

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ВОЗДУШНОГО ТРАНСПОРТА
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ»**

Кафедра радиотехнических устройств
Ю. П. Сафоненков

СХЕМОТЕХНИКА

Часть 1
Аналого-дискретные устройства

Тексты лекций

Москва - 2007

УДК 621.384.083.94(076.6)
ББК 32.841я73-2+32.85я73-2
С21

Печатается по решению редакционно-издательского совета Московского государственного технического университета ГА

Рецензенты: канд. техн. наук, доц. Д.Н. Яманов
д-р. техн. наук, проф. Г.В. Куликов

Ю.П. Сафоненков

С21 Схемотехника. Ч.1. Аналого-дискретные устройства: Тексты лекций. – М.: МГТУ ГА, 2007. – 80 с.
ISBN 5-86311-508-4

Тексты лекций охватывают вторую половину дисциплины и содержат наиболее сложные для понимания разделы курса «Схемотехника».

Данные тексты лекций издаются в соответствии с рабочей программой учебной дисциплины СД.05 «Схемотехника» по Учебному плану специальности 160905 для студентов 3 курса всех форм обучения.

Рассмотрено и одобрено на заседаниях кафедры 28.11.06 г. и методического совета 12.12.06 г.

С 2302020100-032
ЦЗ3(03)-07

ББК 32.844я73-2+32.85я73-2
Св. план 2007 г.
поз. 32

САФОНЕНКОВ Юрий Павлович
СХЕМОТЕХНИКА
Часть 1
Аналого-дискретные устройства
Тексты лекций

Редактор Г.В. Токарева

Подписано в печать 05.02.07 г.

Печать офсетная
4,65 усл. печ. л.

Формат 60x84/16
Заказ № 274/230

4,52 уч.- изд. л.
Тираж 300 экз.

Московский государственный технический университет ГА

Редакционно-издательский отдел

125493 Москва, ул. Пулковская, д. 6а

ISBN 5-86311-508-4

© Московский государственный
технический университет ГА, 2007

1. ИМПУЛЬСНЫЕ И ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Спектр импульсных сигналов обычно простирается от единиц - десятков герц до нескольких мегагерц. Поэтому усилители импульсных сигналов должны быть широкополосными. Отсюда видно, что цели проектирования импульсных и широкополосных усилителей во многом совпадают. По сути дела, их схемотехника аналогична. Разница состоит в обеспечении и расчете заданных переходных или частотных характеристик и иногда в выборе рабочих точек.

В импульсных и широкополосных усилителях применяют преимущественно резисторно-емкостные и непосредственные межкаскадные связи, создающие малые линейные искажения в широкой полосе частот.

Получение большого частотного диапазона в рассматриваемых усилителях может достигаться включением специальных корректирующих цепей.

1.1. Связь параметров переходных и частотных характеристик

Как следует из качественного сравнения амплитудно-частотных и пере-

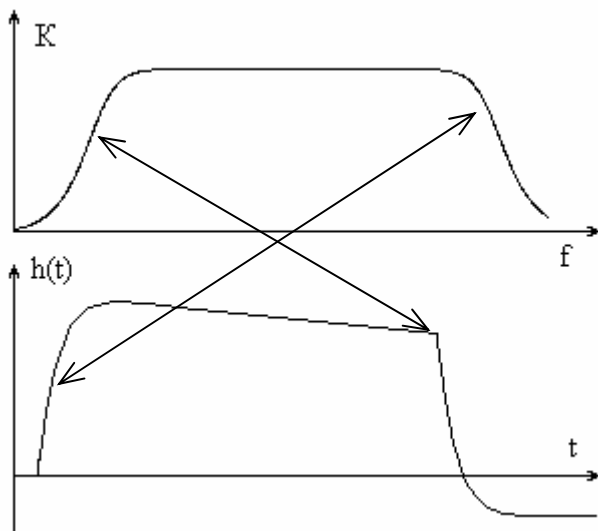


Рис. 1

ходных характеристик, проведенного в [1], чем шире полоса пропускания линейной системы в области высоких частот, тем лучше воспроизводится фронт импульса. При уменьшении частотных искажений в области низких частот лучше воспроизводится плоская вершина импульса. Эту связь можно условно показать на рис. 1.

Оценим взаимное влияние определяющих параметров амплитудно-частотной и переходной характеристик.

Ранее (см. [1] с. 44) было показано, что сквозной коэффициент усиления

резисторного каскада в области высоких частот описывается выражением

$$K_{e \text{ вч}} = K_{e0} / (1 + j \cdot \omega \cdot \tau_B),$$

где τ_B - постоянная времени каскада на верхних частотах.

Запишем его в операторной форме, заменив $j \cdot \omega$ на p

$$K_{e \text{ вч}}(p) = K_{e0} / (1 + p \cdot \tau_B).$$

Как известно, переходная характеристика $h(t)$, представляет собой выходное напряжение при подаче на вход единичного скачка напряжения $1(t)$. В операторной записи переходная характеристика на фронте импульса связана с коэффициентом усиления в следующей форме:

$$H(p)_{\text{фр}} = K_{e \text{ вч}}(p) \cdot L[1(t)] = K_{e \text{ вч}}(p) / p,$$

где $H(p)_{\text{фр}}$ - операторная запись переходной характеристики, $L[1(t)] = 1 / p$ - прямое преобразование Лапласа от единичной функции.

Находя с помощью обратного преобразования оригинал, определим выражение для переходной характеристики на фронте импульса

$$h(t)_{\text{фр}} = L^{-1}[K_{e \text{ вч}}(p) / p].$$

Пользуясь таблицей перехода от изображений к оригиналам, получим

$$h(t)_{\text{фр}} = K_{e0} \cdot (1 - e^{-t/\tau_B}).$$

Нормированная (приведенная к единичному масштабу) переходная характеристика каскада в области малых времен $h(t)_{\text{норм фр}}$ может быть найдена делением $h(t)_{\text{фр}}$ на K_{e0}

$$h(t)_{\text{норм фр}} = h(t)_{\text{фр}} / K_{e0} = 1 - e^{-t/\tau_B}.$$

Отсюда

$$t = -\tau_B \cdot \ln[1 - h(t)_{\text{норм фр}}].$$

Данное выражение позволяет оценить время установления импульса t_y (определяемое на уровнях 0.1 и 0.9 от установившегося значения) и время задержки импульса (на уровне 0.5 от установившегося значения). Вычислим эти величины:

$$t_y = -\tau_B \cdot [\ln(1 - 0.9) - \ln(1 - 0.1)] = 2.2 \cdot \tau_B, \quad t_z = -\tau_B \cdot \ln(1 - 0.5) = 0.69 \cdot \tau_B.$$

На границе полосы пропускания верхняя частота среза

$$\omega_{\text{вс}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{вс}} = 1 / \tau_B.$$

Тогда $t_y = 0.35 / f_{\text{вс}}$, $t_z = 0.11 / f_{\text{вс}}$.

Сквозной коэффициент усиления каскада на низких частотах определяется выражением

$$K_{e \text{ нч}} = K_{e0} / (1 - j / (\omega \cdot \tau_H)),$$

где τ_H - постоянная времени на низких частотах (см. [1] с. 40).

Умножим в выражении $j / (\omega \cdot \tau_H)$ и числитель и знаменатель на j . Тогда, по аналогии с предыдущими преобразованиями, получим

$$K_{e \text{ нч}}(p) = K_{e0} \cdot p \cdot \tau_H / (1 + p \cdot \tau_H).$$

Найдя оригинал для этого выражения, вычислим переходную характеристику в области больших времен (на спаде импульса)

$$h(t)_{\text{сп}} = K_{e0} \cdot e^{-t/\tau_H}.$$

Нормированная переходная характеристика каскада в области больших времен $h(t)_{\text{норм сп}}$ с постоянной времени цепи межкаскадной связи τ_H определяет ход изменения плоской вершины (спад)

$$h(t)_{\text{норм сп}} = \exp(-t / \tau_H).$$

Так как спад Δ вычисляют по окончании импульса с длительностью T , то, приравняв в этом выражении $t = T$, найдем спад вершины прямоугольного импульса, вносимый резисторным каскадом

$$\Delta = 1 - h(t)_{\text{норм сп}} \Big|_{t=T} = 1 - e^{-T/\tau_H}.$$

Отсюда

$$T / \tau_H = -\ln(1 - \Delta) = \ln[1 / (1 - \Delta)].$$

Разложим функцию $\ln[1 / (1 - \Delta)]$ в степенной ряд

$$\ln[1 / (1 - \Delta)] = \sum_{k=1}^{\infty} \Delta^k / k .$$

При $\Delta \ll 1$, что обычно имеет место на практике, слагаемые высших порядков имеют малую величину и тогда $\ln[1 / (1 - \Delta)] \approx \Delta$.

Например, при $\Delta = 0.1$ ошибка упрощения результата составляет всего около 5 %.

С учетом принятого допущения, выражение для Δ можно записать следующим образом:

$$\Delta = T / \tau_H.$$

Отсюда видно, что для получения спада плоской вершины импульса в 1 % необходима постоянная времени каскада τ_H , превышающая длительность импульса в 100 раз.

Пользуясь найденным соотношением, можно рассчитать величину емкости межкаскадной связи C_{CB} ,

$$C_{CB} = T / (R_{ЭКВ.Н} \cdot \Delta).$$

Важным показателем широкополосного каскада, характеризующим его качество, является произведение сквозного номинального коэффициента усиления напряжения каскада K_{e0} на верхнюю граничную частоту среза f_{BC} . Это произведение пропорционально площади, занимаемой частотной характеристикой. Оно называется площадью усиления каскада

$$П = K_{e0} \cdot f_{BC}.$$

Для усилителей импульсных сигналов этой величиной пользоваться неудобно. Поэтому для них введено такое понятие, как добротность каскада D . Ее определяют как частное от деления коэффициента усиления по напряжению на время установления каскада

$$D = K / t_y.$$

Площадь усиления (или добротность каскада) постоянна для каждой конкретной схемы, собранной на данном типе транзистора, работающего в заданном режиме. Рассмотренные ранее [1] простые схемы каскадов не всегда могут обеспечить большое усиление в широкой полосе частот. В них расширение полосы пропускания в сторону высоких частот может быть обеспечено только путем снижения постоянных времени τ_B за счет уменьшения сопротивлений нагрузки. Но тогда падает усиление, и схема становится мало эффективной.

Усиление на низких частотах, как было показано ранее, определяется постоянными времени цепей межкаскадной связи и цепей термостабилизации. При малых частотах f_H и малых значениях эквивалентных сопротивлений $R_{ЭКВ.Н}$ приходится увеличивать значения C_{CB} и C_3 (или C_H в схемах с полевыми транзисторами). Но это сказывается на росте габаритов устройства.

И в том и в другом случаях расширение полосы пропускания усилителя желательно. Оно достигается применением специальных цепей частотной коррекции.

На практике схемы частотной коррекции строят, основываясь на принципах создания частотно-зависимых нагрузок и частотно-зависимых обратных связей.

Схемы с частотно-зависимой нагрузкой позволяют скомпенсировать падение усиления на нужных частотах за счет увеличения на них сопротивления нагрузки под влиянием реактивных элементов.

Схемы с частотно-зависимой обратной связью изменяют ее глубину на тех частотах, где наблюдается снижение усиления.

1.2. Схемы коррекции низкочастотных искажений

Первый способ коррекции частотных и переходных характеристик реализуется в схеме, показанной на рис. 2.

Коррекция достигается за счет включения в коллекторную цепь дополнительной RC - цепочки R_{ϕ} , C_{ϕ} .

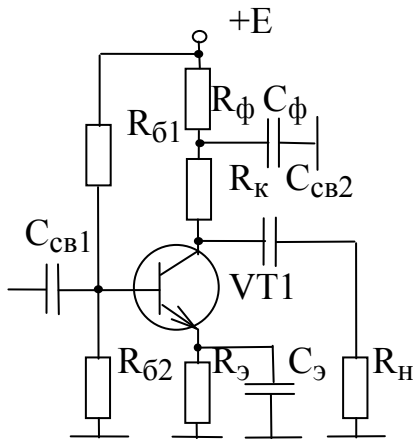


Рис. 2

На верхних и средних частотах сопротивление конденсатора C_{ϕ} переменному току

$$X_c = 1 / (j \cdot \omega \cdot C_{\phi})$$

мало и он связывает точку соединения сопротивлений R_{ϕ} и R_{ϕ} с общим проводом. По мере понижения частоты сопротивление X_c растет и связь нарушается. К сопротивлению R_{ϕ} как бы подключается R_{ϕ} . Общее сопротивление нагрузки R_0 увеличивается, что приводит к росту усиления в области низких частот, поскольку $K = S \cdot R_0$.

При усилении импульсных сигналов после появления скачка тока в коллекторной цепи транзистора напряжение на конденсаторе межкаскадной связи $C_{св2}$ начинает изменяться. Пусть, например, оно растет. Это напряжение уменьшает потенциал коллектора. Одновременно через сопротивление R_{ϕ} заряжается конденсатор C_{ϕ} , что приводит к увеличению потенциала коллектора, т. е. к компенсации спада.

Частотные и переходные характеристики для схемы с корректирующей RC - цепочкой в коллекторной нагрузке показаны на рис. 3 и рис. 4 в нормированных координатах частоты

$$X = \omega \cdot C_{св2} \cdot R_{\phi}$$

и времени

$$x = t / (C_{св2} \cdot R_{\phi})$$

при отношении сопротивлений $a = R_{\phi} / R_{\phi} = 0.5$.

Параметр $m = R_{\phi} \cdot C_{\phi} / (C_{св2} \cdot R_{\phi})$ называют коэффициентом низкочастотной коррекции.

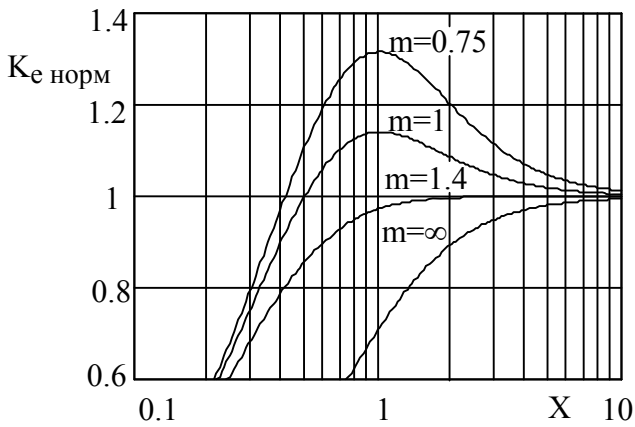


Рис. 3

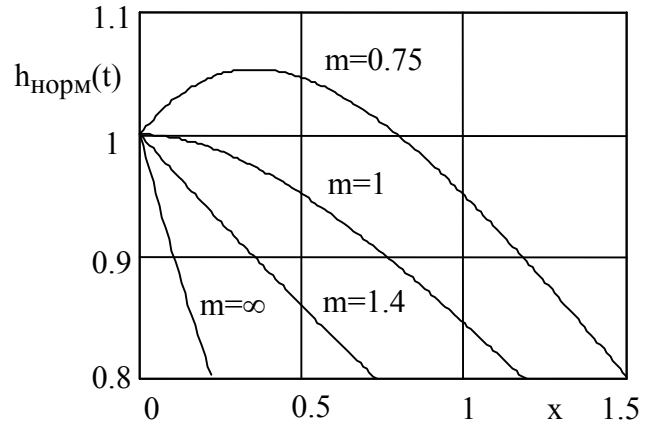


Рис. 4

Как видно из приведенных графиков, при коэффициенте коррекции $m \geq 1.4$, частотная характеристика еще не имеет подъема, в то время как, вершина импульса спадает при коэффициенте коррекции $m > 1$.

При использовании корректирующей цепи с коллекторным фильтром следует стремиться к увеличению резистора R_{ϕ} . Это позволяет уменьшить величину C_{ϕ} и амплитуду обратного выброса после окончания импульса. Однако рост

величины R_{ϕ} ограничивается допустимым падением на нем напряжения источника питания.

Коррекцию низкочастотных характеристик можно осуществить за счет использования частотно-зависимой отрицательной обратной связи (рис. 5).

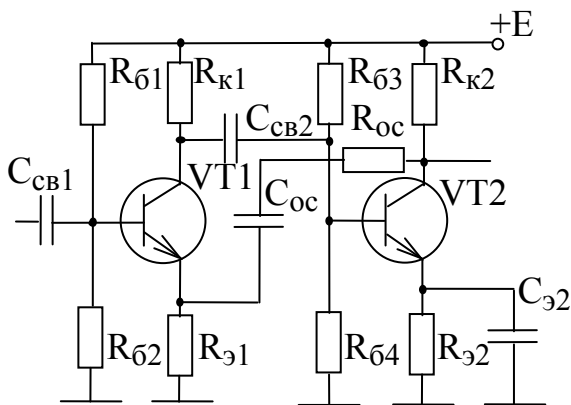


Рис. 5

Обратная связь, создаваемая цепью $R_{ос}$, $C_{ос}$, выбирается такой, чтобы ее глубина уменьшалась в области низких частот. Тем самым удастся поднять усиление устройства на тех частотах, где намечается спад в амплитудно-частотной характеристике.

с пад в амплитудно-частотной характеристике.

1.3. Схемы коррекции высокочастотных искажений

Коррекцию частотных и переходных характеристик на высоких частотах и в области малых времен осуществляют аналогичными способами.

На рис. 6 увеличение сопротивления нагрузки в области высоких частот осуществляется за счет включения в коллекторную цепь транзистора дополнительной индуктивности L (схема параллельной индуктивной коррекции). Корректирующая индуктивность L на низких и средних частотах имеет малое сопротивление $X_L = j \cdot \omega \cdot L$. Поэтому сопротивление коллекторной нагрузки будет определять величина R_K . Но на высоких частотах сопротивление X_L увели-

чивается, что приводит к росту сопротивления нагрузки и как результат к росту усиления на этих частотах, препятствующему спаду частотной характеристики.

Частотные и переходные характеристики для схемы индуктивной коррекции в координатах нормированной частоты $X = \omega \cdot C_0 \cdot R_K$ и нормированного времени $x = t / (C_0 \cdot R_K)$ показаны на рис. 7 и рис. 8.

Параметр $b = L / (C_0 \cdot R_K^2)$ называют коэффициентом высокочастотной коррекции.

Ход частотных и переходных характеристик существенно зависит от выбора коэффициента коррекции. Так, амплитудно-частотная характеристика без подъема

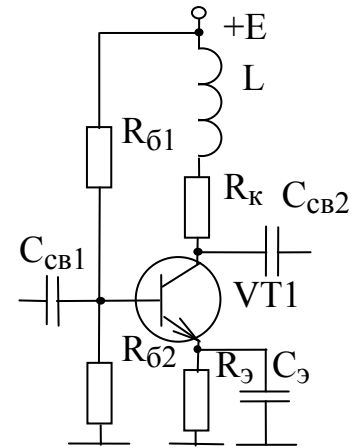


Рис. 6

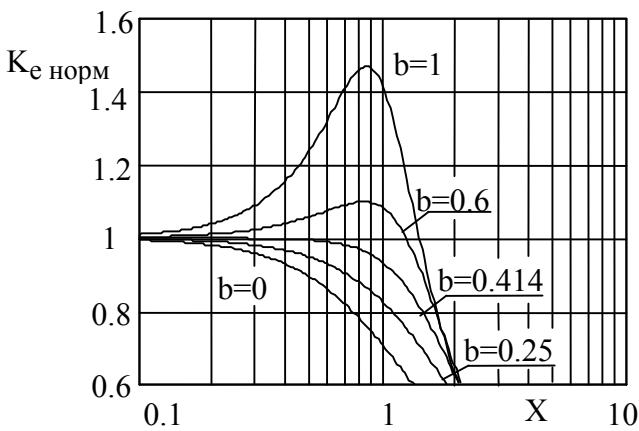


Рис. 7

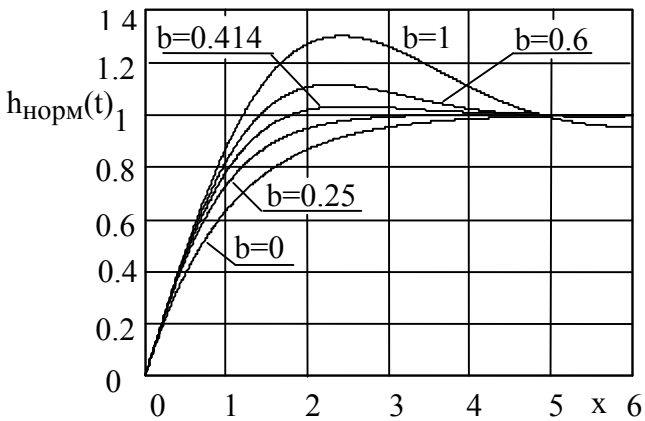


Рис. 8

(максимально плоская характеристика) получается при коэффициенте коррекции $b=0.414$, а переходная характеристика без выброса на переднем фронте импульса - при $b = 0.25$.

Следует иметь в виду, что рост сопротивления нагрузки за счет действия L ограничивается, если корректирующая индуктивность шунтируется малым сопротивлением нагрузки. Поэтому данная схема работает эффективно, если

нагрузкой каскада служит сравнительно высокоомное сопротивление.

Если корректирующую индуктивность включить последовательно с нагрузкой, то емкость, нагружающая каскад, разделится индуктивностью на две части: входную и выходную с меньшими постоянными времени соответствующих цепей. Однако такая схема применяется редко из-за нестабильности параметров транзисторов.

Действие корректирующих схем с обратными связями основано на ослаблении глубины отрицательной обратной связи на тех частотах, усиление которых надо увеличить. Примером этому является схема (рис. 9) высокочастотной эмиттерной коррекции.

