ}$	$I_{\text{вых}} \text{ мА}$	$\Delta I_{\text{вых}} \text{ мА}$	$t_{\text{вкл}} \text{ нс}$	$U_{\text{вх, сбр}} \text{ В}$	$K_{\text{сбр}}$	$U_{\text{пл}}, U_{\text{пл2}} \text{ В}$	$U_{\text{вых}} \text{ В}$	$U_{\text{вых}} \text{ В}$	Примечание
K597СА1	2	10	1	6,5	3,3	80	-5,2; +6	-0,81	-1,65	
K597СА2	2	10	1	12	2,7	'80	+5; -6	2,5	0,5	
521СА1	3,5	75	10	110	—	70	12; -6	2,5	0,3	Сдвоенный $K_y = 750$
521СА2	5	75	10	120	—	70	12; -6	2,5	0,3	
521СА3	3	0,1	0,01	300	$\pm 15$	—	$\pm 15$	—	—	$K_y = 150\ 000$
521СА4	4	2	0,5	26	$\pm 5$	—	$\pm 9, +5$	2,5	0,5	

зование нормального кода в двоичный код осуществляется с помощью преобразователей кодов. Наиболее простым решением задачи преобразования единичного нормального кода в двоичный код является использование интегральных микросхем запоминающих устройств (ПЗУ), в которых записан полный набор двоичных кодов от 00...00 до 11...11. Адрес ПЗУ образуется либо с помощью самих компараторов, т. е. выражается в виде единичного нормального кода [6], либо единичный нормальный код предварительно преобразуется в позиционный единичный код. Функция преобразования нормального единичного кода в позиционный единичный код имеет вид

$$\bar{a}_i = \bar{a}_{i-1} a_i,$$

где  $a_i$  — разрядный коэффициент  $i$ -го разряда единичного нормального кода;  $\bar{a}_i$  — разрядный коэффициент  $i$ -го разряда единичного позиционного кода. Например, единичному

нормальному коду 001 111 будет соответствовать единичный позиционный код 001 000.

Быстродействие АЦП параллельного типа определяется быстродействием компаратора и временем преобразования единичного кода, например, в двоичный код. При использовании современной элементной базы время преобразования может быть меньше 100 нс.

Основным недостатком АЦП параллельного типа являются большие аппаратурные затраты. Так, например, для 10-разрядного АЦП, работающего с биполярными сигналами, необходимо иметь 2046 компараторов. Поэтому на практике обычно используют 4-, 5-разрядные АЦП с автоматическим переключением диапазонов преобразования или используют различные схемы объединения малоразрядных АЦП параллельного типа в многоразрядные АЦП [10.9].

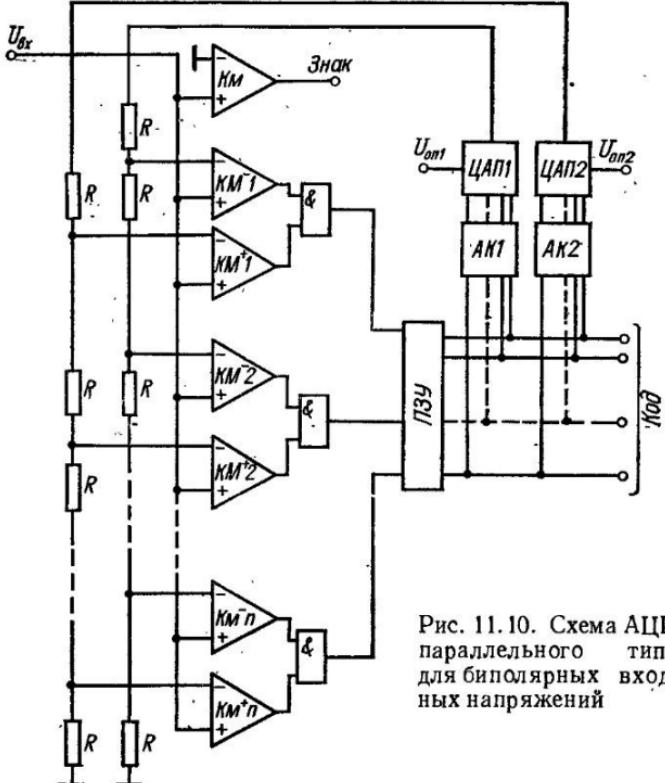


Рис. 11.10. Схема АЦП параллельного типа для биполярных входных напряжений

Схема АЦП параллельного типа для биполярных входных сигналов (рис. 11.10) включает в себя два идентичных АЦП, каждый из которых работает с сигналами определенной полярности; преобразователь нормального единичного кода в двоичный, построенный на основе постоянного запоминающего устройства ПЗУ; анализаторы выходного двоичного кода  $AK1$ ,  $AK2$  и цифроанalogовые преобразователи  $CAPI$ ,  $CAPII$ , выполняющие функции эталонных источников питания резистивных делителей напряжения.

Эталонные напряжения, сформированные с помощью низкоомных делителей напряжения, подаются на один из входов компараторов  $Km1$ — $Km_n$ . Компараторы  $Km^+1$ — $Km^+_n$  срабатывают при выполнении неравенства  $U_{\text{оп}i} - U_{\text{вх}} > 0$ , где  $U_{\text{оп}i}$  — порог срабатывания  $i$ -го компаратора, задаваемого резисторным делителем напряжения. Компараторы  $Km^-1$ — $Km^-_n$  срабатывают при выполнении условия  $U_{\text{вх}} - U_{\text{оп}i} > 0$ . При подаче на вход напряжения положительной полярности на выходе компараторов  $Km^+1$ — $Km^+_n$  образуется код  $N_1 = 11\dots100\dots0$ . При этом на выходе компараторов  $Km^-1$ — $Km^-_n$  будет присутствовать код  $N_2 = 11\dots11$ . На выходе логических схем И—НЕ образуется код  $00\dots01\dots11$ , являющийся инверсией кода  $N_1$ . Если  $U_{\text{вх}} < 0$ , то на выходе

компараторов  $Km^+ - Km_n^+$  будет присутствовать код  $N_1 = 11\dots11\dots11$ . При этом на выходе логических схем И-НЕ будет образован код, являющийся инверсией кода  $N_2$ .

Для уменьшения аппаратурных затрат при построении многоразрядных АЦП весь рабочий диапазон входного напряжения разбивают на несколько поддиапазонов, выбор которых осуществляется с помощью анализаторов выходного кода  $AK1, AK2$ . Величину

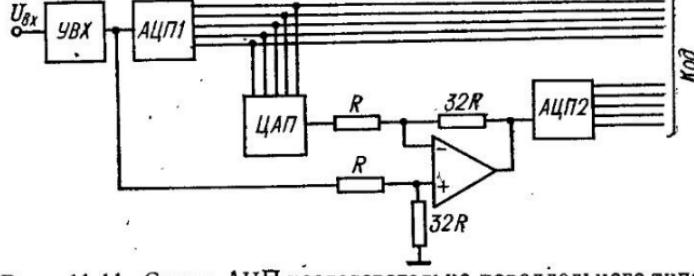


Рис. 11.11. Схема АЦП последовательно-параллельного типа

поддиапазона выбирают из условия равенства относительной погрешности квантования во всех поддиапазонах. Анализаторы  $AK1, AK2$  представляют собой логические схемы, осуществляющие сравнение выходного двоичного кода с фиксированными кодами, соответствующими границам поддиапазонов.

Последовательно-параллельные АЦП по аппаратурным затратам и быстродействию занимают промежуточное положение между последовательными и параллельными АЦП.

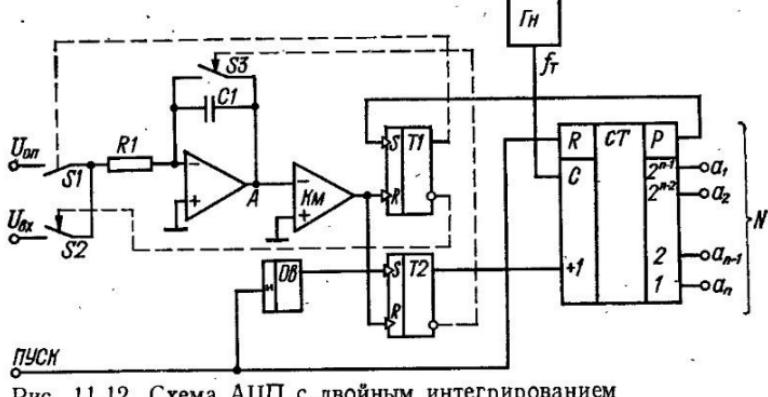


Рис. 11.12. Схема АЦП с двойным интегрированием

В таких АЦП используют быстродействующие малоразрядные АЦП параллельного типа (или конвейерного типа, выполненные по схеме рис. 11.9), малоразрядные ЦАП и широко-полосные ОУ. На рис. 11.11 показан пример построения последовательно-параллельного АЦП, где АЦП1 и АЦП2 (5-разрядные) объединены в 10-разрядный АЦП с помощью ЦАП и дифференциального усилителя, построенного на ОУ. Для исключения неоднозначности выходного кода при изменении входного напряжения на входе включено УВХ. При подаче стробирующего импульса с помощью УВХ на время преобразования запоминается входной сигнал. С выхода УВХ сигнал поступает на вход АЦП1, с помощью которого формируются старшие разряды двоичного выходного кода. Затем с помощью ЦАП этот код преобразуется в аналоговый сигнал и в виде напряжения подается на вход дифференциального усилителя. На другой вход усилителя подается входной сигнал (с выхода УВХ), в результате чего на выходе усилителя выделяется разность между входным и выходным (представленным старшими разрядами кода) сигналами. Эта разность, представляющая собой погрешность представления выходного кода только старшими разрядами, усиливается в  $2^n$  раз, где  $n$  — число двоичных разрядов АЦП1 (в 32 раза), с помощью дифференциального усилителя и затем преобразуется с помощью АЦП2 в двоичный код, представляющий собой младшие разряды выходного кода.