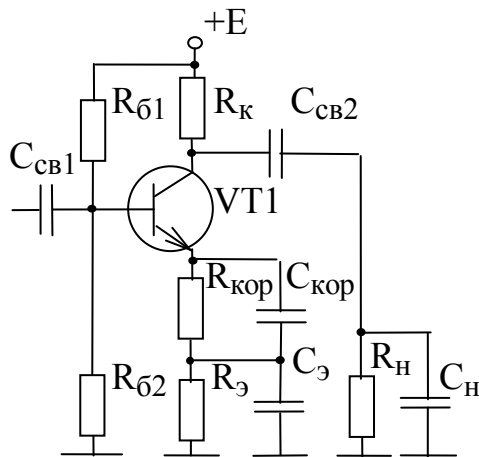


Рис. 9

На рис. 9 с помощью $R_{кор}$, $C_{кор}$ создается цепь частотно-зависимой отрицательной обратной связи по току. Величина $C_{кор}$ выбирается такой, чтобы только на верхних частотах

$$X_{скор} = 1/(\omega \cdot C_{кор}) \ll R_{кор},$$

а на средних и нижних частотах

$$X_{скор} \gg R_{кор}.$$

В этом случае отрицательная обратная связь возникает только на средних и нижних частотах. Следовательно, коэффициент усиления на этих частотах уменьшается по сравнению с коэффициентом усиления на верхних частотах.

Это позволяет скомпенсировать снижение коэффициента усиления на верхних частотах, где действие отрицательной обратной связи ослабевает.

Схема эффективно работает при любых нагрузках. Отрицательная обратная связь способствует снижению искажений.

Вопросы.

- 1) Какова связь амплитудно-частотной и переходной характеристик усилителя?
- 2) Какое влияние оказывает входное сопротивление следующего каскада на длительность фронта и спад плоской части импульса?
- 3) Что называют площадью усиления каскада?
- 4) Что называют добротностью каскада?
- 5) Что влияет на выбор сопротивления нагрузки в широкополосных и импульсных усилителях?
- 6) Какие элементы схемы влияют на "завал" амплитудно-частотной характеристики в области низких частот? Каков механизм этого явления?
- 7) Какие элементы схемы влияют на "завал" амплитудно-частотной характеристики в области высоких частот? Каков механизм этого явления?
- 8) Какие элементы схемы влияют на искажения плоской вершины импульса? Каков механизм этого явления?
- 9) Какие элементы схемы усилителя влияют на искажения фронта импульса? Каков механизм этого явления?
- 10) Объясните принцип действия простой низкочастотной коррекции с коллекторным RC-фильтром.
- 11) Каковы соображения по выбору $C_{ф}$ в коллекторной (стоковой) цепи для коррекции искажений на нижних частотах?
- 12) Объясните принцип действия простой параллельной высокочастотной коррекции.
- 13) Поясните принцип действия схемы эмиттерной коррекции.
- 14) Сравните параметры схем коллекторной и эмиттерной коррекции.

2. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

2.1. Общие сведения об усилителях постоянного тока

Отличительной особенностью усилителей постоянного тока (УПТ) является способность усиливать сколь угодно медленно меняющиеся электрические сигналы.

Усовершенствованная разновидность УПТ, способная работать в схемах, выполняющих над сигналами математические операции (сложение, вычитание, дифференцирование, логарифмирование и т. п.) носит название операционного усилителя (ОУ).

УПТ находят применение в стабилизаторах тока и напряжения, измерительных приборах, следящих системах автоматики, аналоговых вычислительных машинах, устройствах обработки сигналов, высококачественных усилительных комплексах и т.д.

Для ОУ характерны большие коэффициенты усиления (десятки, сотни тысяч), высокие входные сопротивления (сотни кОм и выше), малые выходные сопротивления (единицы Ом и менее), нулевой потенциал на выходе в отсутствие сигнала, возможность работы с инверсией сигнала и без нее, высокая устойчивость в схемах с обратными связями, малое изменение выходного напряжения под влиянием внешних условий.

Так как реактивные элементы (конденсаторы, индуктивности, трансформаторы) меняют свое сопротивление с частотой, то они не могут быть использованы для обеспечения таких традиционных функций, как межкаскадная и обратная связь. Именно в этом состоит сложность проектирования УПТ. Такая же проблема существует при проектировании микросхем.

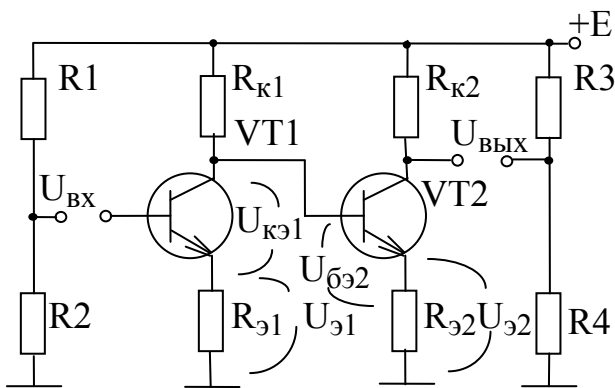


Рис. 10

Составим простейшую схему УПТ (рис. 10), используя непосредственную межкаскадную связь и элементы температурной стабилизации режима транзистора.

Непосредственная связь между каскадами возможна, если выполняется условие:

$$U_{кэ1} + U_{э1} = U_{бэ2} + U_{э2}.$$

Отсюда

$$U_{э2} = U_{кэ1} - U_{бэ2} + U_{э1}.$$

Так как $U_{кэ1} > U_{бэ2}$, то $U_{э2} > U_{э1}$ и оказывается, что падение напряжения на эмиттерном сопротивлении последующего каскада больше соответствующего падения напряжения у предыдущего каскада. Невозможность шунтирования этих сопротивлений конденсаторами приводит к нарастанию глубины последо-

вательной отрицательной обратной связи по току в схеме, причем построение усилителей с числом каскадов, больше трех, оказывается нецелесообразным.

Изменение параметров усилительных элементов и деталей схемы вследствие старения, колебаний температуры, питающих напряжений вызывает нестабильность рабочих точек каскадов. Эти изменения проявляются на выходе устройства в виде отклонения выходного, сбалансированного в отсутствие сигнала, напряжения от нулевого (рис 11). Данное явление носит название дрейфа нуля.

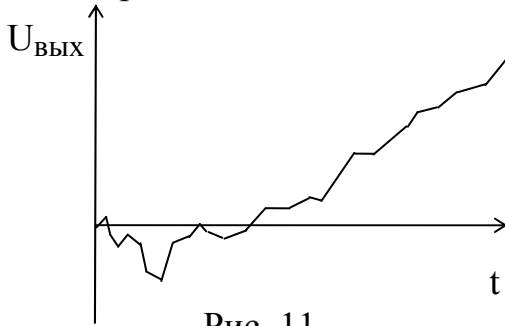


Рис. 11

Стремление устранить отмеченные недостатки стимулировало разработку балансных (дифференциальных) схем. Принцип работы дифференциальной схемы можно рассмотреть на простом примере.

Возьмем два идентичных транзистора VT1 и VT2 с одинаковыми нагрузками (рис. 12) и включим их по отношению к источнику сигнала таким образом, чтобы на входы поступало два одинаковых напряжения с противоположными фазами (противофазный сигнал).

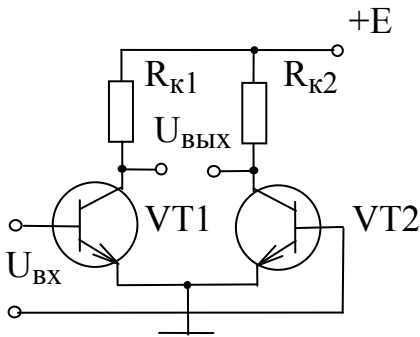


Рис. 12

В этой схеме $U_{\text{ВЫХ}}$ определяется только входным противофазным (дифференциальным) сигналом $U_{\text{ВХ}}$ и не зависит от синфазных (одинаковых по фазе) изменений рабочей точки, например, наводок и дрейфа нуля, т. к. потенциалы в выходных цепях транзисторов изменяются одинаково. Поэтому разностное выходное напряжение от действия синфазных сигналов будет равно нулю.

Из-за технологических трудностей полной идентичности элементов схемы получить нельзя. Но синфазные изменения можно значительно уменьшить, если между совместной эмиттерной цепью и общим проводом включить резистор R_3 (рис. 13). Он создаст глубокую отрицательную обратную связь для синфазных изменений тока и не будет оказывать влияние на усиление полезного противофазного сигнала, т. к. равные входные токи транзисторов имеют противоположные фазы и замыкаются, не ответвляясь в эмиттерное сопротивление.

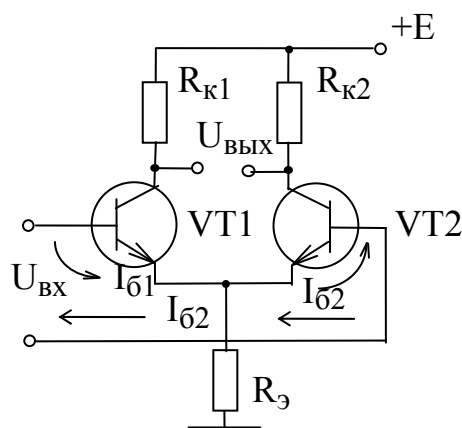


Рис. 13

Поэтому полезный сигнал не создает падения напряжения на R_3 , что является признаком отсутствия обратной связи. В резуль-

тате противофазные сигналы усиливаются без ослабления, а синфазные уменьшаются в $(1 + S \cdot R_3)$ раз, где S - крутизна усилительного элемента.

Эффективность подавления синфазных компонент растет с увеличением R_3 , что, однако, влечет за собой рост падения напряжения на нем и уменьшает амплитуду выходного сигнала.

Если вместо R_3 использовать транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, то за счет большого выходного сопротивления последнего можно получить значительное подавление синфазных составляющих, численно равное $(1 + S \cdot R_{\text{вых оэ}})$ при малом падении напряжения (до 1.5...2 В). На этих принципах построен дифференциальный каскад.

2.2. Дифференциальный каскад

Дифференциальный каскад является основой многих микросхем, так как обладает многофункциональностью использования, позволяющей за счет некоторой структурной избыточности строить устройства различного назначения при минимуме внешних элементов и соответствующей коммутации выводов. Так как транзисторы в схеме дифференциального каскада не могут находиться в режиме насыщения, то обеспечивается возможность создания высокоскоростных аналоговых и цифровых схем.

На рис. 14 дан пример выполнения дифференциального каскада в микросхеме K228УВ2. Для упрощения цепей смещения в ней использованы два источника питания со средней точкой, подключенной к общему проводу.

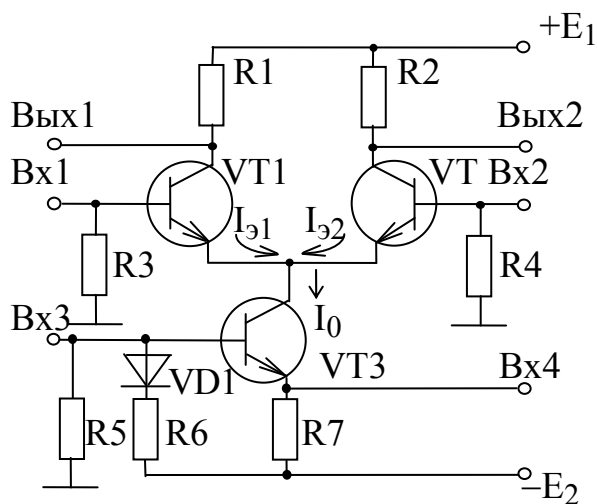


Рис. 14

Усилитель состоит из дифференциальной пары транзисторов VT1, VT2 с одинаковыми коллекторными сопротивлениями R1, R2 и токопитающего транзистора VT3, исполняющего роль генератора стабильного тока для VT1 и VT2. Сопротивления R3 = R4 создают напряжение смещения для верхних по схеме транзисторов, а сопротивления R5, R6 обеспечивают напряжение смещения для VT3, определяющее ток I_0 . Диод VD1 улучшает температурную стабильность работы транзистора VT3.

Входные сигналы могут подаваться как на дифференциальную пару транзисторов, так и на токопитающий транзистор. Выходное напряжение на нагрузку $R_{\text{н}}$ снимается с коллектора VT1 и (или) VT2.

Основные включения каскада:

По входу:

- Вх1, Вх2 - симметричное,
- Вх1, общий провод или Вх2, общий провод - несимметричное,
- Вх3, общий провод или Вх3, Вх4 - каскодное ОЭ-ОБ,
- Вх4, общий провод - каскодное ОБ-ОБ,

По выходу:

- Вых1, Вых2 - симметричное,
- Вых1, общий провод или Вых2, общий провод - несимметричное.

Как видно из схемы, сумма эмиттерных токов транзисторов VT1 и VT2 равна выходному току VT3.

$$I_{\text{э}1} + I_{\text{э}2} = I_0.$$

По формуле Эберса-Молла для активного режима можно написать

$$I_{\text{э}} = I_{\text{э}0} \cdot \exp(U_{\text{бэ}} / \varphi_T),$$

где: $I_{\text{э}0}$ - начальный эмиттерный ток транзистора при $U_{\text{бэ}} = 0$,

φ_T - температурный потенциал (при $t = 20^\circ\text{C}$ $\varphi_T = 25.3$ мВ). Как известно, температурный потенциал $\varphi_T = K \cdot T / q$,

где: K - постоянная Больцмана $K = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град,

T - абсолютная температура $T = 273 + t$ °C,

q - заряд электрона $q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл.

Будем считать параметры транзисторов VT1 и VT2 одинаковыми. Тогда

$$\begin{aligned} I_0 &= I_{\text{э}0} \cdot [\exp(U_{\text{бэ}1} / \varphi_T) + \exp(U_{\text{бэ}2} / \varphi_T)] = \\ &= I_{\text{э}0} \cdot \{1 + \exp[(U_{\text{бэ}2} - U_{\text{бэ}1}) / \varphi_T]\} \cdot \exp(U_{\text{бэ}1} / \varphi_T). \end{aligned}$$

Обозначим $U_{\text{диф}} = U_{\text{бэ}1} - U_{\text{бэ}2} = U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}$.

Найдем коллекторные токи VT1 и VT2 через эмиттерные с учетом формулы Эберса-Молла. Тогда

$$\begin{aligned} I_{\text{к}1} &= h_{21\text{б}} \cdot I_{\text{э}1} = h_{21\text{б}} \cdot I_{\text{э}0} \cdot \exp(U_{\text{бэ}1} / \varphi_T), \\ I_{\text{к}2} &= h_{21\text{б}} \cdot I_{\text{э}2} = h_{21\text{б}} \cdot I_{\text{э}0} \cdot \exp(U_{\text{бэ}2} / \varphi_T). \end{aligned}$$

Определим $I_{\text{э}0}$ из выражения для I_0 и подставим в формулы для $I_{\text{к}1}$ и $I_{\text{к}2}$

$$\begin{aligned} I_{\text{к}1} &= h_{21\text{б}} \cdot I_0 / [1 + \exp(-U_{\text{диф}} / \varphi_T)], \\ I_{\text{к}2} &= h_{21\text{б}} \cdot I_0 / [1 + \exp(U_{\text{диф}} / \varphi_T)]. \end{aligned}$$

Этими выражениями описываются передаточные характеристики дифференциального каскада.

Крутизна дифференциального каскада по двум выходам

$$S_1 = dI_{\text{к}1} / dU_{\text{диф}} = \frac{h_{21\text{б}} \cdot I_0 \cdot \exp(-U_{\text{диф}} / \varphi_T)}{\varphi_T \cdot [1 + \exp(-U_{\text{диф}} / \varphi_T)]^2}, \quad S_2 = dI_{\text{к}2} / dU_{\text{диф}} = -S_1.$$

При $U_{\text{диф}} = 0$ крутизна максимальна и определяется выражением:

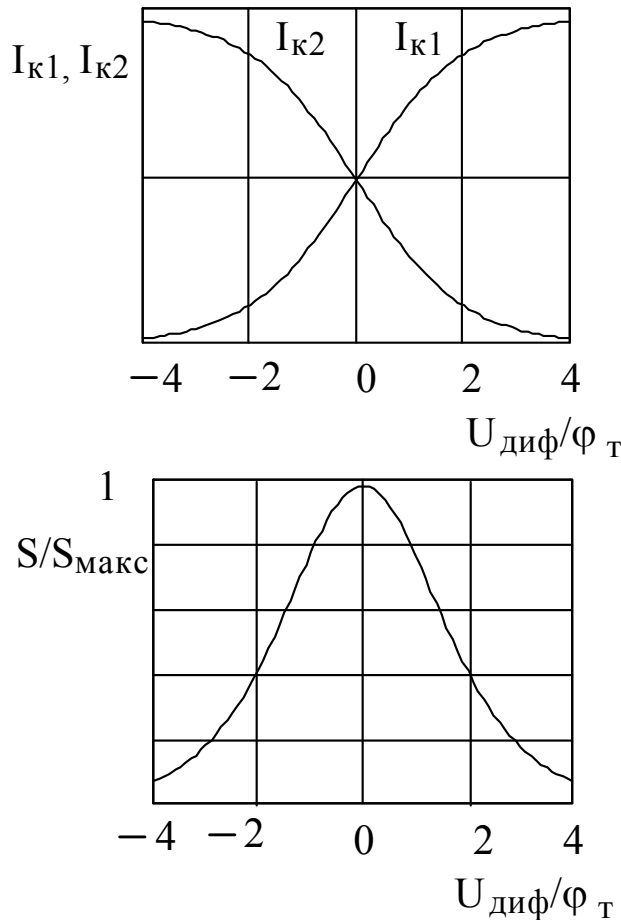


Рис. 15

Полезный сигнал мог попасть на входы транзисторов без существенного ослабления, R3 и R4 должны иметь достаточно большую величину, которая не сильно шунтирует эти входы. Но если на одном из входов не предполагается появление полезного сигнала, тогда его можно просто соединить с общим проводом.

Анализ полученных ранее выражений позволяет сделать основные выводы о свойствах дифференциального каскада.

1) При $U_{\text{диф}} = 0$ через каждый из транзисторов VT1 и VT2 протекает половина тока I_0 . Так как $R1 = R2$ потенциалы коллекторов равны, причем $U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} = 0$. Это условие обычно определяет начальную рабочую точку схемы в усилительном режиме. В этой точке передаточные характеристики практически линейны, а протяженность линейного участка не зависит от I_0 .

2) Крутизна передаточных характеристик, наоборот, зависит от I_0 и максимальна при $U_{\text{диф}} = 0$. Управляя током I_0 за счет $U_{\text{вх3}}$, можно изменять усиление каскада или перемножать сигналы.

3) Приращения одноименных токов VT1 и VT2 равны по величине и противоположны по знаку в любой точке передаточных характеристик. Напряжения на R1 и R2 противофазны. Крутизна при симметричном выходе в два раза больше, чем при несимметричном.

$$S_{1\text{м}} = \frac{h_{21\text{б}} \cdot I_0}{4 \cdot \varphi_T}$$

Графики передаточных характеристик и график изменения крутизны в зависимости от нормированного входного напряжения показаны на рис. 15.

Аналогично можно найти крутизну, например, для несимметричного по входу 1 включения при $U_{\text{диф}} = 0$:

$$S_{1\text{н}} = h_{21\text{б}} \cdot I_0 / [4 \cdot \varphi_T + I_0 \cdot (1 - h_{21\text{б}}) \cdot R4].$$

Отсюда видно, что крутизна в несимметричном включении меньше, чем в симметричном. Чтобы ее увеличить, достаточно шунтировать R4 внешней перемычкой, если на вход 2 не подаются другие сигналы.

Действительно, и R3 и R4 служат для подачи нулевого напряжения (т. е. половинного общего напряжения питания) на базы VT1 и VT2. Чтобы полезный сигнал мог попасть на входы транзисторов без существенного ослабления, R3 и R4 должны иметь достаточно большую величину, которая не сильно шунтирует эти входы. Но если на одном из входов не предполагается появление полезного сигнала, тогда его можно просто соединить с общим проводом.

4) Дифференциальный каскад ограничивает сигнал, когда $U_{\text{диф}}$ превышает по абсолютной величине примерно $4 \cdot \varphi_T$ (около 100 мВ).

5) Разностное выходное напряжение мало зависит от изменения напряжения источника питания $+E_1$.

Найдем расчетные соотношения для вычисления основных параметров дифференциального каскада. Как и для любого усилителя, коэффициент усиления по напряжению определяем как произведение крутизны S транзистора на общее сопротивление нагрузки R_0 (т. е. с учетом коллекторного сопротивления R_K). Тогда при симметричном и несимметричном входе и несимметричном выходе (первый подстрочный индекс указывает включение по входу, второй - по выходу) имеем:

$$K_{\text{сн1}} = U_{\text{вых1}} / (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) = -S_1 \cdot R_0;$$

$$K_{\text{сн2}} = U_{\text{вых2}} / (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) = -S_2 \cdot R_0;$$

$$K_{\text{н1н1}} = U_{\text{вых1}} / U_{\text{вх1}} = -S_{1\text{н}} \cdot R_0,$$

$$K_{\text{н2н1}} = U_{\text{вых1}} / U_{\text{вх2}} = -S_{2\text{н}} \cdot R_0,$$

$$K_{\text{н1н2}} = U_{\text{вых2}} / U_{\text{вх1}} = -S_{1\text{н}} \cdot R_0,$$

$$K_{\text{н2н2}} = U_{\text{вых2}} / U_{\text{вх2}} = -S_{2\text{н}} \cdot R_0,$$

где $R_0 = R_1 \cdot R_{\text{н}} / (R_1 + R_{\text{н}})$ или $R_0 = R_2 \cdot R_{\text{н}} / (R_2 + R_{\text{н}})$ в зависимости от того, с какого транзистора снимается выходной сигнал.