Быстродействие данного АЦП определяется временем преобразования АЦП1, АЦП2, ЦАП, УВХ и дифференциального усилителя. Построение многоразрядных бы-

строящихся АЦП на основе малоразрядных АЦП параллельного типа можно осуществить также методом светки [10], который позволяет, например, построить 4-разрядный АЦП на основе двух 3-разрядных АЦП, 5-разрядный АЦП на основе двух 4-разрядных и т. д. Современная технология позволяет изготавливать в виде больших интегральных схем (БИС) 6-разрядные параллельные АЦП (63 компаратора и примерно 100 логических схем). При использовании таких 6-разрядных АЦП можно построить 12-разрядный АЦП, для чего потребуется 16 БИС.

В АЦП с промежуточным преобразованием входная аналоговая величина преобразуется в промежуточную величину (например, во временной интервал или частоту импульсов), которая затем преобразуется в код. В настоящее время наиболее распространены АЦП интегрирующего типа, где аналоговая величина преобразуется в промежуточную величину с помощью интегратора. Схемы таких преобразователей с двойным интегрированием (вначале интегрируется  $U_{\text{вх}}$ , затем опорный сигнал) рассмотрены в гл. 4 (рис. 4.15, 4.16).

Основным достоинством АЦП интегрирующего типа с двойным интегрированием является их высокая помехоустойчивость. На рис. 11.12 показан вариант АЦП с двойным интегрированием, где интегрирование осуществляется с помощью интегратора, построенного на ОУ, а цифровая часть включает в себя триггеры  $T_1$ ,  $T_2$ , компаратор  $K_m$ , одновибратор  $Oe$  и счетчик  $CT$  [3]. В исходном положении  $RS$ -триггеры  $T_1$ ,  $T_2$  находятся в состоянии «0». Ключ  $S_3$ , управляемый инверсным выходом триггера  $T_2$ , замкнут, и на выходе ОУ будет потенциал входа, близкий к нулю. Счетный вход (+1)  $CT$  заперт сигналом 0 прямого выхода  $T_2$ , и счетчик хранит результат предыдущего преобразования. Счетчик  $CT$  устанавливается в состояние «0» сигналом  $PUSC$ , который задерживается одновибратором  $Oe$  и поступает на вход  $S$  триггера  $T_2$ , устанавливая его в состояние «1». Это приводит к размыканию ключа  $S_3$  и отпиранию счетного входа  $CT$ , который начинает считывать импульсы генератора  $\Gamma_t$  тактовой частоты  $f_t$ . Входное измеряемое напряжение  $U_{\text{вх}}$ , поступающее на вход интегратора через замкнутый ключ  $S_2$ , интегрируется. Интегрирование происходит с постоянной времени  $\tau = R_1 C_1$  и продолжается до переполнения счетчика  $CT$ . Импульс пересоса  $CT$  устанавливает  $T_1$  в «1», размыкая тем самым  $S_2$  и замыкая  $S_1$ . На вход интегратора подается опорное напряжение  $-U_{\text{оп}}$ .

В момент времени  $t_1 = 2^n/f_t$  на выходе интегратора установится напряжение  $U_A(t_1) = -U_{\text{вх}}t_1/\tau$ .

Опорное напряжение  $U_{\text{оп}}$  имеет противоположную полярность по отношению к  $U_{\text{вх}}$  и выходное напряжение интегратора начинает изменяться в обратную сторону. Когда выходное напряжение интегратора станет равным нулю,  $K_m$  срабатывает, и его выходной сигнал устанавливает оба триггера в состояние «0». Схема приходит в исходное состояние. Счетчик к концу второго такта подсчитывает  $n$  импульсов, при этом  $n = t_2/f_t$ , где  $t_2$  — длительность второго такта. Так как  $U_A(t_2) = 0$ , то

$$-U_{\text{вх}}t_1/\tau + U_{\text{оп}}t_2/\tau = 0,$$

откуда

$$n = t_2 f_t = U_{\text{вх}} 2^n / U_{\text{оп}},$$

т. е. код в счетчике пропорционален входному сигналу  $U_{\text{вх}}$ . Очевидно, что на результат преобразования не сказываются значения тактовой частоты  $f_t$ . Результат преобразования не зависит также от постоянной времени интегрирования, если она не изменяется в процессе интегрирования. Статическая погрешность АЦП определяется в основном погрешностями срабатывания компаратора, источника опорного напряжения и параметрами интегратора.

АЦП с двойным интегрированием обладает способностью подавлять периодические помехи, период которых кратен  $t_1$ . Однако на частотах, даже незначительно отличающихся от частот, кратных  $2K_m t_1$ , коэффициент подавления помех резко снижается. Наиболее существенные помехи вызываются целями питания с частотой 50 Гц. Поэтому время интегрирования выбирается равным или кратным периоду сетевого напряжения.

## 4. АНАЛОГО-ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

На основе АЦП и ЦАП могут быть построены различные устройства с аналоговыми входом и выходом, выполняющие вычислительные и аппроксимирующие операции, а также операции управления и генерирования сигналов различной формы [5, 8]. Использование таких устройств, например, в системах управления позволяет решать в реальном масштабе времени сложные задачи при малых аппаратурных затратах. Современная элементарная база дает возможность строить АЦАП, имеющие погрешность, соответствующую 15 двоичным разрядам. Большие возможности (при построении цифровой части АЦАП) дают использование БИС микропроцессорных наборов.

Рассмотрим АЦАП, выполняющий операцию умножения двух аналоговых сигналов.

Из выражения (11.1) следует, что выходное напряжение ЦАП линейно зависит от опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$  и входного кода. С другой стороны, из выражения (11.2) следует, что выходной код АЦП линейно зависит от входного напряжения.

Следовательно, если вместо  $U_{\text{оп}}$  в ЦАП подключить источник входного сигнала  $U_{\text{вх}1}$ , а второе входное напряжение  $U_{\text{вх}2}$  преобразовать с помощью АЦП и выходной код подать на ЦАП, то выходное напряжение ЦАП будет представлять собой произведение  $U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}1}U_{\text{вх}2}$ .

На рис. 11.13 показан один из возможных вариантов 4-квадратного умножителя двух аналоговых напряжений [8]. В схему входят два активных ЦАП,  $T_2$ , реверсивный счетчик

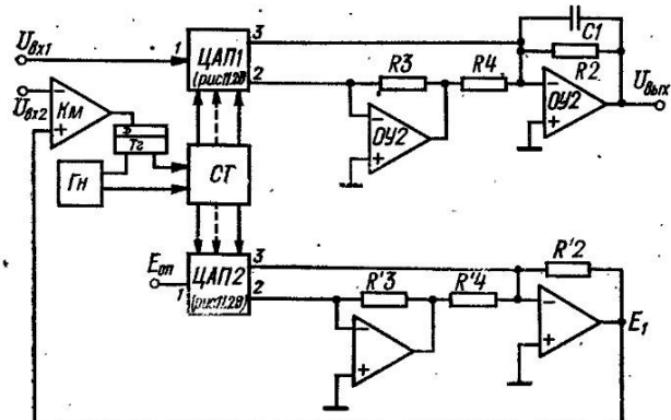


Рис. 11.13. Схема 4-квадратного умножителя, построенного на основе АЦАП

выполненных по схеме рис. 11.3, б, компаратор  $KM$ , триггер  $CT$  и генератор тактовых импульсов  $\Gamma_n$ .

Для данной схемы можно записать следующие выражения:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}1}R_2(1 + R_3/R_4)}{N_0R_1} \left[ \frac{N_0R_3/R_4}{1 + \frac{R_3}{R_4}} - N \right]; \quad (11.3)$$

$$E_1 = \frac{E_{\text{оп}}R'_2}{N_0R'_1} \left( 1 + \frac{R'_3}{R'_4} \right) \left[ \frac{N_0R'_3/R'_4}{1 + \frac{R'_3}{R'_4}} - N \right]. \quad (11.4)$$

Окончание преобразования соответствует равенству

$$E_1 = U_{\text{вх}2}. \quad (11.5)$$

Решая совместно уравнения (11.3), (11.4), (11.5), получаем:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}1}U_{\text{вх}2} \frac{R_2R'_1 \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right)}{R'_2R_1 \left( 1 + \frac{R'_3}{R'_4} \right) E_{\text{оп}}} +$$

$$+ U_{\text{вх}1} \frac{R_2}{R_1} \left[ \frac{R_3}{R_4} - \frac{R'_3}{R'_4} \cdot \frac{\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)}{\left(1 + \frac{R'_3}{R'_4}\right)} \right] = KU_{\text{вх}1}U_{\text{вх}2},$$

где  $K = \frac{R'_1 R_2 R_3 R'_4}{R_1 R'_2 R'_3 R_4 E_{\text{оп}}}$  при условии  $\frac{R_3}{R_4} = \frac{R'_3 \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)}{R'_4 \left(1 + \frac{R'_3}{R'_4}\right)}$ .