Аналогично при симметричном выходе

$$K_{\text{н1с}} = (U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}) / U_{\text{вх1}} = -2 \cdot S_{1\text{н}} \cdot R_0;$$

$$K_{\text{н2с}} = (U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}) / U_{\text{вх2}} = -2 \cdot S_{2\text{н}} \cdot R_0.$$

$$K_{\text{сс}} = (U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}) / (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) = -2 \cdot S_1 \cdot R_0;$$

Здесь уже $R_0 = (R_1 + R_2) \cdot R_{\text{н}} / (R_1 + R_2 + R_{\text{н}})$.

Если источник сигнала подключен симметрично, то входное сопротивление схемы равно сумме входных сопротивлений частей схемы, соединенных со входами 1 и 2.

Схема входной цепи представлена на рис. 16. Тогда при условии $R_3 = R_4$ получим

$$R_{\text{вх}} = 2 \cdot h_{11\text{э}} \cdot (R_3 + R_4) / (2 \cdot h_{11\text{э}} + R_3 + R_4) = 2 \cdot h_{11\text{э}} \cdot R_3 / (h_{11\text{э}} + R_3),$$

так как $R_3 = R_4$.

А теперь найдем входное сопротивление схемы при несимметричном включении источника сигнала, например, между базой VT1 и общим проводом.

В этом случае каскад на транзисторе VT1 можно рассматривать как схему с разделенной нагрузкой. Роль эмиттерной нагрузки выполняет входное сопротивление транзистора VT2, зашунтированное высоким выходным сопротивлением токопитающего транзистора VT3, которое можно не учитывать. Входное

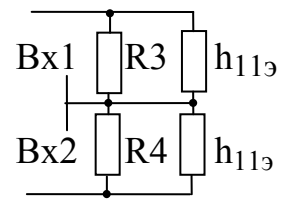


Рис. 16

сопротивление транзистора VT2 определяется известным соотношением для схемы с общей базой,

$$R_{\text{вх}2} = (h_{11э} + R4) / (1 + h_{21э}).$$

Пересчитаем это сопротивление на вход транзистора VT1, как в схеме с общим коллектором, и учтем внешнее сопротивление R3. Тогда, пользуясь предыдущим соотношением, получим

$$\begin{aligned} R_{\text{вх}1} &= R3 \cdot [h_{11э} + (h_{21э} + 1) \cdot R_{\text{вх}2}] / \{R3 + [h_{11э} + (h_{21э} + 1) \cdot R_{\text{вх}2}]\} = \\ &= R3 \cdot (2 \cdot h_{11э} + R4) / (2 \cdot h_{11э} + R3 + R4). \end{aligned}$$

Выходное сопротивление определяется способом включения транзистора. Так как в любых случаях VT1 и VT2 могут быть включены либо по схеме с общим эмиттером, либо по схеме с общей базой, то на не очень высоких частотах можно пренебречь высоким собственным сопротивлением транзисторов и считать, что выходное сопротивление определяется только коллекторной нагрузкой. Тогда при несимметричном выходе

$$R_{\text{вых}1} = R1 \text{ или } R_{\text{вых}2} = R2.$$

При симметричном выходе

$$R_{\text{выхс}} = R_{\text{вых}1} + R_{\text{вых}2} = R1 + R2.$$

Рассмотрим особенности работы токопитающего транзистора VT3. Так как ток, протекающий через делитель напряжения R5, R6, VD1 в несколько раз больше входного тока транзистора, то в базовой цепи VT3 действует постоянное напряжение. Оно, за вычетом небольшого падения на базо-эмиттерном переходе, передается в эмиттерную цепь и поэтому будет также практически постоянно. Но если на постоянном сопротивлении R7 обеспечивается постоянное напряжение, то постоянен и ток, протекающий через это сопротивление. Следовательно, VT3 является генератором тока, величину которого можно рассчитать.

Пренебрегая малым сопротивлением открытого диода VD1, решая уравнение Кирхгофа для базо-эмиттерного перехода и переходя от эмиттерного тока к коллекторному, будем иметь

$$I_0 = -h_{21б} \cdot [E2 \cdot R6 / (R5 + R6) - U_{бэ3}] / R7.$$

Диод VD1 служит для повышения температурной стабильности рабочей точки генератора тока. При изменении температуры окружающей среды, например, повышении, сопротивление транзистора VT3 уменьшается, что повлекло бы за собой увеличение тока через него. Однако сопротивление VD1 также уменьшается, уменьшая напряжение смещения VT3. В результате ток, протекающий через транзистор, остается постоянным.

При подаче усиливаемого сигнала на вход токопитающего транзистора VT3 схема дифференциального каскада работает как каскодный усилитель типа общий эмиттер - общая база. Коллекторный ток I_0 транзистора VT3 изменяется в соответствии с изменением входного сигнала и распределяется между VT1 и VT2 в зависимости от напряжения $U_{\text{диф}}$ на базах этих транзисторов. Так как то-

ки VT1 и VT2 синфазны, зависят от I_0 , то выходное напряжение может снижаться только несимметрично, т.е. либо с коллектора VT1, либо VT2.

Коэффициенты усиления каскада по напряжению соответственно равны

$$K1 = U_{\text{ВЫХ1}} / U_{\text{ВХ3}} = -S_{13} \cdot R_0 \quad \text{или} \quad K2 = U_{\text{ВЫХ2}} / U_{\text{ВХ3}} = -S_{23} \cdot R_0,$$

Здесь S_{13} и S_{23} - крутизны передаточных характеристик по соответствующим выходам, определяемые выражениями:

$$S_{13} = dI_{K1} / dU_{\text{ВХ3}}, \quad S_{23} = dI_{K2} / dU_{\text{ВХ3}}.$$

Умножим и разделим числители и знаменатели этих выражений на dI_0 . Тогда после дифференцирования соответствующих коллекторных токов получим

$$S_{13} = h_{216} \cdot S_3 / [1 + \exp(-U_{\text{диф}} / \varphi_T)]; \quad S_{23} = h_{216} \cdot S_3 / [1 + \exp(U_{\text{диф}} / \varphi_T)],$$

где S_3 - крутизна передаточной характеристики транзистора VT3. Учитывая наличие последовательной отрицательной обратной связи за счет нешунтированного емкостью сопротивления R_7 , с использованием формул пересчета сопротивлений из эмиттерной цепи в базовую, найдем входное сопротивление транзистора VT3

$$h_{119 \text{ ос}} = h_{119} + R_7 \cdot (1 + h_{219}).$$

Тогда $S_3 = h_{219} / h_{119 \text{ ос}} = h_{219} / [h_{119} + R_7 \cdot (1 + h_{219})]$.

Обычно $R_7 \cdot (1 + h_{219}) \gg h_{119}$. Поэтому, пренебрегая единицей в знаменателе, можно записать приближенное выражение для нахождения S_3

$$S_3 \approx 1 / R_7.$$

Если $U_{\text{диф}} = 0$, то $K1 = K2 = -h_{216} \cdot S_3 \cdot R_0 / 2$.

Наибольшего значения коэффициент усиления $K1$ достигает при $U_{\text{диф}} \geq 4 \cdot \varphi_T$ (при этом VT2 закрыт). Тогда

$$K1_{\text{ макс}} = -h_{216} \cdot S_3 \cdot R_0 \approx -R_0 / R_7.$$

Наибольшее усиление $K2$ обеспечивается при $U_{\text{диф}} \leq -4 \cdot \varphi_T$ (при этом VT1 закрыт).

Входное сопротивление каскодного усилителя

$$R_{\text{ВХ3}} = R_{\text{дел}} \cdot h_{119 \text{ ос}} / (R_{\text{дел}} + h_{119 \text{ ос}}),$$

где $R_{\text{дел}} \approx R_5 \cdot R_6 / (R_5 + R_6)$.

Обычно выполняется условие $h_{119 \text{ ос}} \gg R_{\text{дел}}$, тогда $R_{\text{ВХ3}} \approx R_{\text{дел}}$.

Для выходного сопротивления схемы справедливо то же выражение, что и для усилителя с несимметричным выходом, т.е.

$$R_{\text{ВЫХ1}} = R1 \quad \text{или} \quad R_{\text{ВЫХ2}} = R2.$$

Каскодное включение по сравнению с дифференциальным характеризуется лучшей развязкой входных и выходных цепей и более широким динамическим диапазоном входного сигнала, что достигается ценой уменьшения коэффициента усиления.

2.3. Операционные усилители

Помимо многочисленных самостоятельных приложений дифференциальный каскад является основой современных УПТ и ОУ. Благодаря применению в нем полевых или биполярных транзисторов, работающих в режиме микротоков, удается обеспечить очень высокие входные сопротивления. Отсутствие обратной связи по противофазному полезному сигналу позволяет получать очень высокое усиление на каскад, малый дрейф нуля и дает возможность подключать сигналы с инверсией и без нее. В силу этих свойств дифференциальный каскад незаменим в схемотехнике ОУ.

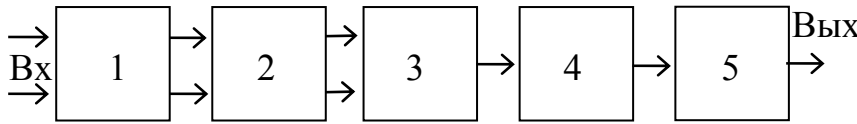


Рис. 17

Обобщенная структурная схема ОУ показана на рис. 17. Здесь:

- 1 и 2 - дифференциальные каскады в микротоковом и стандартном режиме,
- 3 - схема суммирования противофазных напряжений,
- 4 - схема сдвига уровня,
- 5 - выходной каскад.

Разумеется, в зависимости от схемы конкретного ОУ, некоторые каскады могут отсутствовать или объединяться по функциям.

Один из возможных вариантов схемы суммирования противофазных напряжений в упрощенном виде показан на рис. 18.

Схема практически одинаково нагружает выходные транзисторы предыдущего каскада и дает возможность перейти от двухпроводной схемы передачи сигналов к однопроводной (относительно общего провода).

Особенностью работы транзистора VT1 совместно с резисторами R1 и R2 является то, что он служит только для инвертирования сигнала и имеет единичное усиление. В результате оба сигнала на выходе VT1 оказываются в фазе и складываются.

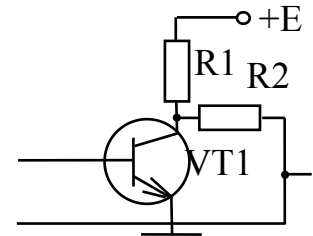


Рис. 18

На выходе схемы суммирования даже в отсутствие сигналов обычно имеется постоянный (+1.5 В...+2.5 В) потенциал, не дающий возможность получить нулевое напряжение на выходе ОУ. Для устранения этого недостатка в схему приходится включать схему сдвига уровня (рис. 19). В этой схеме за счет действия генератора тока I_0 на резисторе R получают требуемое падение напряжения.

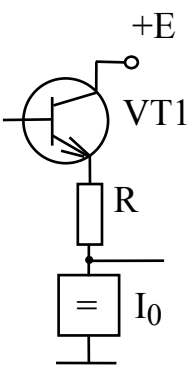


Рис. 19

В качестве окончательных каскадов ОУ целесообразно использовать схемы, обладающие низким выходным сопротивлением, например, эмиттерный повторитель или двухтактный эмиттерный повторитель на комплементарных транзисторах.

Операционный усилитель является универсальным средст-

вом схемотехники, с помощью которого и при наличии соответствующих внешних элементов достигается разнообразие вариантов использования. Все многообразие схемных решений на основе ОУ базируется на двух типах включения: инвертирующем и неинвертирующем.

Анализ схем с операционными усилителями принято проводить, пользуясь следующими допущениями:

- так как входное сопротивление ОУ очень велико, то можно пренебречь током, протекающим в его входной цепи;
- из-за очень большого коэффициента усиления напряжение между инвертирующим и неинвертирующим входами настолько мало, что им можно пренебречь.

Пользуясь этими допущениями, проанализируем параметры базовых схем.

При неинвертирующем включении ОУ (рис. 20) входной сигнал усиливается без изменения фазы. Сопротивления $Z1$ и $Z2$ передают часть выходного напряжения во входную цепь в виде сигнала отрицательной обратной связи.

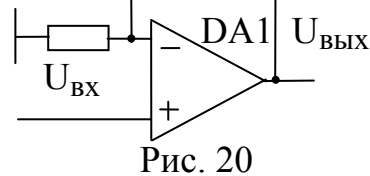


Рис. 20

При этом, так как напряжение между входами ОУ близко к нулю, можно считать, что к $Z1$ приложено напряжение, равное $U_{ВХ}$, а к сумме сопротивлений $Z1 +$

$Z2$ – напряжение $U_{ВЫХ}$.

$$\text{Тогда } U_{ВХ} = U_{ВЫХ} \cdot Z1 / (Z1 + Z2).$$

$$\text{Отсюда } K = U_{ВЫХ} / U_{ВХ} = 1 + Z2 / Z1.$$

Входное и выходное сопротивления схемы определяются свойствами самого ОУ.

Инвертирующий усилитель (рис. 21) изменяет фазу входного сигнала на противоположную. Так как неинвертирующий вход соединен с общим проводом и напряжение между входами очень мало, то можно считать, что все входное напряжение падает на сопротивлении $Z1$, а все выходное напряжение приложено к $Z2$.

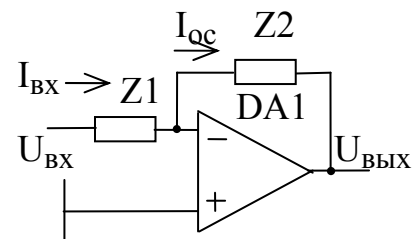


Рис. 21

Из-за высокого входного сопротивления ОУ на его вход практически не будет ответвляться часть тока $I_{ВХ}$. Поэтому можно считать, что

$$I_{ВХ} = I_{ОС} = U_{ВХ} / Z1 = - U_{ВЫХ} / Z2.$$

Тогда

$$K = U_{ВЫХ} / U_{ВХ} = -Z2 / Z1 \quad \text{и} \quad R_{ВХ} = U_{ВХ} / I_{ВХ} = Z1.$$

Выходное сопротивление схемы мало и определяется параметрами самого ОУ.

На основе базовых схем могут быть построены различные по назначению устройства, например, инвертирующий сумматор (рис. 22). Для него, учитывая принятые допущения, можно записать

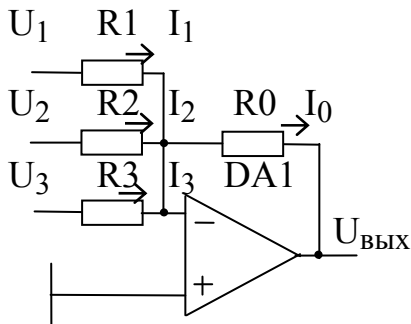


Рис. 22

$I_1 + I_2 + I_3 = I_0$.
Но $I_1 = U_1 / R_1$, $I_2 = U_2 / R_2$, $I_3 = U_3 / R_3$, $I_0 = U_{\text{ВЫХ}} / R_0$.

Отсюда

$$U_{\text{ВЫХ}} = -(U_1 \cdot R_0 / R_1 + U_2 \cdot R_0 / R_2 + U_3 \cdot R_0 / R_3).$$

Пусть $R_0 = R_1 = R_2 = R_3$, тогда

$$U_{\text{ВЫХ}} = -(U_1 + U_2 + U_3).$$

Таким образом, выходное напряжение равно сумме входных напряжений.

Если в схеме инвертирующего усилителя элементом обратной связи служит конденсатор C (рис. 23), то можно записать

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\text{ОС}} = U_{\text{ВХ}} / R = -U_{\text{ВЫХ}} \cdot j \cdot \omega \cdot C.$$

Коэффициент передачи устройства в операторной форме

$$K(p) = -1 / (p \cdot R \cdot C) = -1 / (p \cdot \tau).$$

Тогда $U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВХ}}(p) / (p \cdot \tau)$. Делению изображения на оператор p во временной области соответствует интегрирование оригинала. Переходя от изображения к оригиналам, получаем

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \int U_{\text{ВХ}}(t) dt.$$

Значит, рассмотренная схема может служить интегратором.

Поменяем местами в предыдущей схеме резистор и конденсатор (рис. 24).

Тогда аналогично будем иметь

$$U_{\text{ВХ}} \cdot j \cdot \omega \cdot C = -U_{\text{ВЫХ}} / R.$$

$$K(p) = -p \cdot R \cdot C = -p \cdot \tau.$$

$$U_{\text{ВЫХ}}(p) = -p \cdot \tau \cdot U_{\text{ВХ}}(p).$$

Перейдем к временной записи

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = -dU_{\text{ВХ}}(t)/dt.$$

Значит, исследуемое устройство дифференцирует входной сигнал.

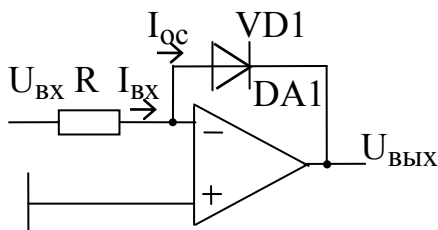


Рис. 25

Рассмотрим работу ОУ, охваченного нелинейной обратной связью, где в качестве нелинейного элемента используется р-п переход (рис. 25). Его вольтамперная характеристика описывается выражением

$$i = I \cdot [e^{U/(m \cdot \varphi_T)} - 1],$$

где φ_T - температурный потенциал,

m - коэффициент, связанный с поверхностной

рекомбинацией (для кремниевого диода $m = 1 \dots 1.3$),

I - начальный ток диода.

Рассуждая аналогично вышесказанному, получим

$$U_{ВХ} / R = I \cdot \{ \exp[-U_{ВЫХ} / (m \cdot \varphi_T)] - 1 \}.$$

При больших отрицательных амплитудах выходных сигналов

$$\exp[-U_{ВЫХ} / (m \cdot \varphi_T)] \gg 1 .$$

Тогда

$$- U_{ВЫХ} / (m \cdot \varphi_T) \approx \ln[U_{ВХ} / (I \cdot R)] \quad \text{и}$$

$$U_{ВЫХ} = - 2,3 \cdot m \cdot \varphi_T \cdot \lg[U_{ВХ} / (I \cdot R)] .$$

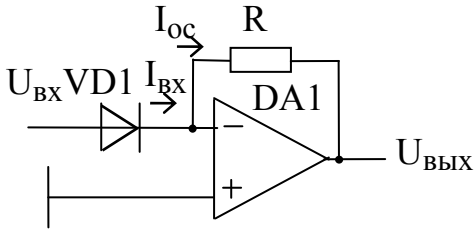


Рис. 26

Следовательно, устройство логарифмирует входной положительный сигнал. Аналогично, путем изменения подключения диода и резистора в схеме, имеем антилогарифмирующий усилитель (рис. 26):

$$\lg U_{ВЫХ} = U_{ВХ} / (2.3 \cdot m \cdot \varphi_T) + \lg(I \cdot R).$$

Используя логарифмирующий и антилогарифмирующий усилители, можно осуществить, например, операцию перемножения двух положительных сигналов (рис. 27).

Рассмотренными выше устройствами далеко не исчерпываются возможные применения операционных усилителей. На базе ОУ строятся другие арифметические устройства, фазовращатели, активные RC-фильтры, компараторы, генераторы, некоторые разновидности импульсных схем.

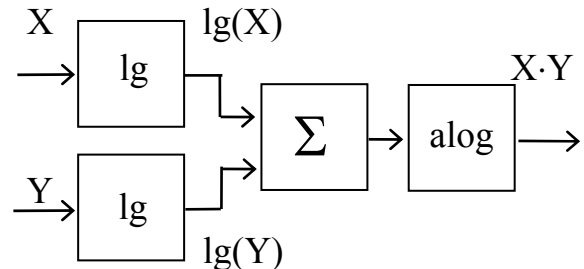


Рис. 27

Дальнейшей модификацией дифференциального каскада и операционного усилителя является аналоговый перемножитель сигналов.

2.4. Аналоговые перемножители сигналов

Ранее говорилось, что операцию перемножения сигналов может производить дифференциальный каскад. Немного модифицируем его схему (рис. 28) и

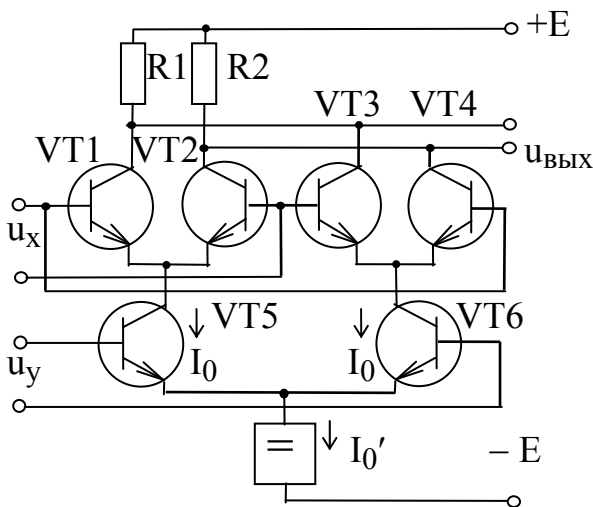


Рис. 28

изобразим ее без элементов смещения. Пусть будет установлен начальный режим, когда токи транзисторов VT1, VT2 и VT3, VT4 сбалансированы. На выходе каскада действует напряжение

$$U_{ВЫХ} = S \cdot R_0 \cdot u_x ,$$

где $S = h_{216} \cdot I_0 / (4 \cdot \varphi_T)$.