Быстродействие данного умножителя определяется тактовой частотой генератора  $\Gamma_h$ , которая, в свою очередь, определяется быстродействием компаратора и ЦАП. Если частота генератора  $\Gamma_h$  равна  $f_{\Gamma_h}$ , то максимальная скорость развертки может быть  $2f_{\Gamma_h}E_{\text{оп}}/N_0$ .

Максимальная частота синусоидального сигнала  $U_{\text{вх}2}$  (амплитуда которого  $E_{\text{оп}}$ )  $f_{\text{вх}2} = f_{\Gamma_h}/\pi N_0$ , при этом передача сигнала будет происходить без искажений. Если данный множитель использовать в качестве модулятора, то модулирующий сигнал необходимо подавать на  $U_{\text{вх}2}$ , а сигнал несущей частоты — на  $U_{\text{вх}1}$ , поскольку полоса пропускания по входу 1 значительно выше, чем по входу 2. Конденсатор  $C1$  включен для фильтрации выходного напряжения.

Если в рассматриваемой схеме между СТ и ЦАП1 включить оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), то на выходе данного АЦАП можно получить функцию вида

$$U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}1}f(U_{\text{вх}2}),$$

где  $f(U_{\text{вх}2})$  — любая заданная функция от  $U_{\text{вх}2}$ , записанная в ОЗУ.

## ПРИЛОЖЕНИЕ

### Методика вывода коэффициента передачи и оценка погрешности электронного устройства

Сложную электрическую схему устройства можно представить в виде совокупности схем элементарных узлов. Если в качестве схем таких элементарных узлов принять схемы, показанные на рис. 1.6, 1.7, то коэффициент передачи сложной электрической схемы легко получить, пользуясь формулами для коэффициентов передач элементарных узлов (гл. 1).  $y$ -параметры, входящие в эти формулы, определяются на основе метода четырехполюсника [4].

Для этого сложную пассивную схему, состоящую из резисторов, конденсаторов, индуктивностей, разбивают на элементарные четырехполюсники, схемы и параметры которых приведены в табл. П.1. Зная параметры элементарных четырехполюсников, легко определить параметры сложного четырехполюсника, пользуясь формулами параллельного, последовательного и параллельно-последовательного соединения четырехполюсников, данными в табл. П.2. Для удобства записи пользуются  $y$ ,  $z$ ,  $a$ -параметрами. Связь между этими параметрами, выраженная в виде формул, дана в табл. П.3.

Иногда целесообразно сложный четырехполюсник представить в виде эквивалентной  $P$ - или  $T$ -схемы (рис. П.1). Формулы для вычисления параметров  $P$ -,  $T$ -схем имеют следующий вид:

для  $P$ -схемы (рис. П.1, а)

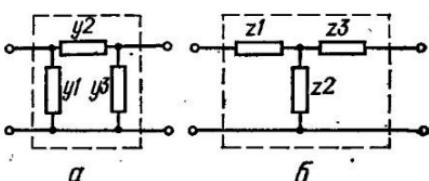


Рис. П.1. Эквивалентные  $P$ - и  $T$ -схемы четырехполюсника

$$y_1 = Y_{11} + Y_{12}; \quad y_2 = Y_{21}; \quad y_3 = Y_{12} - Y_{22},$$

для  $T$ -схемы (рис. П.1, б)

$$z_1 = -\frac{Y_{22} - Y_{12}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}^2}; \quad z_2 = \frac{Y_{21}}{Y_{11}Y_{22} + Y_{12}^2}; \quad z_3 = -\frac{Y_{11} - Y_{12}}{Y_{11}Y_{22} + Y_{12}^2}.$$

Большинство схем на ОУ составляют схемы, где ОУ охвачен только ООС (рис. 1.6, б). Для нахождения коэффициента передачи таких схем ( $K(p) = -Y_{21}^A/Y_{12}^B$ ) достаточно знать только параметры  $Y_{21}$ ,  $Y_{12}$  (или сопротивления короткого замыкания  $z_k^A$  и  $z_k^B$ ) четырехполюсников. Значения этих параметров для типовых схем даны в табл. П.4.

Для расчета погрешности передаточной функции устройства целесообразно представить в виде суммы мультипликативной (зависящей от значения входного сигнала)  $\Phi_m$  и аддитивной (не зависящей от входного сигнала)  $\Phi_a$  составляющих, т. е.

$$\Phi = \Phi_m + \Phi_a.$$

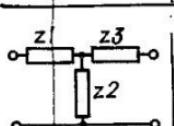
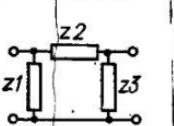
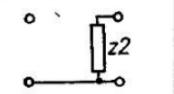
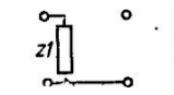
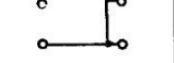
Например, для усилителя  $U_{\text{вых}} = -KU_{\text{вх}} + U_0$ .

Погрешность устройства в соответствии с данной формой записи передаточной функции также представляется в виде суммы мультипликативной  $\delta_m$  и аддитивной  $\Delta_a$  составляющих, т. е.

$$\delta = \delta_m + \Delta_a.$$

### П.1. Элементарные четырехполюсники

Схема	$[y]$	$[z]$	$[a]$
	$[\infty, -\infty]$	$[\infty, -\infty]$	$\begin{bmatrix} 1, & 0 \\ 0, & 1 \end{bmatrix}$
	$[\infty]$	$[\infty]$	$\begin{bmatrix} -1, & 0 \\ 0, & -1 \end{bmatrix}$
	$[\infty, 0]$	$[0, 0]$	$[\infty, \infty]$
	$[\infty]$	$\begin{bmatrix} Z_1, & -Z_1 \\ Z_1, & -Z_1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1, & 0 \\ -\frac{1}{Z_1}, & 1 \end{bmatrix}$
	$\left[ \frac{1}{Z_1}, -\frac{1}{Z_1} \right]$	$[\infty]$	$\begin{bmatrix} 1, & Z_1 \\ 0, & 1 \end{bmatrix}$
	$\left[ \frac{1}{Z_1}, -\frac{1}{Z_1} \right]$	$[\infty]$	$\begin{bmatrix} 1, & Z_1 \\ 0, & 1 \end{bmatrix}$
	$\left[ 1, -\frac{1}{Z_1+Z_2} \right]$	$\begin{bmatrix} Z_1+Z_2, & -Z_2 \\ Z_2, & -Z_2 \end{bmatrix}$	$-\frac{1}{Z_2} \begin{bmatrix} Z_1+Z_2, & Z_1Z_2 \\ 1, & Z_2 \end{bmatrix}$
	$\left[ \frac{Z_1+Z_2}{Z_1Z_2}, -\frac{1}{Z_2} \right]$	$\begin{bmatrix} Z_1, & -Z_1 \\ Z_1, & -(Z_1+Z_2) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1, & Z_2 \\ -\frac{1}{Z_1}, & \frac{Z_1+Z_2}{Z_1} \end{bmatrix}$

Схема	[y]	[z]	[a]
	$\begin{bmatrix} Z_2 + Z_3, -Z_2 \\ Z_2, -(Z_1 + Z_2) \end{bmatrix}$ $Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3$	$\begin{bmatrix} Z_1 + Z_2, -Z_2 \\ Z_2, -(Z_2 + Z_3) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Z_1 + Z_2, \\ Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3 \\ 1, \\ Z_2 + Z_3 \end{bmatrix}$ $Z_2$
	$\begin{bmatrix} Z_3(Z_1 + Z_2), -Z_1 Z_3 \\ Z_1 Z_3, -Z_1(Z_2 + Z_3) \end{bmatrix}$ $Z_1 Z_2 Z_3$	$\begin{bmatrix} Z_1(\dot{Z}_2 + Z_3), -Z_1 Z_3 \\ Z_1 Z_3, -Z_3(Z_1 + Z_2) \end{bmatrix}$ $Z_1 + Z_2 + Z_3$	$\begin{bmatrix} \frac{Z_2 + Z_3}{Z_3}, \\ Z_2 \\ Z_1 + Z_2 + Z_3, \\ Z_1 + Z_2 \end{bmatrix}$ $Z_1 Z_3, Z_1$
	$\begin{bmatrix} 0, 0 \\ 0, -\frac{1}{Z_2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \infty, -Z_2 \\ Z_2, -Z_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \infty, \infty \\ \frac{1}{Z_2}, 1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} \frac{1}{Z_1}, 0 \\ 0, 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Z_1, -Z_1 \\ Z_1, -\infty \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1, \infty \\ -\frac{1}{Z_1}, \infty \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} 0, 0 \\ 0, -\infty \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \infty, 0 \\ 0, 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \infty, \infty \\ \infty, 1 \end{bmatrix}$