Но $I_0 = h_{216} \cdot I_0' \cdot u_y / (4 \cdot \varphi_T)$. Тогда

$$U_{ВЫХ} = u_x \cdot u_y \cdot I_0' \cdot [h_{216} / (4 \cdot \varphi_T)]^2 .$$

Следовательно

$$U_{ВЫХ} = K \cdot u_x \cdot u_y ,$$

где K - коэффициент передачи устройства.

Конечно, рассмотренная схема не будет идеальным перемножителем, так как в наших рассуждениях не учитывалась нелинейность характеристик транзистора.

В реальных схемах перемножителей за счет использования обратных связей и цепей, компенсирующих нелинейность передаточных характеристик дифференциального каскада, удастся получить малую ошибку преобразования сигналов (обычно менее 1%) при широком диапазоне изменения выходных сигналов (до 10 В).

В настоящее время промышленностью выпускается достаточно много микросхем аналоговых перемножителей, входящих, например, в 140, 174, 435, 525, 526 серии микросхем.

На базе аналоговых перемножителей легко реализуется ряд необходимых в радиотехнике функциональных преобразователей.

Предположим, что на входах аналогового перемножителя (рис. 29) действуют периодические колебания

$$u_x(t) = U_x \cdot \cos(\omega_x \cdot t), \quad u_y(t) = U_y \cdot \cos(\omega_y \cdot t).$$

Сигнал на его выходе будет иметь вид балансно-модулированного колебания (рис. 30):

$$u_z(t) = K \cdot u_x(t) \cdot u_y(t) = K \cdot U_x \cdot U_y \cdot \{\cos[(\omega_x + \omega_y) \cdot t] + \cos[(\omega_x - \omega_y) \cdot t]\} / 2.$$

Данному выражению соответствует распределение частот в спектре выходного сигнала, показанное на рис 31.

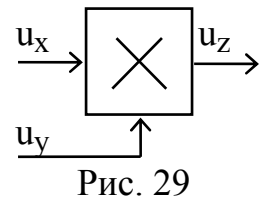


Рис. 29

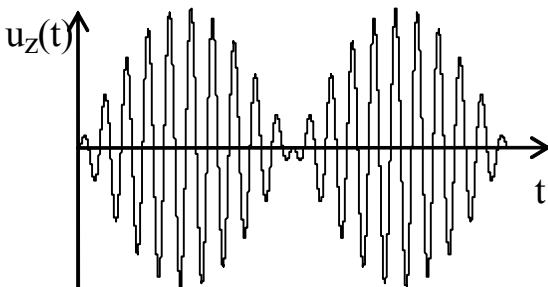


Рис. 30

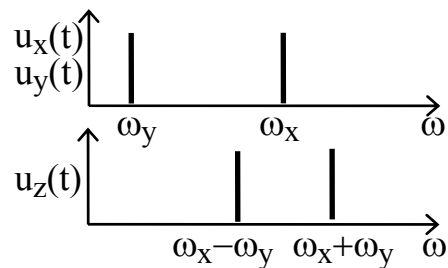


Рис. 31

Из формулы и рисунка видно, что исходные составляющие в спектре выходного сигнала отсутствуют. Это и является особенностью балансного модулятора.

Если же к аналоговому перемножителю (рис. 29) будут подведены сигналы вида

$$u_x(t) = U_x \cdot \cos(\omega_x \cdot t) \quad \text{и}$$

$$u_y(t) = U_y \cdot [1 + m \cdot \cos(\omega_y \cdot t)]; \quad 0 < m < 1,$$

то получим амплитудный модулятор.

Действительно, выходной сигнал (рис. 32)

$$u_z(t) = K \cdot U_x \cdot U_y \cdot \cos(\omega_x \cdot t) + K \cdot U_x \cdot U_y \cdot m \cdot \{\cos[(\omega_x + \omega_y) \cdot t] + \cos[(\omega_x - \omega_y) \cdot t]\} / 2$$

соответствует спектру (рис. 33) с несущей частотой ω_x и двумя боковыми частотами $(\omega_x + \omega_y)$ и $(\omega_x - \omega_y)$.

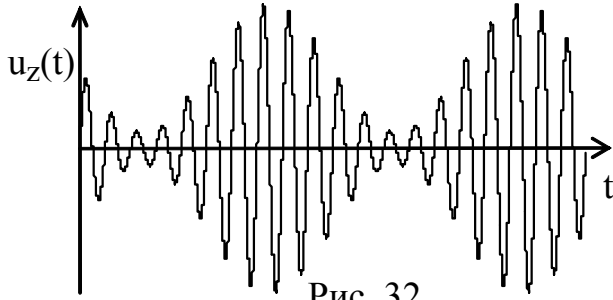


Рис. 32

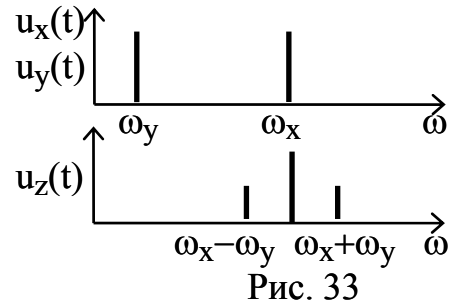


Рис. 33

Схема, показанная на рис. 34, позволяет использовать возможности перемножителей с целью подавления не только несущей, но и одной из боковых частот (однополосный модулятор).

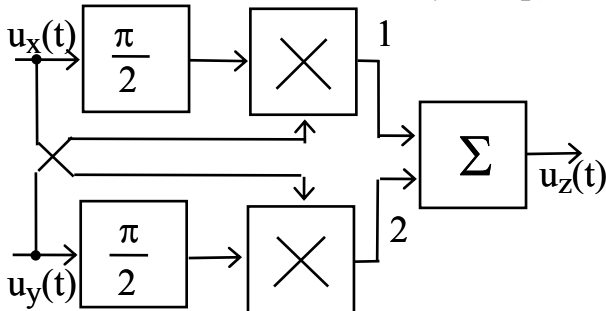


Рис. 34

Пусть исходные сигналы описываются выражениями:

$$u_x(t) = U_x \cdot \cos(\omega_x \cdot t);$$

$$u_y(t) = U_y \cdot \cos(\omega_y \cdot t).$$

Напряжения в точках 1 и 2:

$$U1 = -K \cdot U_x \cdot U_y \cdot \sin(\omega_x \cdot t) \cdot \cos(\omega_y \cdot t);$$

$$U2 = -K \cdot U_x \cdot U_y \cdot \cos(\omega_x \cdot t) \cdot \sin(\omega_y \cdot t).$$

Тогда сигнал на выходе сумматора

с коэффициентом передачи $K_c = 1$ будет гармоническим

$$u_z(t) = K \cdot U_x \cdot U_y \cdot \sin[(\omega_x + \omega_y) \cdot t],$$

а его спектральная составляющая (рис. 35) сдвинется по частоте на ω_y относительно ω_x .

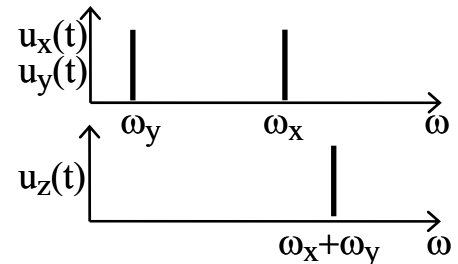


Рис. 35

Показанное на рис. 36 устройство, дает возможность получить широкополосный удвоитель частоты. Входной сигнал

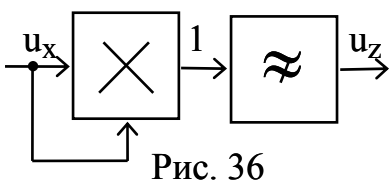


Рис. 36

$$u_x(t) = U_x \cdot \cos(\omega_x \cdot t).$$

Напряжение на выходе перемножителя:

$$U1(t) = K \cdot U_x^2 \cdot \cos^2(\omega_x \cdot t) = K \cdot U_x^2 \cdot [1 + \cos(2 \cdot \omega_x \cdot t)] / 2.$$

Фильтр верхних частот с коэффициентом передачи K_ϕ позволяет избавиться от постоянной составляющей. В результате имеем:

$$u_z(t) = K \cdot K_\phi \cdot U_x^2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_x \cdot t) / 2.$$

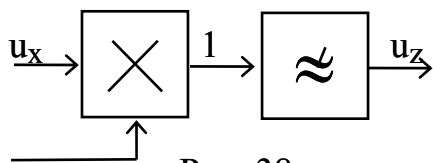


Рис. 38

ВЫХОДНЫМ СИГНАЛОМ

Замена фильтра верхних частот на фильтр нижних частот в предыдущей схеме (рис. 37) дает возможность осуществить квадратичный детектор с вы-

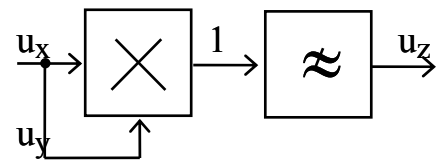


Рис. 37

$$u_z(t) = K \cdot K_{\phi} \cdot U_x^2 / 2 ,$$

пропорциональным квадрату огибающей U_x^2 .

Для получения фазового детектора используется схема, показанная на рис.

38. Ко входам детектора подведено напряжение $u_x(t)$, подлежащее детектированию

$$u_x(t) = U_x \cdot \cos(\omega_x \cdot t + \varphi)$$

и опорный сигнал $u_y(t)$ с фиксированной фазой

$$u_y(t) = U_y \cdot \cos(\omega_x \cdot t) .$$

Сигнал на выходе перемножителя

$$U1(t) = K \cdot U_x \cdot U_y \cdot [\cos(2\omega_x \cdot t + \varphi) + \cos \varphi] / 2 .$$

Через фильтр нижних частот напряжение, описываемое первым слагаемым, не пройдет. Тогда

$$u_z(t) = K \cdot K_{\phi} \cdot U_x \cdot U_y \cdot \cos(\varphi) / 2 .$$

Схемотехника УПТ постоянно совершенствуется по пути улучшения параметров, расширения диапазона усиливаемых частот, допустимой мощности, повышения технологичности изготовления, снижения себестоимости и т. п. Как результат, роль и значение современных УПТ в радиоэлектронной аппаратуре растет, что делает их универсальным средством построения аппаратуры.

Вопросы

- 1) Опишите отличительные особенности усилителей постоянного тока.
- 2) В чем заключаются трудности проектирования усилителей постоянного тока?
- 3) Почему дифференциальный каскад обеспечивает максимальное усиление полезного сигнала и практически не реагирует на синфазные изменения?
- 4) Каковы передаточные характеристики дифференциального каскада?
- 5) От чего зависит крутизна передаточных характеристик дифференциального каскада?
- 6) Каковы свойства дифференциального каскада?
- 7) Опишите способы включения дифференциального каскада и их особенности.
- 8) Как вычисляются основные параметры дифференциального каскада?
- 9) Особенности схемотехники операционных усилителей (ОУ).
- 10) Каковы преимущества и недостатки операционных усилителей?
- 11) Какими допущениями пользуются при расчете схем с ОУ?
- 12) В чем отличие инвертирующего и неинвертирующего включения ОУ?
- 13) Опишите основные линейные включения ОУ.
- 14) Опишите основные нелинейные включения ОУ.
- 15) Каковы принципы построения аналоговых перемножителей сигналов?
- 16) Опишите функциональные преобразователи на базе перемножителей.

3. ШУМЫ И ПОМЕХИ, РЕГУЛИРОВКИ В УСИЛИТЕЛЯХ

3.1. Шумы в элементах усилительных устройств

Наряду с полезным сигналом в усилителях имеют место фон, наводки, тепловые шумы и шумы усилительных элементов. Первые два вида помех могут быть снижены до приемлемой величины рациональным конструированием устройства. Однако для тепловых шумов и шумов усилительных элементов необходим комплекс мер по их уменьшению.

Рассмотрим причины, вызывающие шумы, и способы уменьшения шумов.

Известно, что основными источниками шумов являются сопротивления и усилительные элементы. Тепловые шумы создаются всеми цепями усилителя, однако, наибольший вклад в общий шум дают элементы на входе устройства, так как их шум усиливается всеми каскадами.

Действующее (среднеквадратичное) напряжение тепловых шумов любой цепи, имеющей сопротивление r_f в полосе частот от f_1 до f_2

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{4 \cdot K \cdot T \cdot \int_{f_1}^{f_2} r_f \cdot df},$$

где $K = 1.374 \cdot 10^{-23}$ Дж / град - постоянная Больцмана,

T - абсолютная температура цепи в нормальных условиях,

r_f - активная составляющая сопротивления цепи на частоте f .

При активном характере r_f в полосе частот от f_1 до f_2 (обозначим его R) и комнатной температуре 20°C (293°K) получим

$$U_{\text{ш[мкВ]}} = 0.13 \cdot \sqrt{R_{\text{кОм}} \cdot (f_2 - f_1)_{\text{кГц}}}.$$

Кроме шумов активного сопротивления, характеризующегося равномерным распределением шума в полосе частот от 0 до ∞ , в усилителе действует энергия шумов самих усилительных элементов.

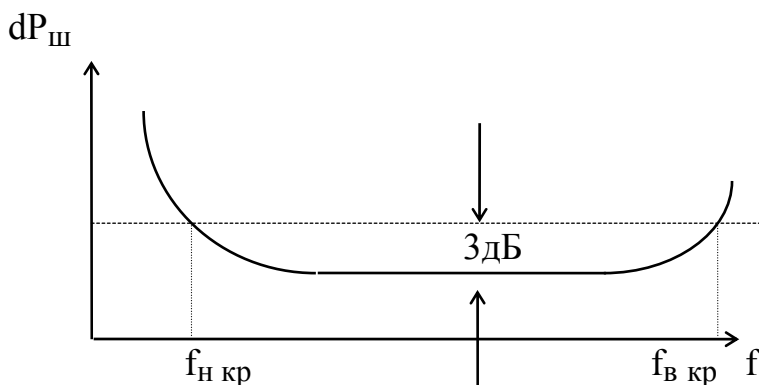


Рис. 39

Спектральная плотность шума, вносимого усилительными элементами (мощность шума на единицу частоты), изменяется с частотой (рис. 39). При этом нижняя критическая частота, при которой шумы возрастают на 3 дБ, находится примерно в районе 1

кГц, а верхняя критическая частота определяется выражением

$$f_{\text{в кр}} = f_{\text{T}} / \sqrt{h_{21Э}}.$$

Следует иметь в виду, что коэффициент шума транзистора N зависит от степени его согласования с источником сигналов. График зависимости N от со-

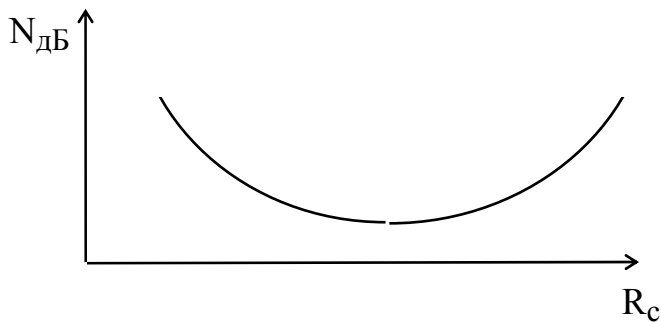


Рис. 40

противления источника сигналов R_c показан на рис. 40. Минимум шума приходится на R_c порядка 1 кОм для биполярных и 1МОм для полевых транзисторов.

Уровень шумов биполярных транзисторов зависит также от их режима по постоянному току. Минимум N наблюдается в так называемом малошумящем режиме (рис. 41). Он соответствует току коллектора $I_k = (0.2 \dots 0.5)$ мА при напряжении коллектор-эмиттер $U_{кэ} = (1.5 \dots 3)$ В. Коэффициент шума полевых транзисторов также зависит от режима работы. С увеличением напряжения смещения на затворе он увеличивается вследствие уменьшения крутизны.

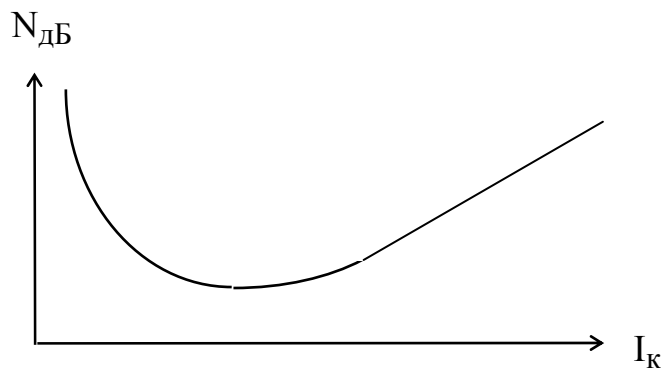


Рис. 41

например, для усилителей телевизионных, радиолокационных, импульсных сигналов.

Проблема ослабления шумов в усилителях особенно важна при широкой полосе полезных сигналов. Ведь чем шире полоса пропускания усилителя, тем больше мощность действующих в ней шумов. Данная ситуация характерна,

например, для усилителей телевизионных, радиолокационных, импульсных сигналов. С целью уменьшения шумов в них при высоком внутреннем сопротивлении источника сигналов может быть использована так называемая противозумовая коррекция. Она основана на том, что, как мы видели ранее, шумы входной цепи пропорциональны корню квадратному из входного сопротивления каскада, а уровень сигнала на входе усилителя в силу закона Ома определяется просто его входным сопротивлением. Значит, отношение сигнал / шум будет пропорционально корню квадратному из входного сопротивления каскада. Отсюда следует, что с целью уменьшения шумов на выходе усилителя нужно повышать его входное сопротивление. Однако при этом увеличивается постоянная времени входной цепи. А это вызывает увеличение частотных искажений, приводящих к сужению полосы пропускания устройства. Для компенсации этих искажений усилитель делают с частотной характеристикой, обратной характеристике входной цепи.

3.2. Регулировки в усилителях

Для создания на выходе усилителя сигнала с определенной амплитудой и изменения его частотных характеристик используют регулировки. В первом случае говорят о регулировках усиления, а во втором – о регулировках тембра.

Регулировки в усилителях могут осуществляться как механическим воздействием на регулирующий элемент (ручные регулировки) так и изменением управляющего напряжения (автоматические регулировки).

Рассмотрим их.

3.2.1. Регулировки усиления

Регулировка усиления может быть использована для:

- изменения уровня выходного сигнала при постоянном входном сигнале или, наоборот, для поддержания неизменным уровня выходного сигнала при изменяющемся входном сигнале;
- поддержания усиления устройства неизменным при старении элементов, их замене или изменении внешних условий;
- снижения нелинейных искажений при чрезмерно большом уровне входного сигнала.

Усиление можно регулировать плавно (плавная регулировка) или ступенчато (ступенчатая регулировка). Наибольшее распространение получила плавная регулировка, осуществляемая обычно с помощью непроволочных резисторов с переменным сопротивлением. Этого достигают за счет движения контактного ползунка по поверхности сопротивления. Чаще всего такое сопротивление наносится на подковообразную основу, что позволяет выполнить регулятор с круговым вращением. Ступенчатая регулировка сложнее плавной, однако, при ней проще выполнить более жесткие требования к качеству регулирования (точности, полосе пропускания, шумам и т. д.).

Важным показателем, задающим пределы изменения сигнала в крайних положениях регулятора, является глубина регулировки (или изменение усиления устройства), определяемая как отношение максимального $K_{\text{макс}}$ и минимального $K_{\text{мин}}$ усиления устройства

$$\Delta K = K_{\text{макс}} / K_{\text{мин}}$$

Часто эту величину оценивают в децибелах

$$\Delta K_{\text{дБ}} = 20 \cdot \lg(\Delta K).$$

Чтобы исключить перегрузку усилительных элементов при увеличении амплитуды входного сигнала регулятор усиления вводят либо во входную цепь, либо в первые каскады усилителя.

Наибольшее распространение получили три способа регулировки усиления: потенциометрический, изменением режима (режимная регулировка) и изменением глубины обратной связи.

Потенциометрическая регулировка усиления осуществляется введением во входную или межкаскадную цепь потенциометра (переменного сопротивления), который изменяет коэффициент деления сигнала. Потенциометрический регулятор может включаться в

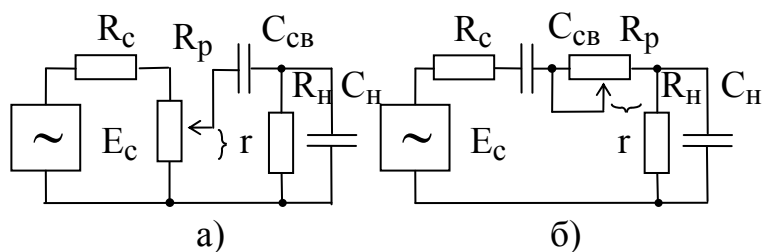


Рис. 42

цепь прохождения сигнала параллельно (рис. 42а) и последовательно (рис. 42б).

Достоинством потенциометрической регулировки усиления является ее плавность, возможность получения

большой глубины регулировки, простота реализации.

Недостатком такого способа регулировки усиления является изменение постоянных времени цепи межкаскадной связи, как на низких, так и на высоких частотах. Это приводит к изменению частотной, фазовой и переходной характеристики регулятора в разных положениях. Кроме того, при вращении регулятора появляются шумы вследствие непостоянства контактного сопротивления ползунка, скользящего по поверхности сопротивления.