Приложение.

$$\begin{aligned} Z &= 1/pG \\ Z &= R \\ Z &= pL \end{aligned}$$

## П.2. Основные соединения четырехполюсников

Соединение	Схема	Формула	Элементы матрицы
Последовательное		$[a] = [a]'' [a]'$	$a_{11} = a'_{11} a''_{11} + a'_{12} a''_{21}$ $a_{12} = a'_{11} a''_{12} + a'_{12} a''_{22}$ $a_{21} = a'_{21} a''_{11} + a'_{22} a''_{21}$ $a_{22} = a'_{21} a''_{12} + a'_{22} a''_{22}$
Параллельное		$[y] = [y1]'' + [y2]'$	$y_{11} = y'_{11} + y''_{11}$ $y_{12} = y'_{12} + y''_{12}$ $y_{21} = y'_{21} + y''_{21}$ $y_{22} = y'_{22} + y''_{22}$
Этажное		$[z] = [z]'' + [z]'$	$z_{11} = z'_{11} + z''_{11}$ $z_{12} = z'_{12} + z''_{12}$ $z_{21} = z'_{21} + z''_{21}$ $z_{22} = z'_{22} + z''_{22}$

### П.3. Зависимости между параметрами четырехполюсников

Ст.	[y]	[z]	[a]	[a], [y], [z]
[y]	$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{ z } \times \begin{bmatrix} z_{22} & -z_{12} \\ -z_{21} & z_{11} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{a_{12}} \times \begin{bmatrix} a_{22} & - a  \\ 1 & -a_{11} \end{bmatrix}$	
[z]	$\frac{1}{ y } \times \begin{bmatrix} y_{22} & -y_{12} \\ y_{21} & y_{11} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{a_{21}} \times \begin{bmatrix} a_{11} & - a  \\ 1 & a_{22} \end{bmatrix}$	$ a  = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}$ $ y  = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}$ $ z  = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}$
[a]	$\frac{1}{y_{21}} \times \begin{bmatrix} -y_{22} & 1 \\ - y  & y_{11} \end{bmatrix}$	$-\frac{1}{z_{21}} \begin{bmatrix} z_{11} & - z  \\ 1 & -z_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$	

### П.4. Сопротивления короткого замыкания пассивных цепей

Схема	$Z_K(p)$	Соотношения
	$A$	$A = R$
	$-\frac{1}{Bp}$	$B = C$
	$-\frac{1}{Bp}(1 + Tp)$	$B = C; T = RC$
	$\frac{A}{1 + Tp}$	$A = R; T = RC$
	$A \frac{1 + \alpha p T}{1 + p T}; \alpha < 1$	$\alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2}; T = R_2 C; A = R_1 + R_2$
	$-\frac{1}{Bp} \left( \frac{1 + p T}{1 + \alpha T p} \right); \alpha < 1$	$B = C_1; T = R(C_1 + C_2); \alpha = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$

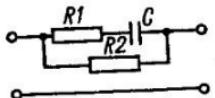
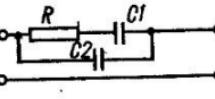
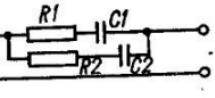
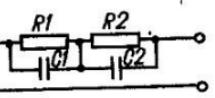
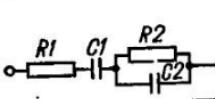
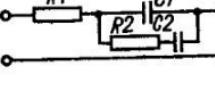
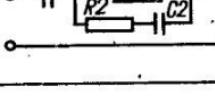
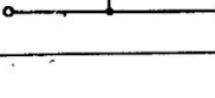
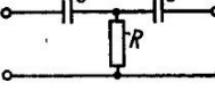
Схема	$Z_K(p)$	Соотношения
	$A \frac{1 + \alpha T p}{1 + T p}; \quad \alpha < 1$	$A = R_1;$ $T = C(R_1 + R_2);$ $\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$
	$\frac{1}{B p} \left( \frac{1 + T p}{1 + \alpha T p} \right)$	$B = C_1 + C_2;$ $T = R C_2;$ $\alpha = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$
	$\frac{1}{B p} \left[ \frac{(1 + T_1 p)(1 + T_3 p)}{1 + T_2 p} \right];$ $T_1 < T_2 < T_3$	$B = C_1 + C_2;$ $T_1 = R_1 C_1;$ $T_2 = (R_1 + R_2) \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2};$ $T_3 = R_2 C_2$
	$A \left[ \frac{1 + T_2 p}{(1 + T_1 p)(1 + T_3 p)} \right];$ $T_1 < T_2 < T_3$	$A = R_1 + R_2;$ $T_1 = R_1 C_1;$ $T_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2);$ $T_3 = R_2 C_2$
	$\frac{1}{B p} \left[ \frac{(1 + T_1 p)(1 + T_3 p)}{1 + T_2 p} \right];$ $T_1 < T_2 < T_3$	$B = C_1; \quad T_2 = R_2 C_2;$ $T_1 + T_3 = R_1 C_1 + R_2 G_2 + R_2 C_1,$ $T_1 T_3 = R_1 R_2 C_1 C_2$
	$\frac{1}{B p} \left[ \frac{(1 + T_1 p)(1 + T_3 p)}{1 + T_2 p} \right];$ $T_1 < T_2 < T_3$	$B = C_1; \quad T_1 = R_2 C_1 G_2 / (C_1 + C_2);$ $T_1 T_3 = R_1 R_2 C_1 C_2;$ $T_1 + T_3 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1$
	$\frac{1}{B p} \left[ \frac{(1 + T_1 p)(1 + T_3 p)}{1 + T_2 p} \right];$ $T_1 < T_2 < T_3$	$B = C_1; \quad T_2 = C_2 (R_1 + R_2),$ $T_1 T_3 = R_1 R_2 C_1 C_2,$ $T_1 + T_3 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2$
	$A (1 + T p)$	$A = 2 \beta;$ $T = R C / 2$
	$-\frac{1}{B p} \left( \frac{1 + T p}{T p} \right)$	$B = C / 2;$ $T = 2 R C$

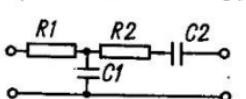
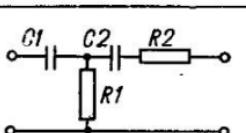
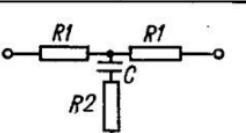
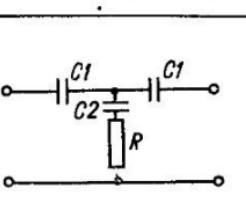
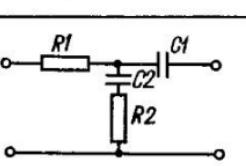
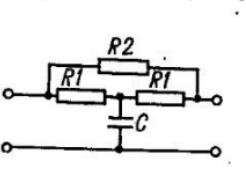
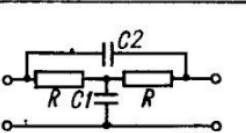
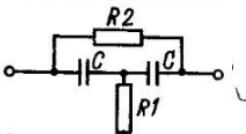
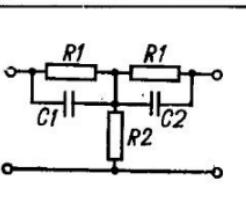
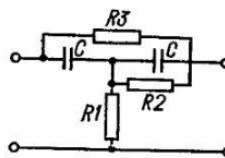
Схема	$Z_K(p)$	Соотношения
	$\frac{1}{Bp} (1 + T_1 p) (1 + T_2 p);$ $T_1 \neq T_2$	$B = C_2;$ $T_1 T_2 = R_1 R_2 C_1 C_2;$ $T_1 + T_2 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2$
	$\frac{1}{Bp} \left[ \frac{(1 + T_1 p) (1 + T_2 p)}{\sqrt{T_1 T_2 p}} \right];$ $T_1 \neq T_2$	$B = C_2;$ $T_1 T_2 = R_1 R_2 C_1 C_2;$ $T_1 + T_2 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2$
	$A \frac{1 + T_p}{1 + \alpha T_p}; \quad \alpha < 1$	$A = 2R_1;$ $T = (R_2 + R_1/2) C;$ $\alpha = \frac{2R_2}{2R_2 + R_1}$
	$\frac{1}{Bp} \left( \frac{1 + \alpha T_p}{1 + T_p} \right); \quad \alpha < 1$	$B = \frac{C_1^2}{2C_1 + C_2};$ $T = RC_2;$ $\alpha = \frac{2C_1}{2C_1 + C_2}$
	$\frac{1}{Bp} \left[ \frac{(1 + T_1 p) (1 + T_3 p)}{1 + T_2 p} \right];$ $T_1 < T_2 < T_3$	$B = C_1;$ $T_2 = R_2 C_2;$ $T_1 T_3 = R_1 R_2 C_1 C_3;$ $T_1 + T_3 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_3$
	$A \frac{1 + T_p}{1 + \alpha T_p}; \quad \alpha < 1$	$A = \frac{2R_1 R_2}{2R_1 + R_2};$ $T = R_1 C/2;$ $\alpha = \frac{2R_1}{2R_1 + R_2}$
	$A \left( \frac{1 + T_2 p}{1 + T_1 p + T_1 T_2 p^2} \right)$	$A = 2R;$ $T_1 = 2RC_2;$ $T_2 = RC_1/2$
	$A \left( \frac{1 + T_1 p}{1 + T_1 p + T_1 T_2 p^2} \right)$	$A = R_2;$ $T_1 = 2R_1 C;$ $T_2 = R_2 C/2$
	$A \left[ \frac{1 + T_2 p}{(1 + T_1 p) (1 + T_3 p)} \right];$ $T_2 \leq T_1 \leq T_3$	$A = 2R_1 + \frac{R_1^2}{R_2};$ $T_1 = R_1 C_1; \quad T_3 = R_1 C_2;$ $T_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + 2R_2} (C_1 + C_2)$