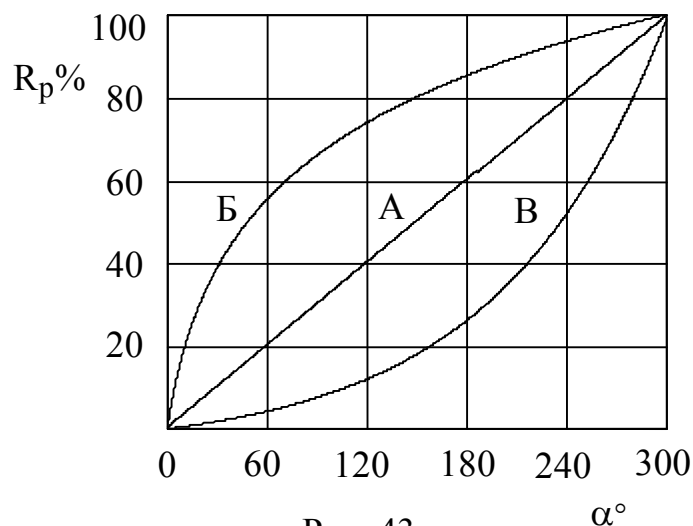


Рис. 43

татора появляются шумы вследствие непостоянства контактного сопротивления ползунка, скользящего по поверхности сопротивления.

Законы изменения сопротивления R_p от угла поворота ползунка α могут быть различными (рис. 43).

При регулировках, связанных с поддержанием неизменного коэффициента усиления вследствие старения или замены элементов, глубина регулировки может быть небольшой. Она, как правило, не

превышает (10 ... 20) дБ. В таких случаях применяют переменные резисторы с линейным законом изменения сопротивления от угла поворота регулятора (зависимость А на рис. 43).

При регулировках громкости, из-за логарифмической зависимости органа слуха человека, изменение усиления $\Delta K_{дБ}$ в децибелах должно с коэффициентом пропорциональности А соответствовать углу поворота рукоятки α .

Для схемы параллельного регулятора (рис. 42а)

$$\Delta K_{дБ} = A \cdot \alpha^\circ = 20 \cdot \lg \Delta K = 20 \cdot \lg(R_p / r).$$

Отсюда

$$r = R_p \cdot 10^{(-A \cdot \alpha^\circ / 20)} = R_p \cdot 10^{(-\Delta K_{дБ} / 20)},$$

где R_p и r - полное и введенное в цепь сопротивления регулирующего резистора соответственно.

Из формулы видно, что изменение γ для исследуемой схемы должно подчиняться показательному закону (кривая В на рис. 43).

Для последовательного регулятора (рис. 42б), который целесообразно использовать в цепях с невысокими сопротивлениями, линейное изменение громкости можно получить с использованием переменного резистора, имеющего логарифмический закон изменения сопротивления (кривая Б на рис. 43). При заданной глубине регулировки ΔK необходимое сопротивление резистора R_p можно определить следующим образом:

$$R_p = (R_c + R_H) \cdot \Delta K.$$

Для устранения зависимости постоянных времени на низких и высоких частотах от положения движка регулятора, а также для задания строго фиксированных значений коэффициента усиления, требуемых, например, в измерительной аппаратуре, в стерео- и многоканальных усилителях, применяют ступенчатую регулировку. Простое разбиение сопротивления на отдельные участки (рис. 44) не может полностью решить данную проблему, так как коэффициент деления сигнала будет зависеть от всех входящих в схему сопротивлений, что существенно усложняет подбор элементов. Кроме того, не будет устранена частотная зависимость схемы.

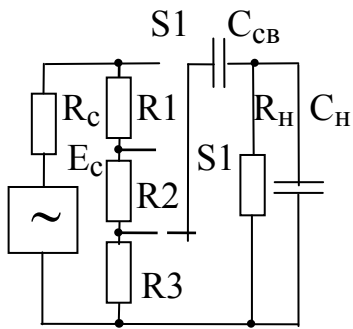


Рис. 44

Решением проблемы является использование для каждой ступени отдельного частотно-независимого делителя напряжения, в котором обеспечивается одинаковый коэффициент деления сигнала не только входящими в схему резисторами, но и реактивными элементами (конденсаторами), включая нагрузку (Рис. 45). Для точного подбора коэффициентов деления эти конденсаторы, имеющие небольшие емкости, делают подстраиваемыми.

Количество ступеней регулятора определяется требуемой глубиной регулировки и допустимым скачком изменения усиления. В высококачественной звуковой аппаратуре скачок усиления не должен ощущаться на слух. Известно, что ухо человека не реагирует на изменение громкости сигнала порядка $\delta = (2 \dots 3)$ дБ. Тогда число ступеней регулятора определится как

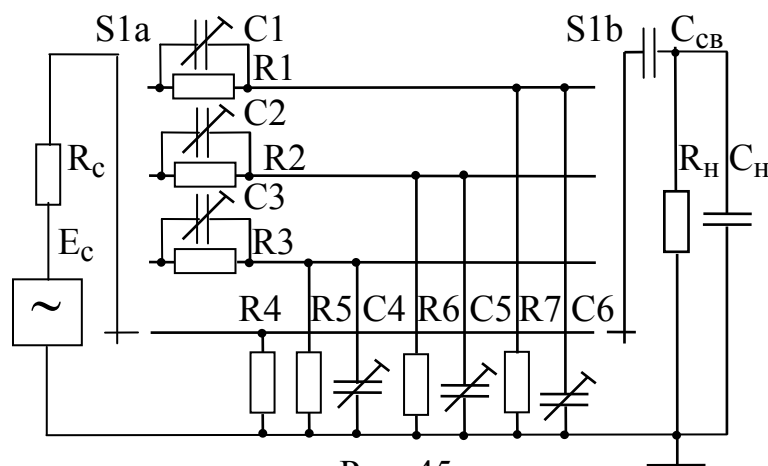


Рис. 45

Количество ступеней регулятора определяется требуемой глубиной регулировки и допустимым скачком изменения усиления. В высококачественной звуковой аппаратуре скачок усиления не должен ощущаться на слух. Известно, что ухо человека не реагирует на изменение громкости сигнала порядка $\delta = (2 \dots 3)$ дБ. Тогда число ступеней регулятора определится как

тора определится как

$$n = \Delta K_{\text{дБ}} / \delta.$$

Усиление устройства можно изменять, воздействуя на положение рабочей точки усилительного элемента (режимная регулировка). В силу того, что при различных токах покоя меняются параметры транзистора, определяющие крутизну характеристик его выходного тока S , наблюдается изменение коэффициента усиления каскада

$$K = S \cdot R_0.$$

Схема режимной регулировки может быть выполнена, например, в виде, показанном на рис. 46. Изменение величины $R_{э2}$ вызывает изменение положения рабочей точки каскада. Это сказывается на величине крутизны проходной характеристики. От ее значения зависит усиление каскада $K = S \cdot R_0$.

Данный способ применяется исключительно при малых сигналах, действующих в каскаде, и не позволяет получить глубокую регулировку усиления из-за опасения выхода рабочей точки в нелинейные участки проходной характеристики транзистора. Ориентировочно можно полагать, что глубина регулировки при данном способе не превышает (10 ... 15) дБ.

Достоинствами способа является малое изменение частотных и переходных характеристик при изменении усиления, отсутствие шумов при движении ползунка регулятора, сглаживаемое за счет достаточно большой постоянной времени в эмиттерной цепи транзистора.

Данный способ широко используется в схемах автоматической регулировки усиления, но изменение режима транзистора в этих схемах осуществляется не по эмиттерной цепи, а подачей в базовую цепь управляющего напряжения U_{APY} (рис. 47).

Регулировка усиления за счет изменения глубины отрицательной обратной связи пригодна для каскадов, как с малыми, так и большими сигналами. Она обеспечивает глубину регулировки до (15 ... 20) дБ. Одна из возможных схем показана на рис. 48. В каскаде действует отрицательная обратная связь, пропорциональная незашунтированной емкостью $C_{э2}$ части сопротивления $R_{э2}$.

Такая регулировка при увеличении глубины обратной связи уменьшает нелинейные искажения. Недостатком данного способа регулировки усиления

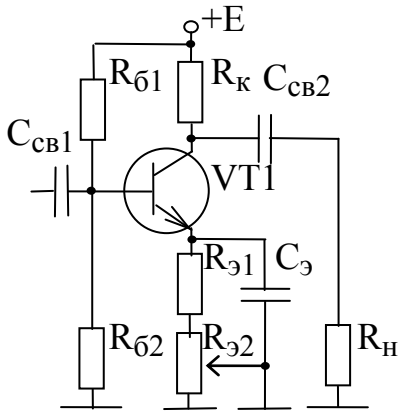


Рис. 46

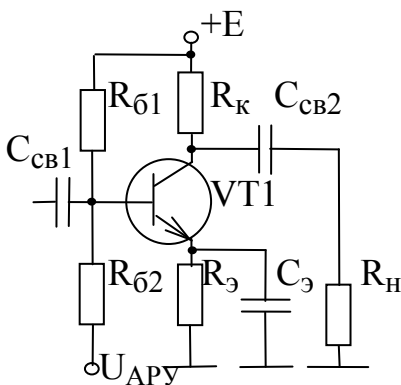


Рис. 47

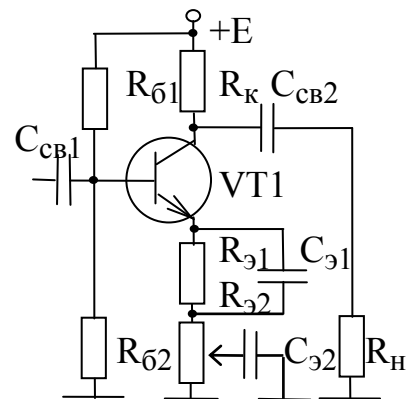


Рис. 48

является возможность появления подъема в частотной характеристике на высоких частотах из-за шунтирования регулирующего резистора его паразитной емкостью, которая создает эффект эмиттерной высокочастотной коррекции, вследствие чего на высоких частотах глубина обратной связи падает.

3.2.2. Регулировки тембра

Иногда в усилителях, особенно предназначенных для звуковоспроизводящей аппаратуры, требуется изменять частотную характеристику на нижних или верхних частотах. Эту операцию осуществляют введением цепей частотно-зависимых регулируемых межкаскадных или обратных связей, которые носят название регуляторов тембра. Как правило, применяют два отдельных регулятора тембра по нижним и верхним звуковым частотам, что необходимо для:

- коррекции частотной характеристики усилителя, исходя из частотных свойств каскадов и требуемой рабочей полосы;
- обеспечения естественного восприятия сложного сигнала звуковых программ с учетом: акустических характеристик звуковоспроизводящей аппаратуры, помещения, индивидуальной особенности слухового аппарата человека, спектрального состава воспроизводимого сигнала.

Для снижения помех от соседнего канала или уменьшения шумов при приеме сигналов и звукозаписи используют регуляторы, которые снижают усиление на верхних частотах при неизменном усилении на средних и нижних. Схема простейшего регулятора тембра, включаемого в цепь межкаскадной связи, приведена на рис. 49, а частотные характеристики при различных положениях регулятора - на рис. 50.

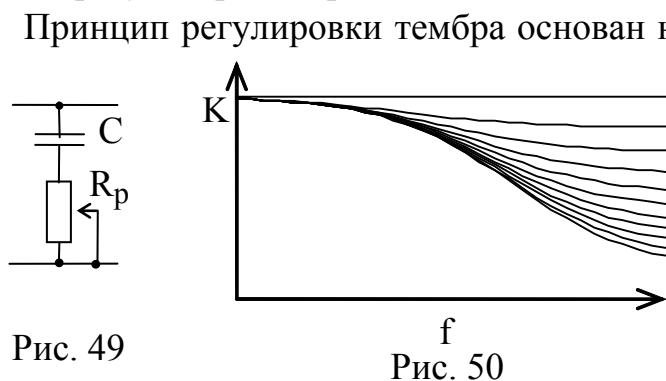


Рис. 49

Рис. 50

Принцип регулировки тембра основан на изменении затухания только для колебаний сигнала верхних звуковых частот. При уменьшении сопротивления R_p сравнительно небольшая емкость C шунтирует высокие частоты, что приводит к уменьшению полосы пропускания на верхних частотах. Частота среза

$$\omega_c \approx 1 / (R_{вх} \cdot C),$$

при этом $R_p \approx (10 \dots 20) \cdot R_{вх}$. Этот регулятор дает постоянный спад логарифмической амплитудно-частотной характеристики усилителя с крутизной 6 дБ/окт.

Для увеличения усиления на нижних частотах с целью компенсации неравномерности звукоотдачи воспроизводящей аппаратуры используется схема, показанная на рис. 51. Ее действие аналогично цепи низкочастотной коррекции. При максимальном R_p увеличивается сопротивление нагрузки на

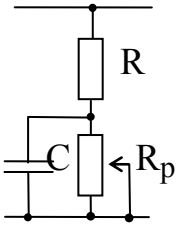


Рис. 51

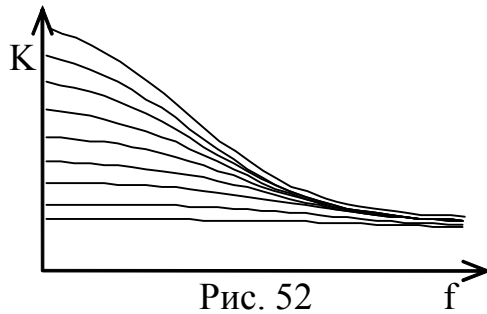


Рис. 52

каскад в области низких частот, что вызывает подъем частотной характеристики на них (рис. 52). Высокочастотные и среднечастотные составляющие сигнала свободно проходят через конденсатор С.

Универсальная схема регулятора тембра приведена на рис. 53. Данная схема обеспечивает как подъем, так и спад амплитудно-частотной характеристики и на нижних и на верхних частотах.

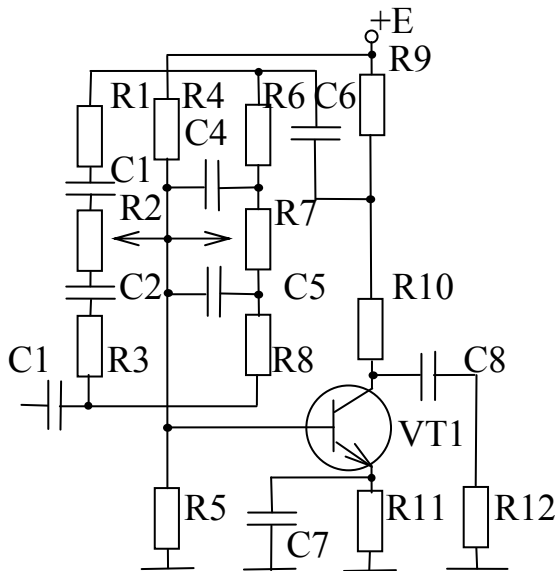


Рис. 53

Элементы регуляторов верхних ($R1, C1, R2, C2, R3$) и нижних ($R6, C4, R7, C5, R8$) частот включены таким образом, что одновременно изменяют коэффициенты передачи частотно-зависимых цепей на соответствующих частотах, как по цепям прямого прохождения сигнала, так и цепям отрицательной обратной связи, снимаемой с коллектора $VT1$ через конденсатор $C6$.

В нижних положениях регуляторов $R2$ и $R7$ коэффициент передачи по цепи прямого прохождения сигнала максимален, а по цепи обратной связи - минимален. Следовательно, обеспечивается подъем усиления на высоких частотах за счет прохождения сигнала по цепи с малым сопротивлением элементов $C2, R3$ при очень слабой обратной связи, поступающей на вход через $R1, C1, R2$.

На низких частотах наблюдается аналогичная ситуация, так как сопротивлениями конденсаторов $C4, C5$ на этих частотах можно пренебречь. Колебания средних и низких частот через элементы $R1, C1, R2, C2, R3$ практически не проходят, а на средних и высоких частотах сопротивление $R7$ шунтируется малыми сопротивлениями конденсаторов $C4, C5$ и, поэтому положение движка $R7$ не влияет на коэффициент передачи каскада в области рассматриваемых частот.

Семейство частотных характеристик регулятора в среднем и крайних положениях $R2$ и $R7$ показано на рис. 54.

Семейство частотных характеристик регулятора в среднем и крайних положениях $R2$ и $R7$ показано на рис. 54.

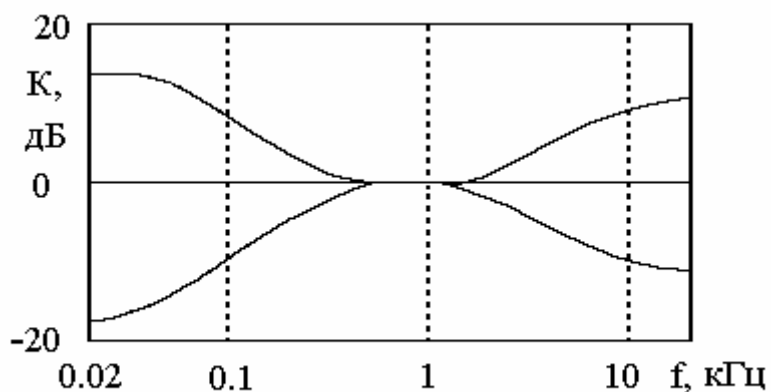


Рис. 54

К регуляторам тембра предъявляют следующие требования:

- коэффициент регулирования усиления по нижним и верхним звуковым частотам должен быть не меньше нормативного;

- коэффициенты усиления по верхним и нижним частотам должны изменять-

ся по логарифмическому закону в зависимости от угла поворота регулятора;

- коэффициент усиления на средних звуковых частотах должен незначительно уменьшаться при подключении ручного регулятора тембра;

- малые габаритные размеры, масса и стоимость;

- простое схемное исполнение;

- повышенная надежность в работе.

Вопросы

1) От чего зависят шумы на выходе усилителя?

2) Какие способы уменьшения шумов Вы знаете?

3) Опишите принцип действия противозумовой коррекции.

4) С какой целью производят регулировку усиления?

5) Какие способы регулировки усиления Вы знаете?

6) Объясните принципы регулировки усиления с помощью регуляторов.

7) Почему в процессе регулировки усиления изменяется отношение сигнал-шум?

8) Каким законам должно соответствовать изменение величины потенциометрических регуляторов усиления?

9) Сравните свойства потенциометрического и ступенчатого регуляторов усиления.

10) Сопоставьте свойства регуляторов изменением смещения и глубины отрицательной обратной связи.

11) Какие задачи можно решать с помощью ручного регулятора тембра в процессе эксплуатации усилителя?

12) Изложите принцип регулировки усиления в области верхних звуковых частот.

13) Изложите принцип регулировки усиления в области нижних звуковых частот.

14) Поясните принцип работы универсального регулятора тембра.

4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ

Практически все реальные явления можно описать непрерывными (аналоговыми) величинами. За счет преобразования физических величин первичными датчиками в изменения напряжения или тока из них получают соответствующие сигналы. Но информация может быть представлена не только в непрерывной, но и в дискретной форме. Дискретная форма представления информации положена в основу цифровых систем обработки сигналов (ЦОС). В этих системах непрерывный сигнал, имеющий бесконечно большое число значений, заменяется импульсным, с конечным числом этих же значений (выборок), следующих через фиксированные промежутки времени. Обычно эти промежутки времени одинаковы.

Процесс перехода от непрерывного по амплитуде и времени аналогового сигнала к дискретному называют дискретизацией. Частоту следования выборок называют частотой дискретизации.

При дискретизации, как правило, величины импульсных значений сигналов выражают в цифровой (двоичной) форме, где каждой единице информации (биту) в зависимости от его состояния и места соответствует определенное значение физической величины. Вес соседних битов информации обычно отличается в два раза. Минимальное из этих значений характеризует квант дискретизации и определяет точность преобразования.

Пусть, например, необходимо в цифровой форме представить напряжение с максимальным значением $U_{\text{макс}} = 1 \text{ В}$ и точностью $U_{\text{ош}} < 1 \text{ мВ}$. В двоичной системе счисления для представления заданного напряжения, как известно, нужно иметь число разрядов

$$N = \lg((U_{\text{макс}} / U_{\text{ош}}) - 1) / \lg 2 = \lg((1000 / 1) - 1) / \lg 2 = 9.964.$$

Округлив до ближайшего большего целого числа, имеем $N = 10$. Учитывая, что $U_{\text{макс}}$ можно представить в виде суммы весовых значений разрядов, где младшему разряду соответствует напряжение $U_{\text{мл.р}} = 2^0 \cdot U_{\text{ош}}$, следующему перед ним - напряжение $2^1 \cdot U_{\text{мл.р}}$ и т. д., получим

$$U_{\text{макс}} = U_{\text{мл.р}} \cdot (1 \cdot 2^9 + 1 \cdot 2^8 + 1 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0).$$

Таким образом, при $U_{\text{мл.р}} = 1 \text{ мВ}$ двоичное число, соответствующее $U_{\text{макс}}$ будет записываться в виде 1111101000.

Под цифровой электроникой будем иметь в виду такие схемы, для которых можно, как правило, определить только два состояния. Например, транзистор может быть либо закрыт, либо насыщен. Этим состояниям соответствуют определенные уровни входных и выходных напряжений, которые условно принимаются за единичные и нулевые. Например, для TTL логики за единичный уровень U^1 обычно принимают напряжения $U^1 \geq 2.4 \text{ В}$, а за нулевой - $U^0 \leq 0.35 \text{ В}$.

Для цифровых схем характерен ключевой режим работы, когда элемент цифровой схемы, например, транзистор, находится в полностью открытом или

закрытом состоянии. В первом случае имеют в виду режим насыщения (или близкий к нему), а во втором - режим отсечки тока. Особенностью режима насыщения является меньшая мощность рассеивания на транзисторе по сравнению с активным (линейным) режимом. В цифровых схемах активный режим обычно является переходным от одного состояния ключа в другое и определяет его быстродействие.

Если достоинством аналоговых методов обработки сигналов является высокое быстродействие процессов, происходящих в реальном масштабе времени, то цифровые методы характеризуются помехоустойчивостью и точностью, практически не зависящей от искажений, и стабильной во времени.

В соответствии с теоремой Котельникова В. А. форму непрерывного сигнала можно восстановить, если частота дискретизации будет хотя бы в два раза выше его верхней граничной частоты. Конечно, переход от непрерывного сигнала к дискретному и обратно происходит с потерей некоторого количества информации.

Для перехода от аналоговых сигналов к цифровым широко используются аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Задача аналого-цифрового преобразователя состоит в преобразовании входного напряжения в пропорциональное ему число. Но прежде, чем аналоговый сигнал попадет на АЦП, может потребоваться его предварительная обработка, например, коммутация в схемах аналоговых ключей (АК), запоминание на время проведения необходимых операций в устройстве выборки-хранения (УВХ), задержка в схемах приборов с зарядовой связью (ПЗС) и т. п.

Поскольку органы управления реальными объектами обычно воспринимают аналоговые сигналы, то после их цифровой обработки требуется осуществить обратное преобразование. Эту задачу выполняют цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП). Цифро-аналоговыми преобразователями называют устройства, генерирующие выходную аналоговую величину, соответствующую цифровому коду, поступающему на вход преобразователя. Прежде, чем попасть на исполнительные устройства, аналоговые сигналы после ЦАП также обрабатываются дополнительными схемами, например, сглаживающими, фильтрующими устройствами (Ф). Таким образом, для решения большинства технических задач необходимо совместное использование аналоговых и цифровых методов обработки сигналов.

Принцип одного из возможных способов цифрового преобразования сигналов, применяемого при фильтрации смеси полезного сигнала и помех $U_{ВХ}$, проиллюстрирован на рис. 55.

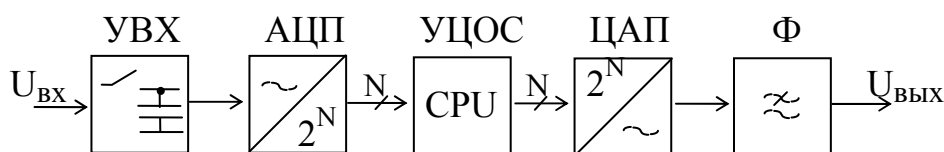


Рис. 55

Здесь входное напряжение $U_{вх}$ в момент выборки t_b запоминается в УВХ на время выработки выходного сигнала в АЦП. Полученный цифровой код подается на устройство цифровой обработки сигналов УЦОС, представляющее собой ЭВМ или микропроцессорную систему. Выходной сигнал УЦОС преобразуется в ЦАП в аналоговую форму и после сглаживания и фильтрации в Ф поступает на выход как напряжение $U_{вых}$, свободное от помех.

В данной главе описывается работа схем, которые нельзя однозначно отнести к аналоговым, поскольку либо их входные или выходные сигналы являются цифровыми (компараторы, АЦП, ЦАП), либо они управляются цифровыми сигналами (УВХ, АК, ПЗС), либо работают в явно нелинейном режиме.

4.2. Элементы преобразователей.

4.2.1. Компараторы

Компаратором называют схему, позволяющую сравнивать два сигнала по величине. Напряжение на ее выходе устанавливается на уровнях логического нуля или логической единицы в зависимости от того, превышает или нет одно из входных напряжений другое, обычно называемое опорным.

Компаратор может работать во многих функциональных блоках: дискриминаторах амплитуды и скорости нарастания импульсов, высокоскоростных аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях, индикаторах превышения сигналом заданного (в том числе и нулевого) уровня, пороговых и пиковых детекторах быстрых импульсов, автогенераторах, устройствах, работающих с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), ключевых стабилизаторах и преобразователях питания, в ключевых усилителях мощности.

Компараторы занимают промежуточное положение между чисто аналоговыми и цифровыми схемами и являются, по сути, простейшими одноразрядными аналого-цифровыми преобразователями. В режиме сравнения двух напряжений может работать любой операционный усилитель без обратной связи и даже с положительной обратной связью. Компараторы можно отнести к специализированным операционным усилителям, спроектированным с использованием нелинейного режима работы каскадов. Приемниками выходных сигналов компараторов обычно являются логические схемы (ТТЛ, ЭСЛ, КМОП и т. д.), имеющие соответствующие, заранее обусловленные напряжения логического нуля и логической единицы.

Основными параметрами компаратора являются точность сравнения и быстродействие. Кроме того, так же, как в ОУ, нормируются:

- входной ток $I_{вх}$,
- напряжение смещения $U_{см}$,
- допустимый диапазон синфазного входного сигнала $U_{син}$,
- нагрузочная способность, определяемая максимальным током в нагрузке $I_{н}$,
- коэффициент усиления K , влияющий на точность сравнения,

- потребляемый ток $I_{\text{п}}$.

Точность сравнения характеризуется минимальным напряжением, на которое нужно превысить входной сигнал, чтобы компаратор перешел из одного состояния в другое.

Быстродействие компаратора оценивается временем переключения $t_{\text{п}}$. Оно отсчитывается от начала сравнения до момента достижения выходным напряжением порога срабатывания логической схемы $U_{\text{пор}}$. В соответствии со стандартной методикой измерения на один вход подается напряжение 100 мВ, а на

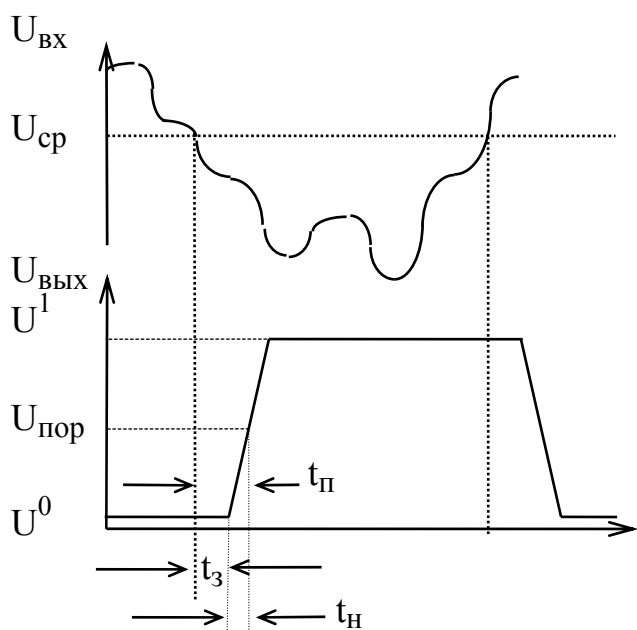


Рис. 56

другой - перепад напряжения той же полярности, но больший по величине (обычно на 5%). Время $t_{\text{п}}$ отсчитывается с момента равенства двух напряжений и имеет две составляющие (рис. 56): время задержки t_3 и время нарастания до порога срабатывания $t_{\text{н}}$.

При использовании в качестве компараторов обычных операционных усилителей без обратной связи трудно получить время переключения меньше 1 мкс, причем преобладающей величиной будет t_3 . Объясняется это тем, что в нелинейном режиме, характерном для компаратора,

транзисторы ОУ, как правило, насыщаются, и после снятия перегрузки требуется значительное время для рассасывания накопленного в их базовых переходах заряда. Это является главной причиной разработки специализированных интегральных микросхем компараторов с временем переключения менее 100 нс. Попутно решаются и другие задачи, связанные с формированием необходимых выходных напряжений, повышением нагрузочной способности, введением управляющих схем и т.д.

Схемотехника интегральных компараторов и ОУ в целом имеет небольшие отличия. Основой их являются дифференциальные усилители. Основная разница - в построении оконечных каскадов, которые могут выполняться по схемам эмиттерных повторителей (К521СА1, К521СА2, К521СА5), одноходовых (К521СА3) или дифференциальных (К597СА1) усилителей, логических элементов (К597СА2, К521СА4) и т. д. Но всегда выходной каскад должен быть усилителем мощности, формирующим на выходе напряжения логических уровней соответствующих цифровых микросхем. Выходные каскады ОУ этим требованиям не соответствуют, причем минимально допустимые сопротивления нагрузок у них редко опускаются ниже 1 кОм. Тем не менее, несмотря на некоторые

внутрисхемные отличия, структурная схема ОУ, изученная нами ранее, и компаратора по сути дела совпадают.

При проектировании компараторов специально предусматриваются меры, обеспечивающие быстрый выход усилительных каскадов из состояния насыщения. Компаратор не предназначен для работы в схемах с отрицательной обратной связью. Поэтому в нем нет необходимости обеспечивать линейность участка амплитудной характеристики, лежащего между двумя рабочими уровнями, и беспокоиться об устойчивости, достигаемой введением цепей коррекции амплитудно-частотной и фазовой характеристик.

Компараторы могут иметь дополнительные управляющие (стробирующие) входы. Как правило, они требуют подачи логических уровней U^0 или U^1 , благодаря которым можно включать компаратор в работу или выключать его.

Так как выходной каскад компаратора работает на низкоомную нагрузку и, следовательно, имеет малую постоянную времени, что обеспечивает его широкополосность, то задачу разработки схемы компаратора с оптимальными параметрами можно свести к оптимизации структуры из двух последовательно включенных дифференциальных каскадов (усилителей) ДУ1 и ДУ2 с учетом

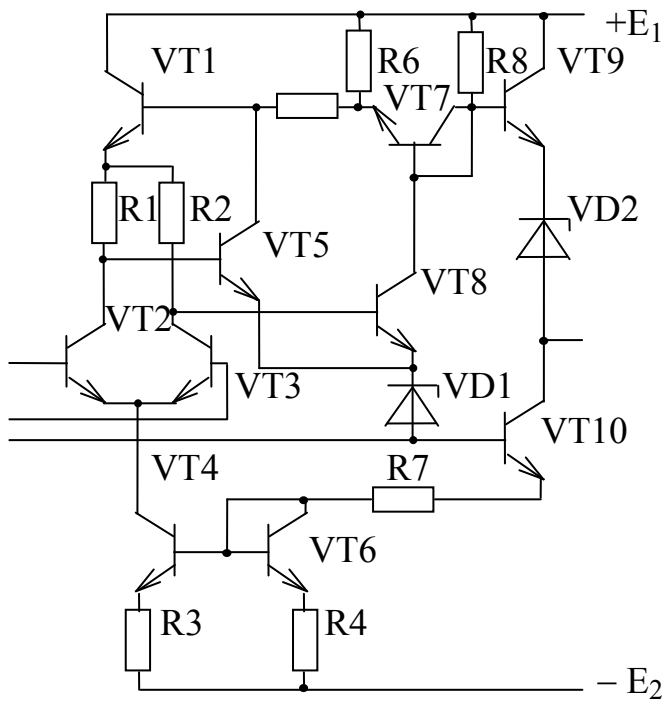


Рис. 57

входных параметров окончного каскада.

Электрическая схема одного из выпускаемых нашей промышленностью компараторов (К554СА2) показана на рис. 57. Он имеет два дифференциальных усилительных каскада (ДУ), выходной эмиттерный повторитель, стабилитронные схемы сдвига уровня и цепь ограничения амплитуды выходного сигнала.

Входной каскад (VT2, VT3), как интегральный ДУ, имеет малое напряжение смещения нуля и питается от генератора тока, собранного на транзисторе VT4. Тем самым обеспечивается минимальная

зависимость выходного сигнала от синфазных помех. Второй дифференциальный каскад (VT5, VT8) стабилизирован по выходному напряжению покоя за счет фиксации потенциала базы транзистора VT1. При увеличении положительного напряжения питания коллекторные токи VT5, VT8 также увеличиваются, а напряжение на коллекторе VT5 остается постоянным.

Увеличение нагрузочной способности микросхемы достигается за счет подключения к выходу эмиттерного повторителя, собранного на транзисторе

VT9. Стабилитрон VD1 с опорным напряжением +6.2 В фиксирует потенциалы баз транзисторов VT5, VT8 на уровне примерно +6.9 В. Следовательно, допустимый сигнал на входах компаратора может приближаться к +7 В. Стабилитрон VD2, включенный в цепь выходного каскада, сдвигает уровень выходного сигнала в обратную сторону на 6.2 В для получения выходного сигнала, совместимого с логическими уровнями цифровых микросхем типа ТТЛ.

Генератор тока на транзисторе VT10 стабилизирует работу выходного каскада и питает цепь смещения VT4 с компенсирующим диодом (VT6 в диодном включении).

Транзистор VT7 в диодном включении ограничивает размах выходного сигнала в положительной области: при уровнях сигнала на выходе больше +4 В транзистор VT7 открывается и шунтирует дифференциальный выход второго каскада. Благодаря этому транзисторы не насыщаются, что существенно увеличивает быстродействие микросхемы.

Для защиты цифровых схем от помех часто бывает необходимо иметь

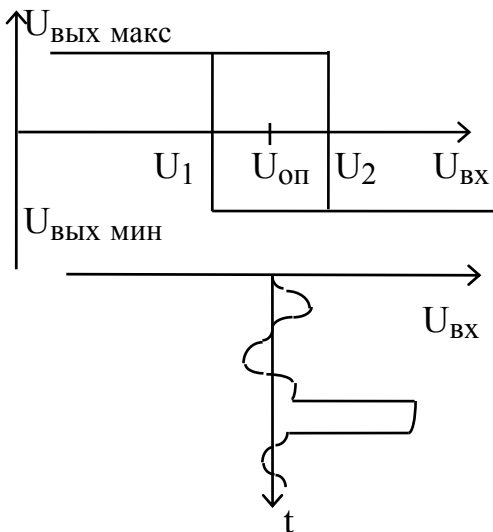


Рис. 58

передаточную характеристику устройства обработки сигналов с гистерезисом. Величина гистерезиса должна быть больше, чем максимальная помеха, наблюдаемая на фоне сигнала (рис. 58). Устройство, решающее данную задачу (рис. 59), имеет цепь положительной обратной связи и называется триггером Шмитта.

В данной схеме можно задавать верхнюю и нижнюю точки переброса U_2 и U_1 в зависимости от

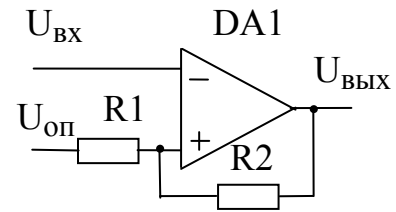


Рис. 59

$U_{оп}$ и напряжений на выходе $U_{вых макс}$ и $U_{вых мин}$ согласно выражениям

$$U_2 = U_{оп} + (U_{вых макс} - U_{оп}) / (1 + R2 / R1);$$

$$U_1 = U_{оп} + (U_{вых мин} - U_{оп}) / (1 + R2 / R1).$$

Отсюда зона гистерезиса

$$U_{г} = U_2 - U_1 = (U_{вых макс} - U_{вых мин}) / (1 + R2 / R1).$$

Изменяя $U_{оп}$, $R1$ и $R2$, можно регулировать положение верхней и нижней точек переброса U_1 и U_2 в широком диапазоне как отрицательных, так и положительных значений.

Компараторы можно использовать для формирования импульсов с заданным периодом следования и длительностью. Эти задачи решаются с помощью релаксационных генераторов - мультивибраторов.

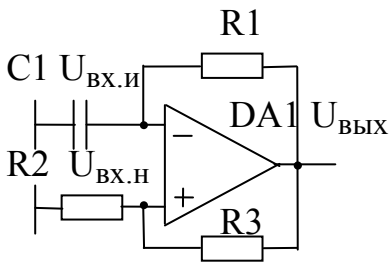


Рис. 60

Напряжения на неинвертирующем входе компаратора $U_{ВХ.Н}$ (второй график) соответствует по форме выходному напряжению, приведенному на первом графике, но уменьшено по амплитуде в $\beta = R2 / (R2+R3)$ раз. Так как потенциалы входов очень близки, то компаратор меняет свое состояние только в тот момент, когда напряжение на конденсаторе достигает величин $\beta \cdot U_{ВЫХ}^+$ или $\beta \cdot U_{ВЫХ}^-$. При этом конденсатор C1 перезаряжается током, поступающим с выхода через резистор R1 (третий график для напряжения $U_{ВХ.И}$ и на инвертирующем входе). Заряд на конденсаторе должен бы расти до напряжений $U_{ВЫХ}^+$ или $U_{ВЫХ}^-$, но при напряжениях $\beta \cdot U_{ВЫХ}^+$ или $\beta \cdot U_{ВЫХ}^-$ происходит изменение полярности выходного сигнала. Времена заряда и

Принцип работы мультивибратора, как и вообще всех генераторов, основан на использовании цепи положительной обратной связи.

Схема автогенерирующего мультивибратора приведена на рис. 60, а диаграммы его работы – на рис. 61.

Напряжения на неинвертирующем входе компаратора $U_{ВХ.Н}$ (второй график) соответствует по форме выходному напряжению, приведенному на первом

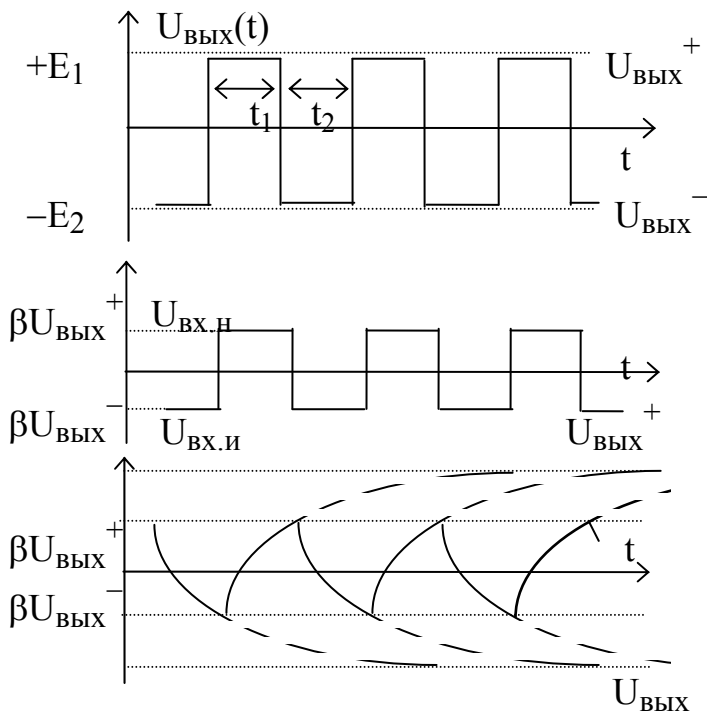


Рис. 61

разряда конденсатора можно вычислить следующим образом

$$t_1 = R1 \cdot C1 \cdot \ln[(U_{ВЫХ}^+ + \beta \cdot U_{ВЫХ}^-) / (U_{ВЫХ}^+ - \beta \cdot U_{ВЫХ}^+)];$$

$$t_2 = R1 \cdot C1 \cdot \ln[(U_{ВЫХ}^- + \beta \cdot U_{ВЫХ}^+) / (U_{ВЫХ}^- - \beta \cdot U_{ВЫХ}^-)].$$

На компараторе может быть собран и ждущий мультивибратор. Схема ждущего мультивибратора, формирующего импульсное напряжение, показана на рис. 62, а диаграммы его работы показаны на рис 63.

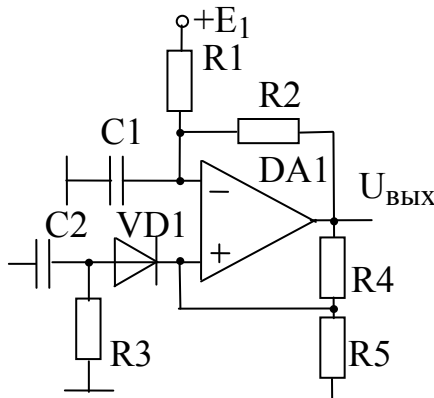


Рис. 62

Ждущий режим организуется за счет подачи на вход схемы напряжения смещения

через сопротивление R_1 от источника питания. За счет этого на выходе компаратора устанавливается отрицательное напряжение. Входной сигнал произвольной длительности подается на вход схемы через дифференцирующую цепочку R_3, C_2 . Появлению импульса обратной полярности на входе компаратора препятствует диод VD_1 . Положительной частью входного импульса компаратор переводится в противоположное состояние. Начинается перезаряд емкости C_1 . Когда напряжение на инвертирующем входе достигает напряжения на неинвертирующем входе, компаратор переходит в исходное положение ожидания следующего запускающего импульса. Длительность выходного импульса определяет RC -цепочка R_2, C_1 и эта длительность не будет зависеть от длительности входного сигнала.

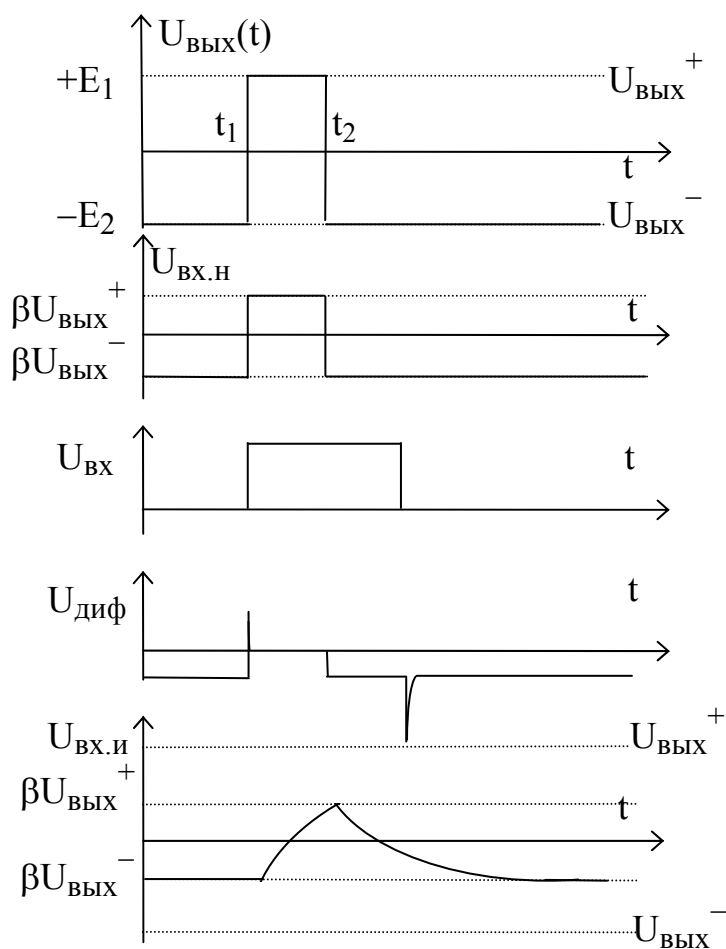


Рис. 63

4.1.2. Аналоговые ключи

Электронный аналоговый ключ это высокоскоростное устройство коммутации аналоговых сигналов от источника в нагрузку, обладающее малыми искажениями. Аналоговые ключи являются простейшей разновидностью аналого-цифровых схем. Они управляются цифровыми сигналами, а переключают непрерывные сигналы.