Схема	$Z_K(p)$	Соотношения
	$A \left[ \frac{1 + T_2 p}{(1 + T_1 p)(1 + T_3 p)} \right];$ $T_1 \leq T_3 \leq T_2$	$A = R_1 + R_2;$ $T_1 = R_1 C_1; \quad T_3 = R_2 C_1;$ $T_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (2C_1 + C_2)$
	$\frac{1}{Bp} \left( \frac{1 + \alpha T p}{1 + p T} \right); \quad \alpha < 1$	$B = C_2;$ $T = R C_1 \frac{2C_2 + C_1}{C_2};$ $\alpha = \frac{2C_2}{2C_2 + C_1}$
	$A \left[ \frac{1 + T_3 p}{1 + T_1 p + T_1 T_2 p^2} \right];$ $T_3 > T_1/4; \quad T_2 > T_3$	$A = 2R_1;$ $T_1 = R_2 C_1 + 2R_1 C_2;$ $T_2 = \frac{R_1 (R_1 + 2R_2) C_1 C_2}{R_2 C_1 + 2R_1 C_2};$ $T_3 = (R_2 + R_1/2) C_1$
	$A \left[ \frac{1 + T_3 p}{1 + T_1 p + T_1 T_2 p^2} \right];$ $T_3 > T_1/4; \quad T_2 < T_1$	$A = R_2;$ $T_1 = \frac{C_1 (2R_1 C_2 + R_2 C_1)}{2C_1 + C_2};$ $T_2 = \frac{R_1 R_2 C_1 C_2}{2R_1 C_2 + R_2 C_1};$ $T_3 = 2R_1 C_1 C_2 / (2C_1 + C_2)$
	$\frac{1}{Bp} \left[ \frac{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)}{T_1 T_2 p^2} \right];$ $T_1 < T_2$	$B = \frac{C_1 C_2}{C_1 + 2C_2};$ $T_1 = R C_1; \quad C_1 = C_3;$ $T_2 = R (C_1 + 2C_2)$
	$A (1 + T_1 p) (1 + T_2 p);$ $T_1 < T_2$	$A = 2R_1 + R_2;$ $T_1 = \frac{R_1 R_2 C}{2R_1 + R_2};$ $T_2 = R_1 C$
	$A \left( \frac{1 + T_1 p}{1 + T_1 T_2 p^2} \right)$	$A = 2R_1;$ $T_2 = R_1 C_2;$ $T_1 = R_1 C_1/2 = 2R_2 C_2$
	$A \frac{1 + T p}{1 + \alpha T p}$	$A = 2R;$ $T = \frac{R}{2} (C_1 + C_2);$ $\alpha = \frac{2C_2}{C_1 + C_2}$

Схема	$Z_K(p)$	Соотношения
	$A \left[ \frac{1 + T_3 p}{1 + T_1 p + T_1 T_2 p^2} \right];$ $T_3 > T_1/4; \quad T_2 < T_1$	$A = R_3;$ $T_3 = \frac{2R_1 R_2 C}{R_1 + R_2}$ $T_2 = \frac{R_2 R_3 C}{2R_2 + R_3}$ $T_1 = \frac{R_1 (2R_2 + R_3) C}{R_1 + R_2}$

Как мультипликативная  $\delta_m$  (в относительных единицах), так и аддитивная  $\Delta_a$  (в абсолютных единицах) погрешности представляют собой отклонения составляющих  $\Phi_m, \Phi_a$  от заданных значений  $\Phi_{m,z}, \Phi_{a,z}$  во всем рабочем диапазоне входных сигналов и при заданных условиях эксплуатации

$$\delta_m = \frac{\Phi_{m,z} - \Phi_m}{\Phi_{m,z}}; \quad \Delta_a = \Phi_{a,z} - \Phi_a.$$

Погрешность каждого элемента схемы  $\alpha_i$  по-разному влияет на суммарную погрешность устройства. Это влияние учитывается с помощью умножения погрешности данного элемента на его коэффициент влияния  $A_{\alpha_i}$ , который при расчете  $\delta_m$  выражается в относительных единицах:

$$A_{m\alpha_i} = \partial \Phi_m / \partial \alpha_i / \Phi_m,$$

а при расчете аддитивной погрешности — в абсолютных единицах:

$$A_{a\alpha_i} = \partial \Phi_a / \partial \alpha_i.$$

Каждая из элементарных погрешностей, вносимых элементами схемы, может включать в себя как систематическую  $\delta_{m,ci}$  ( $\Delta_{a,ci}$ ), так и случайную  $\delta_{m,cl}$  ( $\Delta_{a,cl}$ ) составляющие. Для определения суммарной погрешности устройства необходимо (пользуясь техническими условиями, справочными данными на элементы схемы) определить систематические и случайные составляющие погрешностей элементов, затем по передаточной функции определить коэффициенты их влияния, после чего расчет сводится к суммированию элементарных погрешностей с учетом их коэффициентов влияния. Для получения достаточно точного результата суммирования элементарных погрешностей суммирование необходимо производить на основе вероятностных методов с учетом законов распределения вероятностей элементарных погрешностей [1]. Однако во многих случаях у разработчика отсутствует такая информация. Поэтому ориентировочный расчет погрешности устройства обычно производится на основе приближенных методов суммирования. Уточнение суммарной погрешности производится на этапе серийного производства путем обработки результатов измерений погрешностей многих устройств [2].

В приближенном методе суммирования элементарных погрешностей систематические составляющие суммируются алгебраически, случайные — геометрически (определяется среднеквадратическое значение) с учетом коэффициентов влияния  $A_{\alpha_i}$  и в пределах одного вида погрешности. Полученные суммы систематических и случайных погрешностей затем суммируются геометрически. Например, для температурной погрешности

$$\delta_m^{t^0} = \sqrt{\delta_{\Sigma ci}^2 + \delta_{\Sigma cl}^2},$$

$$\text{где } \delta_{\Sigma ci} = \sum_{i=1}^n A_{\alpha_i} \delta_{\alpha_i ci}^{t^0}; \quad \delta_{\Sigma cl} = \sqrt{\sum_{i=1}^n (A_{\alpha_i} \delta_{\alpha_i cl}^{t^0})^2};$$

$n$  — число слагаемых элементарных погрешностей.

Объективность полученной результирующей погрешности во многом зависит от числа суммируемых составляющих погрешностей и от величины доверительной вероятности, заданной при расчете. Если величина доверительной вероятности задана более 0,9, то целесообразно ввести поправочный коэффициент  $\eta$ , учитывающий как число слагаемых, так и величину доверительной вероятности  $P$ . Значения этого коэффициента для случая, когда все слагаемые имеют равномерный закон распределения вероятностей, даны в табл. П.5 [3]. Например, для того чтобы реальное значение погрешности устройства не превысило расчетное значение при доверительной вероятности  $P = 0,9973$ , необходимо расчетное значение умножить на коэффициент  $\eta = 1,73$  (при  $n > 6$ ).

### П.5. Значения поправочного коэффициента $\eta$

Число слагаемых $\delta_{\alpha_i}(\lambda \alpha_i)$	Значение $\eta$ при доверительной вероятности $P$				Число слагаемых $\delta_{\alpha_i}(\lambda \alpha_i)$	Значение $\eta$ при доверительной вероятности $P$			
	0,9	0,95	0,99	0,9973		0,9	0,95	0,99	0,9973
2	0,97	1,1	1,27	1,34	6	0,96	1,12	1,42	1,64
3	0,96	1,12	1,37	1,50	7	0,96	1,12	1,42	1,64
4	0,96	1,12	1,41	1,58	8	0,95	1,13	1,49	1,73
5	0,96	1,12	1,42	1,61					

Погрешность устройства рассчитывается отдельно для нормальных условий (основная погрешность) и для условий, отличающихся от нормальных (дополнительная погрешность). Основная погрешность включает в себя погрешности элементов схемы, обусловленные допуском при изготовлении элемента (на момент изготовления), и погрешность электрической схемы.

Погрешность электрической схемы обусловлена невозможностью точно воспроизвести заданную передаточную функцию при использовании идеальных элементов схемы (например, в связи с дискретностью шкалы, по которой изготавливаются резисторы и конденсаторы, или в связи с принятым принципом действия электрической схемы). Для вычисления этой погрешности необходимо в функцию передачи подставить точные значения номиналов элементов, затем вычислить (в относительных единицах) разность между заданным значением функции передачи и полученным значением (во всем рабочем диапазоне отдельно для мультипликативной и аддитивной составляющих). При расчете целесообразно коэффициент передачи ОУ принять постоянным и равным минимальному значению (указанному в паспортных данных). Заметим, что электрическая схема должна точно отражать процессы, происходящие в реальном устройстве в рабочем диапазоне, поскольку погрешность, обусловленную неточностью представления работы устройства с помощью эквивалентных схем элементов, учесть невозможно. Погрешность электрической схемы представляет собой систематическую погрешность, поэтому она должна суммироваться с систематическими составляющими других погрешностей (в пределах основной погрешности).

Дополнительная погрешность включает в себя температурную, временную (погрешность старения) и другие погрешности от специальных воздействий (вибрации, радиации и т. д.). Дополнительная погрешность рассчитывается также отдельно для мультипликативной и аддитивной составляющих передаточной функции устройства.

## К главе 1

1. А. с. 564709 (СССР).
2. А. с. 637947 (СССР).
3. А. с. 647845 (СССР).
4. А. с. 723757 (СССР).
5. А. с. 780159 (СССР).
6. Алексенюк А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных ацилоговых микросхем. М. : Сов. радио, 1980. 223 с.
7. Андреев О. Ш., Василеенко Н. П., Шимко М. М. Использование микросхем 100-серии в быстродействующих линейных устройствах.— В кн.: Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. «Линейные интегральные схемы и их применение в приборостроении и промышленной автоматике». Л. : ЛДНТП, 1977, с. 117—120.
8. Бахеиен Ж. Применение МОП-транзисторов для правильного включения питания чувствительных операционных усилителей.— Электроника, 1980, № 16, с. 65.
9. Гутиков В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л. : Энергия, 1980. 248 с.
10. Елисеев А. М., Ткаченко А. Н. Универсальный макровольтметр постоянного тока.— Приборы и системы упр., 1976, № 4, с. 40.
11. Кишкис В. С., Шарафайович В. Л., Виткаускас П. Ю. Шумовые характеристики интегральных операционных усилителей.— Вопр. радиоэлектроники. Сер. Радиоизмер. техника, 1972, вып. 4, с. 96—100.
12. Коган Б. Я. Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. М. : Энергия, 1973. 512 с.
13. Кузовков Н. Т. Теория автоматического регулирования, основанная на частотных методах. М. : Оборонгиз, 1960. 446 с.
14. Кустов О. В., Луидий В. З. Операционные усилители в линейных цепях. М. : Связь, 1978. 143 с.
15. Пат. 52—47983 (Япония).
16. Пат. 52—6064 (Япония).
17. Пат. 108424 (ГДР).
18. Пат. 134711 (ГДР).
19. Попов В. И. Нормы и допуски на параметры функциональных узлов. М. : Энергия, 1976. 71 с.
20. Проектирование и применение операционных усилителей / Под ред. Дж. Грема, Дж. Тоби, Л. Хьюлсмана. М. : Мир, 1974. 510 с.
21. Сигорский В. П., Петреенко А. И. Основы теории электронных схем. К. : Техника, 1967. 609 с.
22. Buckerfield P. S. The parallel — TDC amplifier — a low drift amplifier with wide frequency respons.— Proceedings of the IEE, 1952, vol. 99, N 71, p. 51—65.
23. Duffy W. T. Distortion and noise induced DC offset in op. amp.— IEEE, 1975, vol. Sc—10, № 3, p. 201—208.
24. Goldberg E. G. Stabilisation of wideband direct current amplifier for zero and gain.— RCA review, 1950, vol. 11, № 2.
25. Harris E. L. High — Speed performance from operational amplifiers.— Proceedings of the IREE, 1972, N 5, p. 115—123.
26. IEE of Solid — State Circuit, 1978, vol. Sc—3, № 4, p. 114.
27. Mitra S. K. Analyses and Synthesis of linear active networks, N—Y, J. Wiley & Sons, 1969. 566 p.
28. Williams J. Low — cost dual, quad FET op. amp. implement complex functions.— EDN, 1981, 26, N 1, p. 47—76.

## К главе 2

1. А. с. 506110 (СССР).
2. А. с. 566339 (СССР).

3. А. с. 739729 (СССР).  
 4. А. с. 760406 (СССР).  
 5. Балакай В. Г., Крюк И. П., Лукьянов Л. М. Интегральные схемы АЦП и ЦАП. М. : Энергия, 1978. 257 с.  
 6. Беляков В. Г. Некоторые вопросы устойчивости операционного усилителя постоянного тока.— Вопр. радиоэлектроники. Сер. Электрон. вычисл. техника, 1961, вып. 2, с. 51.  
 7. Гальперин М. В., Пхакадзе О. Ш. Методы подавления помех в аналоговых измерительных системах.— Приборы и техника эксперимента, 1980, № 4, с. 5—21.  
 8. Гусев А. С., Шмойлов А. В. Линейный преобразователь напряжения постоянного тока в переменный.— Приборы и техника эксперимента, 1978, № 4, с. 111.  
 9. Гребиев А. К., Прибульский В. Н. Фоторезисторный оптрон как элемент схемы.— Электрон. техника. Сер. 5. Радиодетали и радиокомпоненты, 1977, вып. 1, с. 106—109.  
 10. Дьяков В. П. Управляемый оптронный делитель переменного напряжения.— Приборы и техника эксперимента, 1977, № 1, с. 152.  
 11. Кларк Р. Линеаризация характеристик резистора, управляемого напряжением.— Электроника, 1977, № 9, с. 62—63.  
 12. Коболлд Р. Теория и применение полевых транзисторов. Л. : Энергия, 1975. 304 с.  
 13. Кроуфорд Р. Схемные применения МОП-транзисторов. М. : Мир, 1970. 188 с.  
 14. Ольшевски М. Дифференциальный оптрон — средство повышения линейности и стабильности.— Электроника, 1978, № 2, с. 48.  
 15. Пат. 4137466 (США).  
 16. Пат. 2845728 (ФРГ).  
 17. Прокофьев В. Е. Применение полевых транзисторов в аналоговых функциональных устройствах.— Изв. вузов. Электромеханика, 1975, № 6, с. 58.  
 18. Севин Л. Полевые транзисторы. М. : Сов. радио, 1968. 181 с.  
 19. Царьков В. А., Борисов С. Я. Оптоэлектронное устройство гальванического разделения входных и выходных цепей.— Приборы и системы упр., 1974, № 6, с. 41.

### К главе 3

1. Активные  $RC$ -фильтры на операционных усилителях / Пер. с англ. под ред. Г. Н. Алексакова. М. : Энергия, 1974. 50 с.  
 2. Аианда П. В. Активный режекторный фильтр с Т-образным  $RC$ -мостом.— ТИИЭР, 1977, т. 65, № 8, с. 121.  
 3. Брайловский В. В., Жук О. П. Фазовращатель со стабильным коэффициентом передачи.— Приборы и техника эксперимента, 1978, № 3, с. 155.  
 4. Беттис Р. Использование операционного усилителя для повышения быстродействия фильтра.— Электроника, 1971, № 10, с. 56.  
 5. Джейфе П. Р. Проектирование активных  $RC$ -фильтров на низкочастотных элементах.— Электроника, 1976, № 23, с. 56—60.  
 6. Знаменский А. Е., Теплюк И. Н. Активные  $RC$ -фильтры. М. : Связь, 1970. 280 с.  
 7. Кустов О. В., Лундин В. З. Операционные усилители в линейных цепях. М. : Связь, 1978. 143 с.  
 8. Мальвард А. Обращение передаточной функции фильтра при помощи инвертирующего усилителя.— Электроника, 1980, № 14, с. 70—71.  
 9. Марше Ж. Операционные усилители и их применение. Л. : Энергия, 1974. 216 с.  
 10. Мошиц Р. Фильтры с избирательными цепями на tantalовых и кремниевых интегральных схемах.— ТИИЭР, 1970, № 4, с. 39—56.  
 11. Ориатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. К. : Выща школа, 1976. 431 с.  
 12. Ортузи Ж. Теория электронных цепей. М. : Мир, 1971, т. 2. 548 с.  
 13. Проектирование и применение операционных усилителей / Под ред. Дж. Грэма, Дж. Тоби, Л. Хьюлсмана. М. : Мир; 1974. 510 с.  
 14. Ребаие Р. П. Схемы на базе операционных усилителей. Таллин : Валгус, 1976. 80 с.  
 15. Сигорский В. П., Петренко А. И. Основы теории электронных схем. К. : Техника, 1967. 609 с.  
 16. Фелло Р. Заграждающий фильтр с регулируемой полосой пропускания.— Электроника, 1978, № 25, с. 67.  
 17. Хазаинов Г. Л. К расчету электрических фильтров по рабочему затуханию.— Тр. ЛЭИС, 1961, № 44, с. 100—108.

18. Хьюлсман Л. П. Активные фильтры. М.: Мир, 1972. 516 с.
19. Хьюлсман Л. П. Теория и расчет активных  $RC$ -цепей. М.: Связь, 1973. 240 с.
20. Чувыккин Б. В. Сплайн-интерполирующий фильтр.— Приборы и техника эксперимента, 1980, № 1, с. 147—148.
21. Чувыккин Б. В., Михотин В. Д., Осипович Т. Б. Высокодобротный резонансный фильтр на базе интегрирующих дискретизаторов.— Приборы и техника эксперимента, 1977, № 2, с. 121—122.
22. Gzin R. Les filtres actifs.— Toute l'Electronique, 1972, № 363, p. 30—34, № 366, p. 35—38, № 369, p. 53—59.