Выполняются интегральные аналоговые ключи, как правило, на основе МОП-транзисторов, которые являются униполярными приборами, и, поэтому, в открытом состоянии пропускают ток в обоих направлениях без внесения в коммутируемый сигнал паразитных источников напряжений. У МОП-транзистора легко электрически изолировать цепь управления от сигнальной цепи, используя подложку в качестве дополнительного электрода.

Сопротивление канала открытого ключевого МОП-транзистора составляет примерно от 10 до 1000 Ом. Качество закрытого ключа характеризуют током утечки, который лежит в диапазоне (0.1 ... 100) нА.

Схемотехника аналоговых ключей различна. Обычно в одном корпусе микросхемы содержатся несколько ключей (чаще от двух до шестнадцати) и схемы управления ими. Многоканальные ключи, позволяющие производить последовательную выборку переключаемых каналов, называют аналоговыми коммутаторами. Они часто объединяются с дешифраторами, что позволяет выполнять адресный запрос каналов по подаваемому на адресную шину цифровому коду.

Принцип работы аналогового ключа рассмотрим на примере одного из каналов микросхемы КР590КН8 (в микросхеме четыре таких канала).

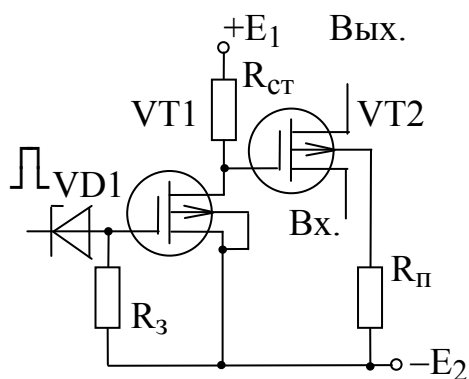


Рис. 64

На рис. 64 показана его схема.

Транзисторы VT1 и VT2 включены по схеме с общим истоком. На управляющий транзистор VT1 подается коммутирующее напряжение с логической ТТЛ микросхемы. Транзистор VT2 является собственно аналоговым ключом.

При приложении к затвору транзистора VT1 положительного относительно истока напряжения $U_{зи}$ канал обогащается носителями заряда,

что приводит к уменьшению его сопротивления. Пороговое напряжение $U_{зи}$ для данной микросхемы составляет примерно +2 В. С целью “развязки” управляющего и коммутируемого сигналов управление открыванием и запирающим проходного транзистора VT2 осуществляется по цепи затвор-подложка. Потенциал истока транзистора VT2 определяется прикладываемым коммутируемым напряжением и для того, чтобы расширить его возможный диапазон, на затвор приходится подавать близкие к предельно допустимым положительное (открывающее) и отрицательное (закрывающее) напряжения. Закрытое состояние p-n переходов между стоко-истоковыми областями и подложкой обеспечивается благодаря тому, что подложка присоединяется к источнику отрицательного напряжения. Стабилитрон VD1 и резистор R1 обеспечивают согласование напряжений с источником коммутирующих сигналов. Если управляющие напряжения U^0 или U^1 находятся на одном из логических уровней (пусть для простоты это будут напряжения 0 В и +5 В соответственно), то при напряжении пробоя стабилитрона порядка 13 В потенциал затвора VT1 будет равен -12 В или -8 В. На исток этого транзистора подано напряжение $E_2 = -12$ В. Поэтому в первом случае напряжение затвор-исток будет равно нулю (транзистор закрыт), а во втором - равно +4 В (транзистор открыт). Напряжения, немного меньшие ± 12 В, получаемые на стоке VT1, позволяют надежно коммутировать VT2, причем неискаженная амплитуда проходящего через этот транзистор сигнала достигает ± 10 В.

Для дальнейшего уменьшения искажений в схемах аналоговых ключей используют комплементарные (с разным типом проводимости и близкими пара-

метрами) МОП транзисторы (КМОП), так, что каждый ключ состоит из параллельно соединенных nМОП и рМОП транзисторов. Это позволяет получить практически постоянное сопротивление открытого ключа вне зависимости от направления и значения проходящего через него тока. Кроме того, в состав ключевых микросхем обычно входят формирователи управляющих сигналов, обеспечивающие управление ключами непосредственно от цифровых микросхем серий ТТЛ и КМОП.

Выпускаемые промышленностью аналоговые ключи и коммутаторы имеют самостоятельное применение и входят в состав более сложных схем, например, ЦАП, АЦП, УВХ и т. д.

У современных аналоговых ключей сопротивление включенного состояния $r_{\text{вкл}}$ находится в пределах от единиц Ом до единиц кОм, а сопротивление выключенного состояния $r_{\text{выкл}}$ - от десятков до сотен мегом.

4.1.3. Схемы выборки и хранения

Одной из основных областей применения аналоговых ключей являются схемы выборки и хранения. Они используются для запоминания аналогового входного напряжения в течение очень короткого временного интервала (обычно от долей микросекунды до десятков микросекунд) и хранения этого выбранного напряжения в течение продолжительного периода времени - от нескольких микросекунд до нескольких секунд. Эти схемы часто используются в аналого-цифровых преобразователях, особенно регистрового типа, для поддержания постоянным аналогового входного напряжения в течение цикла преобразования. Схемы выборки и хранения также используются в схемах аналоговых демультиплексоров, схемах сброса, генераторах напряжения ступенчатой формы и других устройствах.

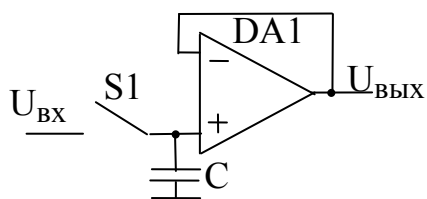


Рис. 65

По сути дела, схемы выборки-хранения представляют собой комбинацию аналогового ключа, зарядного конденсатора небольшой емкости и высокоомного повторителя напряжения (рис. 65).

В режиме выборки (или слежения) выходной сигнал $U_{\text{ВХ}}$ с максимально возможной скоростью достигает значения входного сигнала и затем отслеживает его до тех пор, пока не поступит команда на хранение. В этих схемах в качестве аналогового ключа используется полевой транзистор с р-п переходом, хотя можно применить и МОП-транзистор. На время интервала выборки ключ S1 открывается, и конденсатор C заряжается до уровня аналогового входного напряжения. В конце короткого временного интервала выборки аналоговый ключ закрывается. Это позволяет электрически изолировать конденсатор C от входного сигнала, и напряжение на нем, а следовательно, и выходное напряжение остаются по существу равными входному напряжению, которое было на конденсаторе в конце интервала выборки. Конденсатор подключен к повторите-

лю напряжения на ОУ или к полевому транзистору. Если схемы, связанные с конденсатором, не будут высокоомными, то на нем будет наблюдаться некоторый спад напряжения в течение интервала хранения вследствие токов утечки, включая выходной ток полевого транзистора с р-п переходом, входной ток ОУ и внутренний ток утечки самого конденсатора.

В интегральном исполнении все элементы схемы выборки и хранения располагаются на одной подложке, за исключением конденсатора С, который, как правило, является внешним компонентом.

4.1.4. Резистивные матрицы

Для формирования аналоговых напряжений из цифрового кода, создания весовых напряжений и токов широко используются резистивные матрицы, представляющие собой набор высокоточных сопротивлений, выполненных с помощью микроэлектронной технологии с определенными величинами и соединенные соответствующим образом.

В настоящее время промышленностью выпускаются отдельно, а также входят в состав ЦАП и АЦП два типа резистивных матриц: с двоично-взвешенными резисторами и многозвенные цепочки типа $R - 2R$.

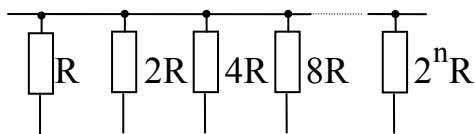


Рис. 66

Резистивная матрица с двоично-взвешенными резисторами (рис. 66) составлена из сопротивлений, отличающихся друг

от друга в два раза, и предназначена для создания весовых токов, пропорциональных весу каждого разряда двоичного числа. При этом формируемые токи не зависят друг от друга, что является достоинством данной структуры. Однако, из-за того, что при большом числе разрядов номиналы резисторов сильно отличаются, это накладывает существенные технологические ограничения на размеры и точность выполнения входящих в матрицу резисторов. Особенно тяжело добиться взаимного соответствия величин наибольшего и наименьшего сопротивлений, так как разброс токов в них не должен превышать тока младшего разряда. Разброс сопротивлений в младшем и старшем разряде должен быть меньше, чем

$$\Delta R / R = 1 / 2^{N+1}.$$

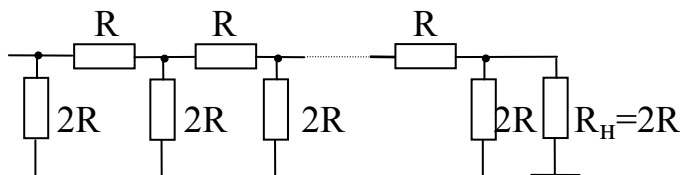


Рис. 67

Отсюда следует, что разброс сопротивлений резисторов в матрице с 4 разрядами не должен превышать 3%, а в матрице с 10 разрядами 0.05%.

Резистивная матрица типа $R - 2R$ (рис. 67) более технологична в изготовлении. В нее входят сопротивления только двух номиналов R и $2R$. Основным элементом такой матрицы является дели-

тель напряжения, который должен иметь в каждой точке подключения одинаковое сопротивление относительно общего провода.

Напряжение источника опорного напряжения, подключаемого на вход матрицы, делится в точках соединения сопротивлений в два раза, что дает возможность формировать весовые напряжения, из которых впоследствии можно получать необходимые суммарные напряжения при цифро-аналоговом и аналого-цифровом преобразовании.

4.2. Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи сигналов

4.2.1. Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)

Преобразование цифровой информации в аналоговую необходимо для того, чтобы результаты цифровой обработки сигналов могли быть использованы системой, оперирующей с аналоговыми сигналами.

ЦАП можно представить в виде управляемого цифровыми сигналами устройства, которое формирует аналоговый сигнал в виде напряжения или тока из некоторых целых величин. Благодаря широкому внедрению в современную электронную аппаратуру микропроцессоров, ЦАП, выпущенные в виде больших интегральных схем (БИС), стали необходимыми элементами при проектировании блоков вычислительной техники, в робототехнике, в системах цифровой связи. В настоящее время ЦАП широко применяются для управления с помощью микро-ЭВМ обработкой аналоговых сигналов, в измерительных приборах, системах синтеза аналоговых сигналов и т. д.

По способу формирования выходного напряжения из цифрового входного кода все ЦАП можно разделить на три группы: с суммированием токов, с делением напряжений, с суммированием напряжений.

При реализации в виде БИС получили наибольшее распространение первые два типа ЦАП - с суммированием токов и делением напряжений.

Цифро-аналоговые преобразователи, использующие для формирования выходного напряжения суммирование токов, обычно строят на базе двоично-взвешенных резисторов, а ЦАП с делением напряжений - многозвенной цепочки резисторов $R - 2R$.

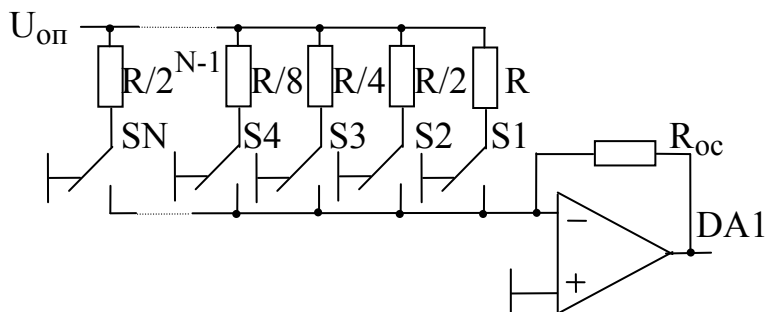


Рис. 68

рующего элемента (рис. 68). Функцию сумматора токов в простейшем случае выполняет ОУ в инвертирующем включении, для которого вся матрица резисторов может быть представлена одним входным резистором, ток через который

ЦАП на основе двоично-взвешенных резисторов состоят из матрицы резисторов, N аналоговых ключей ($S_1...S_N$) на каждый разряд, управляемых цифровыми сигналами, источника опорного напряжения и суммирующего элемента

зависит от его величины. Выходной сигнал будет пропорционален сумме токов от включенных в данный момент аналоговыми ключами весовых сопротивлений

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{оп}} \cdot R_{\text{ос}} \cdot (2^{N-1} \cdot Z_{N-1} + \dots + 2^3 \cdot Z_3 + 2^2 \cdot Z_2 + 2^1 \cdot Z_1 + 2^0 \cdot Z_0) / R,$$

где Z_i ($i = 0 \dots N-1$) принимает значение 0 или 1 в зависимости от поданного в данный момент на аналоговые ключи $S1 \dots SN$ цифрового кода.

При этом для устранения нестабильности источника $U_{\text{оп}}$ нужно обеспечить неизменность нагрузки на него. Постоянство тока, отбираемого от источника $U_{\text{оп}}$, поддерживается тем, что при любом состоянии аналоговых ключей $S1 \dots SN$ токи, протекающие через весовые сопротивления, не изменяются вследствие того, что входной потенциал ОУ близок к нулю.

Можно модифицировать схему, применив для формирования выходного сигнала матрицу сопротивлений $R - 2R$. В этом случае выходной сигнал получается суммированием частей опорного напряжения, получаемых его делением на матрице сопротивлений. Простейший вариант ЦАП с таким схемным решением показан на рис. 69.

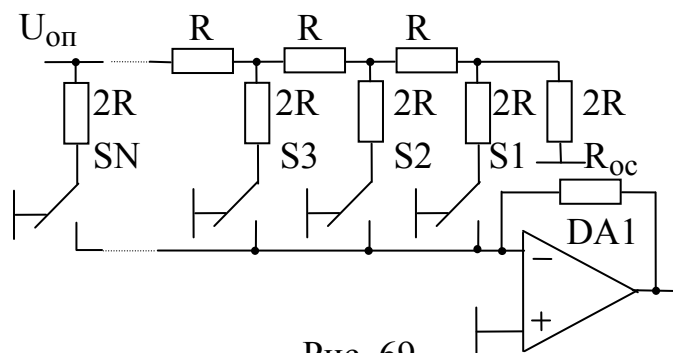


Рис. 69

Конечно, применение операционных усилителей в схемах ЦАП ограничивает их быстродействие в силу недостаточной широкополосности ОУ. Поэтому имеется множество схем на быстродействующих транзисторах с хорошими динамическими характеристиками, по принципу

работы совпадающими с рассмотренными схемами.

Основными характеристиками АЦП являются: разрешающая способность, точность и быстродействие.

Разрешающая способность определяется разрядностью N и максимальным диапазоном выходного аналогового напряжения (полной шкалой). Теоретически ЦАП, преобразующий N -разрядные двоичные коды, должен обеспечить 2^N различных значений выходного сигнала с разрешающей способностью $\delta = (2^N - 1)^{-1}$. Абсолютное значение минимального выходного кванта напряжения определяется как предельным числом ступеней квантования $2^N - 1$, так и максимальным выходным напряжением ЦАП, называемым напряжением полной шкалы $U_{\text{п.шк}}$. Так, при 12 разрядах число независимых квантов (ступенек) выходного напряжения ЦАП составляет $2^{12} - 1$ и $\delta = 0.0245 \%$.

Выбранное с помощью опорного источника напряжение полной шкалы $U_{\text{оп}} = U_{\text{п.шк}} = 10 \text{ В}$, разделенное на это число квантов, дает абсолютную разрешающую способность ЦАП

$$\delta_{\text{шк}} = U_{\text{п.шк}} / (2^{12} - 1) = 10^3 \text{ мВ} / (2^{12} - 1) = 2.45 \text{ мВ}.$$

Отличие реального значения разрешающей способности от теоретического обусловлено погрешностями узлов и шумами ЦАП. Точность ЦАП определяется значениями абсолютной погрешности полной шкалы $\delta_{п.ш}$, нелинейностью $\delta_{л}$ и дифференциальной нелинейностью $\delta_{диф}$. Абсолютная погрешность полной шкалы $\delta_{п.ш}$ в диапазоне преобразования представляет наибольшее отклонение значения выходного напряжения (тока) от прямой линии абсолютной точности, проведенной через нуль и точку максимального значения

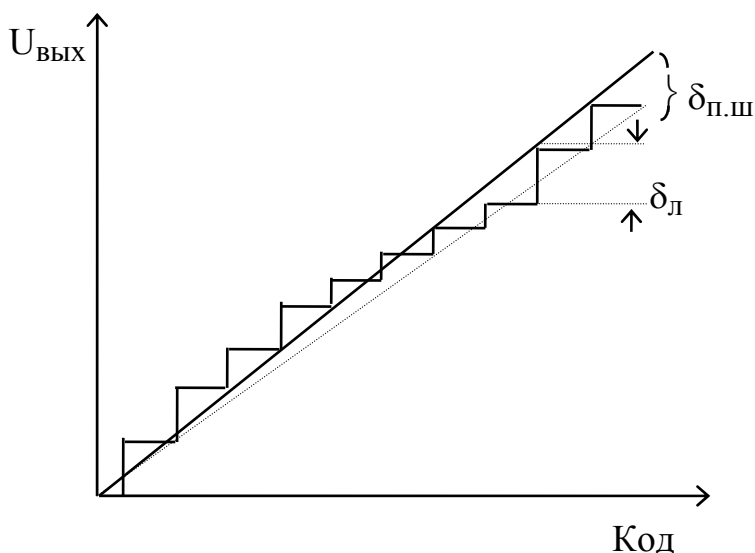


Рис. 70

максимального значения выходного сигнала (рис. 70). Абсолютная погрешность обычно измеряется в единицах младшего значащего разряда (МЗР).

Нелинейность прибора $\delta_{л}$ характеризует идентичность минимальных приращений выходного сигнала во всем диапазоне преобразования и определяется как наибольшее отклонение выходного сигнала от прямой линии абсолютной точности, проведенной через нуль и точку максимального значения выходного сигнала. Значение нелинейности не должно превышать ± 0.5 единицы МЗР.

Дифференциальная нелинейность $\delta_{диф}$ характеризует идентичность соседних приращений сигнала. Ее определяют как минимальную разность погрешности нелинейности двух соседних квантов в выходном сигнале. Значение дифференциальной нелинейности не должно превышать удвоенное значение погрешности нелинейности. Если значение $\delta_{диф}$ больше единицы МЗР, то преобразователь считается немонотонным, т. е. на его выходе сигнал не может наращиваться равномерно при равномерном возрастании входного кода. Немонотонность в некоторых квантах дает уменьшение выходного сигнала при нарастании входного кода.

Из динамических параметров наиболее существенными являются время установления выходного напряжения или тока и максимальная частота преобразования.

Время установления t_y — интервал времени от подачи входного кода до вхождения выходного сигнала в заданные пределы.

Время установления t_y — интервал времени от подачи входного кода до вхождения выходного сигнала в заданные пределы.

Максимальная частота преобразования $f_{пр}$ — наибольшая частота дискретизации, при которой параметры ЦАП соответствуют заданным значениям.

Работа ЦАП часто сопровождается специфическими переходными импульсами, которые представляют собой острые пики большой амплитуды в выходном

сигнале, возникающие из-за разности времен открывания и закрывания аналоговых ключей в ЦАП. Особенно выбросы проявляются, когда вместо нуля в старшем значащем разряде и единиц в младших разрядах кода поступает единица в старший значащий разряд (СЗР) и код “все нули” в МЗР. Например, если входной код 01...111 сменяется кодом 10...000, а ключ старшего ЦАП открывается позже, чем закрываются ключи младших, то приращение выходного сигнала всего на один квант может сопровождаться импульсом с амплитудой $0.5 \cdot U_{\text{сзр}}$.

4.2.2. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП)

Аналого-цифровые преобразователи, а точнее преобразователи напряжения в код, предназначены для сопряжения современных аналоговых измерительных систем с цифровыми системами обработки информации. Любое преобразование напряжения в код основано либо на сравнении входного напряжения с эталонным (опорным), либо на промежуточном преобразовании напряжения во временной интервал (частоту или скважность), длительность которого затем преобразуют в цифровой эквивалент информации. Такое разделение АЦП лежит в основе одного из способов их классификации в зависимости от того, применяется сравнение дискретных уровней напряжения или заряд конденсатора.

На основе метода сравнения аналогового сигнала с эталонным построены АЦП параллельного преобразования, последовательного приближения (весовой), последовательного счета (числовой) и их модификации.

Сущностью аналого-цифрового преобразования со сравнением входного сигнала с эталонным является формирование напряжений с уровнями, которые представляют собой эквиваленты цифрового кода. Эти уровни напряжения сравниваются с входным напряжением для определения эквивалентного цифрового кода.