#### К главе 4

1. А. с. 552676 (СССР).
2. А. с. 563709 (СССР).
3. А. с. 570702 (СССР).
4. А. с. 572903 (СССР).
5. А. с. 610287 (СССР).
6. А. с. 621080 (СССР).
7. А. с. 632056 (СССР).
8. А. с. 635607 (СССР).
9. А. с. 653740 (СССР).
10. А. с. 714623 (СССР).
11. А. с. 720708 (СССР).
12. А. с. 758484 (СССР).
13. А. с. 764104 (СССР).
14. А. с. 773918 (СССР).

15. Бондаренко В. Г.  $RC$ -генераторы синусоидальных колебаний. М.: Связь, 1976.

250 с.

16. Клейто Н. Использование управляемого напряжением усилителя для фазовой подстройки генератора функций.— Электроника, 1979, № 4, с. 73.
17. Кристофф Р. Дешевый логарифмический усилитель с динамическим диапазоном в одну декаду.— Электроника, 1980, № 12, с. 69—70.
18. Марш Ж. Операционные усилители и их применение. Л.: Энергия, 1974. 216 с.
19. Подольске И. Стабильный недорогой цифровой генератор низкочастотных синусоидальных сигналов.— Приборы для науч. исслед., 1978, № 8, с. 51.
20. Рид Д. Стабильный генератор синусоидального сигнала с многофазным выходом.— Электроника, 1981, № 11, с. 70—71.
21. Declercq M. Low — distortion triangle to sine conversion.— Electronic Engineering, 1973, October, p. 19.
22. Bobe W. Dimensionierung eines Funktionsgenerators.— Radio fernsehen elektronik, 1974, N. 8, s. 250—255.
23. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1969, IM — 18, N 97, p. 123.
24. Seifart M., Boek D. Spannungs — und Stromfrequenzwandler nach dem Integrationsverfahren.— Radio fernsehen elektronik, 1977, N 15, s. 507—510.

#### К главе 5

1. А. с. 646436 (СССР).
2. А. с. 752779 (СССР).
3. А. с. 790301 (СССР).

4. Алабужев Ю. А. Экстрематор на основе операционного усилителя с нелинейной обратной связью.— Приборы и техника эксперимента, 1978, № 4, с. 162.

5. Белозеров И. А. Бесконтурный амплитудно-балансный модулятор.— Приборы и техника эксперимента, 1978, № 5, с. 167—168.

6. Горохов В. А., Дмитриев В. П., Носов Ю. Р. Принципы конструирования оптоэлектронных коммутаторов аналогового сигнала.— В кн.: Микроэлектроника / Под ред. А. А. Васникова. М.: Сов. радио, 1975, с. 128—148.

7. Кучеев М. Ф. Аналоговый переключатель.— Приборы и системы упр., 1980, № 7, с. 30.

8. Мощные полевые транзисторы с  $V$ -МОП-структурой — перспективные конкуренты мощных биполярных приборов / Эванс, Хоффман, Хайнцер, Шеффер.— Электроника, 1978, № 13, с. 29—38.

9. Эндреи Р. Двойной балансный смеситель с широким динамическим диапазоном.— Электроника, 1978, № 13, с. 71—72.
10. Импульсный частотный детектор / Д. М. Верник и др.— Приборы и техника эксперимента, 1977, № 1, с. 130—131.
11. Марше Ж. Операционные усилители и их применение. Л.: Энергия, 1974 216 с.
12. Transformatorloser Phasendetektor.— Radio fernsehen elektronik, 1972, Н. 10, с. 308.

## К главе 6

1. А. с. 569023 (СССР).
2. А. с. 391721 (СССР).
3. Ованиян Г. Н. Управляемые логическим сигналом мощные универсальные ключи бесконтактной коммутации промышленного сетевого напряжения.— Приборы и техника эксперимента, 1980, № 4, с. 145.
4. Пат. 2000406 (Великобритания).
5. Пат. 3968384 (США).
6. Пат. 4738612 (США).
7. Altman R. Schaltungsanordnung zur unterdrückung vor Fremddoder Storimpulsen.— Radio fernsehen elektronik, 1978, N 12, s. 523.
8. Strange M. Simple electronic timer is compact and accurate.— EDN/EEE, 1973, vol. 18, N 8, p. 89—91.

## К главе 7

1. Машкинов Л. Б., Петухов А. Б., Гальперин Л. Н. Прецизионный стабилизатор мощности.— Приборы и техника эксперимента, 1978, № 1, с. 145—146.
2. Миллер, Деффрайтас. Стабилизация источника опорного напряжения операционных усилителей.— Электроника, 1975, № 4, с. 61.
3. Мощные полевые транзисторы с V-MOP-структурой — перспективные конкуренты мощных биполярных приборов / Эванс, Хоффан, Хайнцер, Шеффер.— Электроника, 1978, № 13, с. 29—38.
4. Оллисон В. М. Стабилизация тока дуги или тока эмиссии в ионных источниках с термоэлектрическим катодом.— Приборы для науч. исслед., 1976, № 8, с. 83.
5. Полянико К. П. Полупроводниковые интегральные микросхемы для электропитания аппаратуры.— Электрон. техника в автоматике, 1978, вып. 10, с. 30—53.
6. Kroczeck K. D. Bessere Schaltnetzteile durch V-MOS-Leistungstransistoren.— Elektronik, 1978, N 4, s. 67—74.
7. Spannungsregler für zwei Ausgangsspannungen mit Operationverstärkern.— Radio fernsehen elektronik, 1972, № 18, s. 402.

## К главе 8

1. А. с. 571873 (СССР).
2. А. с. 669484 (СССР).
3. Делители аналоговых сигналов.— Экспресс-информ. Приборы и элементы автоматики и вычислительной техники, 1974, № 40, с. 15—18.
4. Коббодд Р. Теория и применение полевых транзисторов. Л.: Энергия, 1975. 304 с.
5. Кристофф. Дешевый логарифмический усилитель с динамическим диапазоном в одну декаду.— Электроника, 1980, № 12, с. 69—70.
6. Маклюков М. Н., Протопопов В. А. Применение аналоговых интегральных микросхем в вычислительных устройствах. М.: Энергия, 1980. 160 с.
7. Проектирование и применение операционных усилителей / Под ред. Дж. Грэма, Дж. Тобби, Л. Хьюлсмана. М.: Мир, 1974. 510 с.
8. Солимай А. М. Новые схемы интеграторов ДЕЙУ с пассивной и активной коррекцией.— ТИИЭР, 1979, том 67, № 2, с. 180.
9. Эрглис А. Э., Яисон У. В. Логарифмический усилитель с температурной стабилизацией.— Приборы и техника эксперимента, 1980, № 1, с. 137—138.
10. Cantarano S., Pallottino S. V. Logaritmik Analog — to — Digital Converters: A Survey — IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1973, № 3, p. 201—205.

11. Hamilton G. D. Operational differentiators — Electronic Engineering, 1974, N 560, p. 53—54.
12. Nin S. Set wieder dinamic range in a log. amp.— Electronic Design, 1973, N 4, p. 60—61.
13. Risley A. R. Designers guide to log. amp.— EDN, 1979, N 15, p. 42.

## К главе 9

1. А. с. 500584 (СССР).
2. А. с. 560335 (СССР).
3. Бахенен Ж. Применение МОП-транзисторов для правильного включения питания чувствительных операционных усилителей.— Электроника. 1980, № 16, с. 65—67.
4. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергия, 1980. 248 с.
5. О Нил П., Деррингтон К. Транзисторы в качестве датчиков температуры.— Электроника, 1979, № 21, с. 52—58.
6. Пат. 4138616 (США).
7. Сазонов А. А. Пути совершенствования измерителей мощности СВЧ.— Зарубеж. радиоэлектроника, 1981, № 3, с. 92—105.
8. Чирков В. П. Применение операционных усилителей в магнитоизмерительной технике.— Измерител. техника, 1979, № 8, с. 64—65.
9. Apira Ohte and Yamagote M. Precision Silicon Transistor Thermometer — IEEE Transactions of Instrumentation and Measurement, 1977, vol. IM—26, N 4, p. 335—341.
10. IEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1976, vol. IM—25, N 4, p. 343—347.
11. Kühnel C. Helligkeitmodulation bei LED.— Anzeigeeinheiten.— Radio fernsehen elektronik, 1979, N 4, s. 220—221.

## К главе 10

1. А. с. 211153 (СССР).
2. А. с. 482825 (СССР).
3. А. с. 597080 (СССР).
4. А. с. 237593 (СССР).
5. Алабужев Ю. А. Экстрематор на основе операционного усилителя с нелинейной обратной связью.— Приборы и техника эксперимента, 1978, № 4, с. 162.
6. Белоцерковский Л. И., Ноткин Ю. А., Коган Д. З. Аналоговые запоминающие устройства.— В кн.: Тез. докл. науч.-техн. конф. «Линейные интегральные схемы и их применение в приборостроении и промышленной автоматике». Л.: ЛДНТП, 1977, с. 61—62.
7. Беттис. Использование операционного усилителя для повышения быстродействия фильтра.— Электроника, 1974, № 23, с. 61.
8. Воглер Д. Использование операционных усилителей на биполярных и полевых транзисторах в усилителях абсолютного значения сигнала.— Электроника, 1977, № 10, с. 60—61.
9. Волгин Л. И. Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное. М.: Сов. радио, 1977. 240 с.
10. Губарь В. И., Литвих В. В. Повышение линейности преобразователей эффективных значений.— В кн.: Структурные методы повышения точности и чувствительности измерительных преобразователей. К.: О-во «Знание» УССР, 1975, с. 50—60.
11. Грем Д. Анализ схем амплитудных детекторов на операционных усилителях.— Электроника, 1974, № 23, с. 69—74.
12. Иоффе В. Г., Логвинов А. В., Пшеничников Ю. В. Двухконтурное зарядное устройство для амплитудно-временных преобразователей и расширителей импульсов.— Приборы и техника эксперимента, 1975, № 2, с. 97—98.
13. Нетребенко К. А. Компенсационные схемы амплитудных вольтметров и указателей экстремума. М.: Энергия, 1967. 108 с.
14. Ригмен Р. Быстродействующий измеритель эффективного напряжения.— Электроника, 1969, № 20, с. 9—13.
15. Справочник по нелинейным схемам / Пер. с англ. под ред. Д. М. Шайнголда. М.: Мир, 1977. 524 с.
16. Тимонтеев В. Н., Ткаченко В. А. Аналоговый перемножитель сигналов К525ПС1.— Электрон. пром-сть, 1979, № 7, с. 31—35.

17. Harro Kühne. Messschaltung zur Ermittlung des echten Effektivwertes.— Radio fernsehen elektronik, 1980, N 1, s. 39.
18. Wheeler E. Precision peak — reading circuit — Electronic Engineering, 1967, vol. 39, N 476, p. 648—649.

## К главе 11

1. А. с. 621084 (СССР).
2. А. с. 635615 (СССР).
3. Балакай В. Г., Крюк И. П., Лукьянов Л. М. Интегральные АЦП и ЦАП. М. : Энергия, 1978. 257 с.
4. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М. : Энергия, 1975. 447 с.
5. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации / Под ред. В. Б. Смолова. Л. : Энергия, 1976. 336 с.
6. Anderson T. Parallel ADC — Comput. Design, 1973, N 7, p. 82, 84, 85.
7. Mrozowski A. Analog output chips shrink a-d converter software.— Electronics, 1977, vol. 50, N 17, p. 125.
8. Trofimenkoff F. N. Use of Digital — to — Analog Converters in Circuit Design.— IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1977, vol. IM — 26, № 4, p. 342—345.
9. Schmid H. An Electronic Design practical guide to a/d conversion.— Electronic Design, 1968, vol. 16, N 25, p. 29—72.
10. Schmid H. Electronic analog — digital conversion.— New York, Van Nostrand Reinholg, 1970. 547 p.

## К приложению

1. Ориатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. К. : Вища школа, 1976. 431 с.
2. Попов В. И. Нормы и допуски на параметры функциональных узлов. М. : Энергия, 1976. 71 с.
3. Рабинович С. Г. Погрешности измерения. Л. : Энергия, 1978. 262 с.
4. Сигорский В. П., Петренко А. И. Основы теории электронных схем. К. : Техника, 1967. 609 с.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Предисловие . . . . .	3
Глава 1. Операционные усилители . . . . .	4
1. Общие сведения об операционных усилителях . . . . .	4
2. Компенсация напряжения смещения ОУ . . . . .	8
3. Основные схемы включения ОУ . . . . .	10
4. Устойчивость к самовозбуждению ОУ . . . . .	11
5. Динамические характеристики замкнутой системы с ОУ . . . . .	14
6. Расширение динамического диапазона выходного напряжения ОУ . . . . .	17
7. Увеличение выходного тока ОУ . . . . .	20
8. Повышение быстродействия ОУ . . . . .	22
9. Улучшение статических характеристик ОУ . . . . .	23
10. Улучшение шумовых характеристик . . . . .	27
11. Подавление помех и защита ОУ от перегрузок . . . . .	29
Глава 2. Усилители напряжения . . . . .	31
1. Инвертирующие усилители . . . . .	31
2. Неинвертирующие усилители . . . . .	32
3. Дифференциальные усилители . . . . .	33
4. Усилители с гальванически развязанными цепями . . . . .	37
5. Усилители переменного напряжения . . . . .	38
6. Усилители с регулируемым коэффициентом передачи . . . . .	40
7. Усилители импульсных сигналов . . . . .	49
Глава 3. Фильтры и фазовые звенья . . . . .	50
1. Общие сведения о фильтрах . . . . .	50
2. Фильтры низких частот . . . . .	54
3. Фильтры верхних частот . . . . .	57
4. Полосовые фильтры . . . . .	60
5. Полосно-задерживающие фильтры . . . . .	62
6. Универсальные высокостабильные фильтры . . . . .	64
7. Интерполирующие фильтры . . . . .	66
8. Фазовые звенья . . . . .	67
Глава 4. Генераторы . . . . .	70
1. Генераторы прямоугольных, треугольных и пилообразных колебаний . . . . .	70
2. Генераторы и формирователи гармонических колебаний . . . . .	85
3. Генераторы и формирователи сигналов специальной формы . . . . .	93
Глава 5. Модуляторы, демодуляторы, аналоговые ключи . . . . .	100
1. Амплитудные модуляторы . . . . .	100
2. Широтно-импульсные модуляторы . . . . .	104
3. Демодуляторы амплитудно-модулированных колебаний . . . . .	108
4. Демодуляторы частотно-модулированных колебаний . . . . .	109
5. Фазовые демодуляторы . . . . .	111
6. Аналоговые ключи . . . . .	111
Глава 6. Пороговые устройства и ограничители . . . . .	113
1. Двухстабильные пороговые устройства . . . . .	113
2. Детекторы пересечения нулевого уровня . . . . .	114
3. Трехстабильные пороговые устройства . . . . .	115
4. Пороговые устройства для переменных сигналов . . . . .	116
5. Селекторы импульсов . . . . .	117
6. Реле времени . . . . .	119
7. Ограничители . . . . .	120
Глава 7. Источники напряжения и тока . . . . .	124
1. Источники питания устройств на ОУ . . . . .	124
2. Стабилизаторы напряжения . . . . .	123
3. Источники опорного напряжения . . . . .	130
4. Управляемые источники тока . . . . .	131

5. Стабилизация тока дуги или тока эмиссии в приборах с термоэлектрическим катодом	133
6. Стабилизатор мощности	135
<b>Глава 8. Аналоговые вычислительные устройства</b>	<b>136</b>
1. Сумматоры	136
2. Интеграторы	138
3. Дифференциаторы	142
4. Логарифмические усилители	143
5. Умножители	147
<b>Глава 9. Преобразователи неэлектрических величин</b>	<b>152</b>
1. Преобразователи «сопротивление — напряжение»	152
2. Преобразователь «сопротивление — частота»	154
3. Преобразователи «емкость — частота»	154
4. Преобразователи «температура — напряжение»	155
5. Преобразователи световых потоков	158
6. Преобразователи магнитной индукции	161
<b>Глава 10. Измерительные преобразователи электрических величин</b>	<b>162</b>
1. Параметры переменных электрических сигналов	162
2. Активные выпрямители	163
3. Преобразователи мгновенного и амплитудного значений напряжения	166
4. Преобразователи эффективного значения напряжения	174
<b>Глава 11. Аналогово-цифровые и цифроаналоговые преобразователи</b>	<b>179</b>
1. Общие положения	179
2. Цифроаналоговые преобразователи	180
3. Аналогово-цифровые преобразователи	186
4. Аналогово-цифроаналоговые преобразователи	196
<b>Приложение</b>	<b>197</b>
<b>Список литературы</b>	<b>206</b>

*Владимир Иванович Щербаков, канд. техн. наук  
Геннадий Иванович Грэзлов, д-р техн. наук*

## **ЭЛЕКТРОННЫЕ СХЕМЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ**

Редактор *Л. М. Друзенко*

Оформление художника *Л. А. Дикарева*

Художественный редактор *В. С. Шапошников*

Технический редактор *Н. А. Бондарчук*

Корректор *Л. В. Ляшенко*

Информ. бланк № 2041

Сдано в набор 29.10.82. Подписано в печать 28.07.83. БФ 07202. Формат 60×90<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага типогр.  
№ 3. Гарн. лнт. Печ. выс. Усл. печ. л. 13,5. Усл. кр.-отт. 13,75. Уч.-изд. л. 17,77. Тираж 37000 экз.  
Зак. 2-374. Цена 1 р. 10 к.

Издательство «Техника», 252601, Киев, I, Крещатик, 5

Отпечатано с матриц Головного предприятия РПО «Полиграфкнига» на книжной фабрике  
«Коммучисг». 310012, Харьков-12, Энгельса, 11.