На промежуточном преобразовании во временной интервал основаны преобразователи напряжения в частоту, АЦП с пилообразным напряжением, интегрирующие АЦП и их модификации. Аналого-цифровое преобразование с зарядом конденсатора основано на преобразовании в цифровой код периода времени, которое необходимо для заряда конденсатора до уровня входного аналогового сигнала.

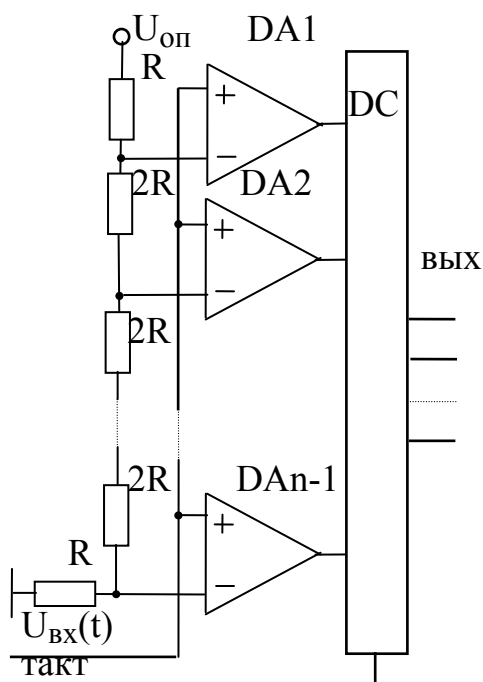


Рис. 71

По структуре построения АЦП делятся на два типа: с применением ЦАП и без них.

Рассмотрим основные разновидности АЦП.

Упрощенная схема АЦП параллельного преобразования приведена на рис. 71. В АЦП параллельного преобразования входное напряжение одновременно сравнивают с n опорными уровнями и определяют, между какими уровнями

ми оно находится. Результат получается за один шаг. Основными элементами N -разрядного АЦП являются 2^{N-1} компараторов напряжения. На один из двух дифференциальных входов каждого компаратора подается индивидуальное опорное напряжение. Такое опорное напряжение для каждого компаратора формируется внутренним резисторным делителем. Разность между опорными напряжениями двух ближайших компараторов равна $U_{оп} / 2^N$. На другие входы компараторов подается входной сигнал. По функционированию и структуре компараторы в АЦП параллельного преобразования аналогичны компараторам К597СА1 и К597СА2. В их входной каскад встроен триггер-защелка. На выходах компараторов устанавливаются уровни логического нуля и логической единицы, соответствующие сигналам на входах в момент прихода фронта тактового сигнала. Длительность импульса опроса лежит в пределах 0.1...1 нс.

После окончания импульса опроса с помощью триггера-защелки в каждом компараторе хранится мгновенное значение аналогового входного сигнала, представленное на выходах компараторов в виде 2^{N-1} -разрядного цифрового слова. Дешифратор представляет это слово в виде двоичного поразрядного кода и затем по команде дешифрированное слово записывается в выходной регистр. Поскольку каждая из 2^{N-1} градаций аналогового входного сигнала преобразуется в цифровой сигнал отдельным компаратором, время преобразования в таком АЦП определяется временем переключения компаратора и задержкой дешифратора и, следовательно, сравнительно невелико. Однако высокое быстродействие достигается ценой значительных аппаратурных затрат и большой потребляемой мощности. Например, для 8-разрядного параллельного АЦП К1107ПВ2 требуется 255 компараторов, а всего около $3 \cdot 10^4$ активных элементов и потребляемая мощность около 3 Вт.

Несколько худшим быстродействием обладают АЦП последовательного приближения. Здесь результат не может быть получен за один шаг, поскольку на каждом шаге определяется лишь один разряд двоичного числа. Поэтому мгновенное значение входного сигнала надо сначала запомнить в УВХ. При этом сначала устанавливают, превышает ли входное напряжение опорное напряжение старшего разряда. Если оно выше, то старший разряд получает значение логической единицы и из входного напряжения вычитается опорное. Остаток сравнивают с напряжением, соответствующим соседнему младшему разряду и т. д. Очевидно, что для получения результата необходимо столько шагов сравнения, сколько разрядов в числе.

Упрощенная структурная схема АЦП последовательного приближения дана на рис. 72. Получив команду на выполнение преобразования от генератора тактовых импульсов (Γ), регистр последовательного приближения (РПП) устанавливает логическую единицу в первом разряде запоминающего регистра (ЗР)

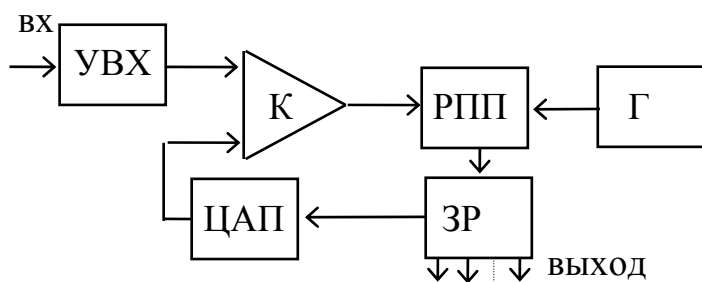


Рис. 72

каждого разряда искомой величины. Работа АЦП синхронизируется тактовым генератором. После N тактов сравнения $U_{\text{ВХ}}$ с $U_{\text{ЦАП}}$ на выходе запоминающего регистра и на входе ЦАП получается N -разрядный двоичный код, который является цифровым эквивалентом входного аналогового сигнала. Таким образом, время преобразования такого АЦП равно $N \cdot T_{\text{и}}$.

Особенность работы АЦП последовательного приближения состоит в том, что в каждом из N тактов должно отводиться примерно одинаковое время на завершение всех переходных процессов. Только в этом случае будет достигнута точность, соответствующая N разрядам. Наибольшее время, как правило, требуется на полное установление напряжения на входе компаратора K (выходе ЦАП). На базе этого метода могут быть построены АЦП с погрешностью до 0,005%.

Среди АЦП последовательного счета преобразователь со ступенчатым пилообразным напряжением (рис. 73) самый простой по структуре, но и самый медленный. Процесс преобразования начинается с записи содержимого двоичного счетчика в запоминающий регистр.

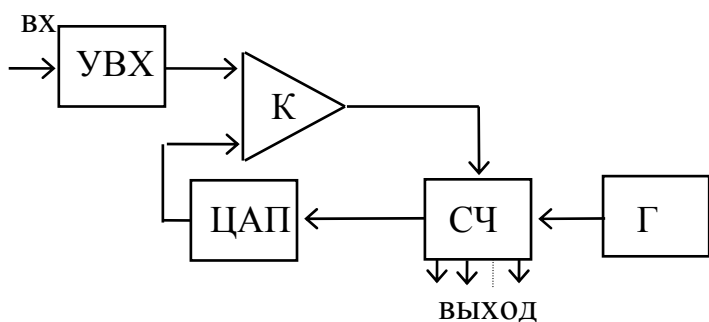


Рис. 73

счетчика управляет схемой ЦАП, вырабатывающей ступенчато нарастающее напряжение. В момент, когда выходное напряжение схемы ЦАП станет равным входному, компаратор (K) переключится и остановит счетчик, содержание которого будет соответствовать входному аналоговому сигналу. Время преобразования здесь наибольшее $T_{\text{пр}} = T_{\text{и}} \cdot 2^N$, где $T_{\text{и}}$ – период следования тактовых импульсов; N – число разрядов. Большая потребность в АЦП этого типа послужила причиной разработки специализированной микросхемы КР572ПВ1, представляющей собой ЦАП со схемой управления и логическим устройством. При подключении компаратора микросхема КР572ПВ1 может выполнять функции

и ЦАП. Если при этом $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ЦАП}}$, то компаратор напряжения (K) выдает в РПП команду оставить логическую единицу в первом разряде запоминающего регистра. В противном случае в ЗР записывается ноль. Затем подается логическая единица во второй разряд ЦАП и процесс повторяется для

каждого разряда искомой величины. Работа АЦП синхронизируется тактовым генератором. После N тактов сравнения $U_{\text{ВХ}}$ с $U_{\text{ЦАП}}$ на выходе запоминающего регистра и на входе ЦАП получается N -разрядный двоичный код, который является цифровым эквивалентом входного аналогового сигнала. Таким образом, время преобразования такого АЦП равно $N \cdot T_{\text{и}}$.

АЦП последовательного приближения с параллельным двоичным кодом на выходах. Наличие схем входной и выходной логики обеспечивает побайтовый вывод и ввод цифровой информации для согласования с 8-разрядной шиной данных микропроцессоров.

Двухтактный интегрирующий АЦП (АЦП с пилообразным напряжением) использует линейно нарастающее пилообразное напряжение для преобразования $U_{ВХ}$ во временной интервал. Такие АЦП, содержащие на входе интегратор, обеспечивают высокую точность преобразования при обработке аналоговых сигналов в присутствии высокочастотных помех с частотой $f_{п} \gg T_{и}$, где $T_{и}$ – период интегрирования.

АЦП с двухтактным интегрированием обеспечивают высокую точность, имеют сравнительно простую структуру и благодаря этому оказались приемлемыми для изготовления в виде полупроводниковых БИС. Их главным недостатком является большое время преобразования (1 ... 100 мс).

Упрощенная структурная схема АЦП с двухтактным интегрированием представлена на рис. 74.

Перед первым этапом преобразования интегратор с помощью аналогового ключа S2 “сбрасывают”, т. е. устанавливают в нуль его выходное напряжение $U_{и}$.

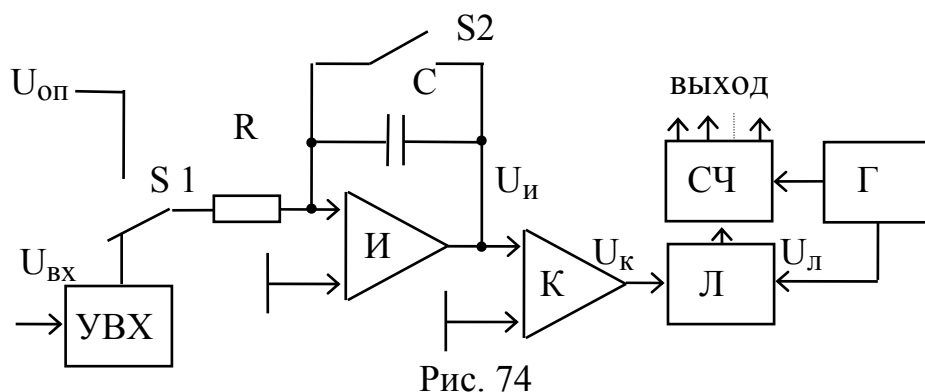


Рис. 74

Преобразование осуществляется в два этапа. Сначала ко входу интегратора И с помощью аналогового ключа S1 подключается преобразуемое входное напряжение. Если в течение

заданного времени интегрирования $T_{и}$ напряжения $U_{ВХ}$ его величина остается постоянной, то напряжение $U_{и}$ линейно уменьшается (при $U_{ВХ} > 0$) от нуля до некоторой величины, определяемой соотношением

$$U_{и}(t) = - (1 / \tau) \cdot \int_0^{T_{и}} U_{ВХ} dt = - U_{ВХ} \cdot N_{и} \cdot t_T / \tau$$

где $N_{и}$ - число тактовых импульсов, подсчитанных счетчиком времени интегрирования (СЧ),

t_T - период следования импульсов тактового генератора (Г).

Здесь длительность интервала $T_{и} = N_{и} \cdot t_T$ определяется числом тактовых импульсов $N_{и}$ с периодом t_T .

Временная диаграмма процесса интегрирования и подсчета тактовых импульсов показана на рис. 75.

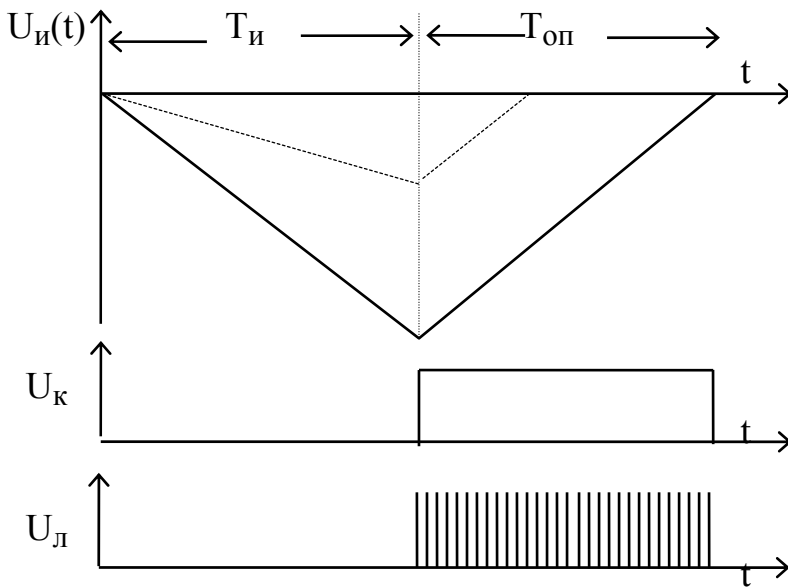


Рис. 75

Затем вместо аналогового сигнала ко входу интегратора подключается опорное напряжение $U_{оп}$. Полярность опорного напряжения должна быть противоположна полярности преобразуемого аналогового сигнала.

Состоянием аналогового ключа $S1$ управляет логическое устройство ($Л$). После подключения $U_{оп}$ ко входу интегратора напряжение $U_{и}$,

изменяясь линейно, стремится к нулю. По истечении времени $T_{оп}$ достигается напряжение $U_{и} = 0$, что фиксируется переключением выходного напряжения компаратора K , управляющего работой логического устройства. Время $T_{оп}$ прямо пропорционально среднему значению преобразуемого аналогового сигнала за период $T_{и}$. Аналогично длительность интервала $T_{оп} = N_{оп} \cdot t_t$ определяется числом тактовых импульсов $N_{оп}$. В общем виде описанное изменение выходного напряжения интегратора в течение времени $T_{оп}$ можно записать следующим образом:

$$T_{оп} = N_{оп} \cdot t_t = \tau \cdot |U_{и}(t)| / U_{оп}.$$

В результате получим

$$N_{оп} = N_{и} \cdot U_{вх} / U_{оп}.$$

Здесь $U_{вх}$ – среднее значение напряжения преобразуемого входного сигнала за время $T_{и}$. Зафиксированное счетчиком число $N_{и}$, преобразованное в требуемый код, является результатом преобразования аналогового входного напряжения. Из описания работы АЦП с двухтактным интегрированием следует, что главными источниками погрешности преобразования являются нестабильности опорного напряжения и периода тактовых импульсов за время преобразования. По сравнению с влиянием этих двух факторов неидеальностью параметров RC -цепи интегратора и ОУ обычно можно пренебречь. Время преобразования не постоянно, а определяется значением преобразуемого входного напряжения. На рис. 75 пунктиром показан ход процессов при меньшем значении входного сигнала.

Практические схемы БИС АЦП с двухтактным интегрированием содержат обычно дополнительные функциональные узлы: буферный повторитель на входе интегратора, узел автоматической балансировки напряжения смещения нуля,

узел автоматического переключения полярности опорного напряжения для преобразования двухполярного сигнала. В них обеспечивается автоматическая регулировка напряжения смещения нуля и возможность преобразования в десятичный код двухполярного сигнала. Этап регулировки предшествует каждому циклу преобразования.

Параметры АЦП делятся на точностные, динамические и эксплуатационные. По сравнению с ЦАП точность АЦП характеризуют еще два дополнительных параметра: погрешность квантования и апертурная погрешность. Погрешность квантования – погрешность, вызванная значением шага квантования, определяемая как 0.5 единицы МЗР. Апертурная погрешность – неопределенность между значением входного сигнала в момент выборки и значением фактически преобразуемой величины $U_{ВХ}$.

К новым по сравнению с ЦАП динамическим параметрам следует отнести частоту дискретизации, время выборки и апертурное время.

Частота дискретизации – максимальная частота выборок входного аналогового сигнала.

Время выборки – максимальное время, которое затрачивает АЦП (обычно УВХ на входе АЦП) на получение нового значения $U_{ВХ}$.

Апертурное время – время, в течение которого сохраняется неопределенность между значением выборки $U_{ВХ}$ и моментом времени, к которому она относится.

Эксплуатационные параметры АЦП аналогичны параметрам ЦАП, за исключением диапазонов изменения входных и выходных сигналов.

При проектировании АЦП необходимо разделять его погрешности на две составные части: погрешности, вносимые электронными узлами, и погрешность квантования. Погрешность квантования задается разрядностью используемых БИС ЦАП или АЦП, определяется правильностью выбора не только точностных, но и динамических параметров вспомогательных функциональных узлов (источника опорного напряжения, УВХ, компаратора и др.).

Погрешность квантования определяется вносимыми ошибками в воспроизведении сигнала. Эти ошибки могут быть представлены, как вносимый шум. Эффективная величина такого шума оценивается как часть напряжения младшего разряда - $U_{мл р}$:

$$U_{ш \text{ эфф}} = U_{мл р} / \sqrt{12}.$$

При преобразовании гармонических сигналов эффективное значение выходного напряжения для N - разрядного преобразователя

$$U_{с \text{ эфф}} = 2N \cdot U_{мл р} / (2 \cdot \sqrt{2}).$$

Отсюда отношение сигнал / шум

$$\sigma = 20 \cdot \lg(U_{с \text{ эфф}} / U_{ш \text{ эфф}}) = N \cdot 6 \text{ дБ} + 1.8 \text{ дБ}.$$

4.3. Приборы с зарядовой связью (ПЗС)

Приборы с зарядовой связью (приборы с переносом заряда) состоят из матрицы близко расположенных зарядовых элементов памяти в форме МОП-конденсаторов и коммутирующих элементов. При подаче синхронизирующего напряжения заряд перемещается от одного элемента матрицы к другому и т. д. По сути дела, ПЗС можно приближенно представить как последовательное соединение множества УВХ (рис. 76). Чтобы не происходила сквозная передача сигнала со входа на выход осуществляется раздельное тактирование соседних

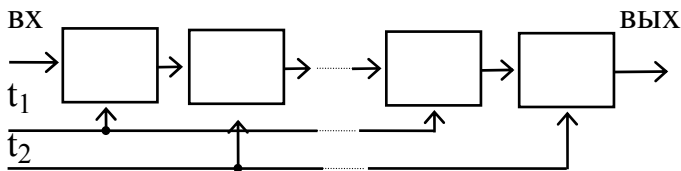


Рис. 76

ячеек, например, сдвинутыми во времени тактовыми импульсами t_1 и t_2 .

ПЗС, предназначенные для обработки сигналов, могут содержать свыше 1000 зарядовых элементов

памяти.

Приборы с зарядовой связью широко используются в самых различных системах обработки аналоговых сигналов. В большинстве случаев ПЗС выполняют функцию линии задержки аналоговых сигналов. Получаемые времена задержки лежат в диапазоне примерно от 25 мкс (512-каскадный прибор) до почти 100 мс. Время задержки можно очень точно регулировать за счет изменения частоты синхронизации. Прецизионное управление временем задержки - одно из основных преимуществ, отличающих ПЗС от ультразвуковых линий задержки.

В ультразвуковых линиях задержки аналоговый сигнал при помощи пьезоэлектрического преобразователя преобразуется в звуковую волну и пропускается через какую-либо подходящую среду, например через кварцевый стержень. Затем звуковая волна снова преобразуется в электрический сигнал вторым пьезоэлектрическим преобразователем. Причем в отличие от ПЗС результирующее время задержки здесь регулироваться не может.

ПЗС можно использовать в большинстве схем фильтрации аналоговых сигналов, гребенчатых, рекурсивных и трансверсальных фильтрах. Еще одна область применения ПЗС, связанная с фильтрацией, - корреляторы аналоговых сигналов. С помощью ПЗС получают разнообразные звуковые эффекты: реверберацию, эхо, вибрато, тремоло и эффект хора, осуществляют сжатие и растяжение полосы речевого сигнала и кодирование голоса.

Приборы с переносом заряда можно использовать в качестве аналоговой динамической памяти или сдвиговых регистров для обеспечения временного хранения аналогового сигнала. Это наиболее эффективно в быстродействующих системах звукозаписи и видеозаписи на магнитную ленту с временной коррекцией. В системах видеозаписи для временного хранения одной строки видеосигнала ПЗС используют для обеспечения компенсации "выпадения" видеосигнала. Если произошла частичная или полная потеря сигнала в пределах одной строки записанного на магнитную ленту телевизионного сигнала, то вместо нее

используют предыдущую строку, при этом результирующее влияние на телевизионное изображение почти незаметно.

Приборы с переносом заряда также можно использовать в качестве сдвиговых регистров (как типа последовательный вход/параллельный выход, так и параллельный вход/последовательный выход) для мультиплексирования, демультиплексирования и кодирования аналоговых сигналов.

Еще одной областью применения ПЗС являются ультразвуковые системы. При включении на пути сигнала линейки ПЗС времена задержки включения входных электрических сигналов для матрицы ультразвуковых преобразователей будут иметь различные значения, при этом ультразвуковые преобразователи становятся фазированной решеткой, у которой диаграмма направленности, направление и фокусировка излучения электрически управляются за счет изменения времен задержки ПЗС.

Одно из основных направлений применения ПЗС - создание фоточувствительных твердотельных приборов, заменяющих вакуумные электронные передающие трубки - линейные и двумерные датчики изображения (рис. 77). В линейных датчиках изображения фотоэлектроны, которые вырабатываются матрицей светочувствительных элементов небольшой площади, например, фотодиодов, переносятся на расположенную рядом матрицу ПЗС. Матрица ПЗС работает

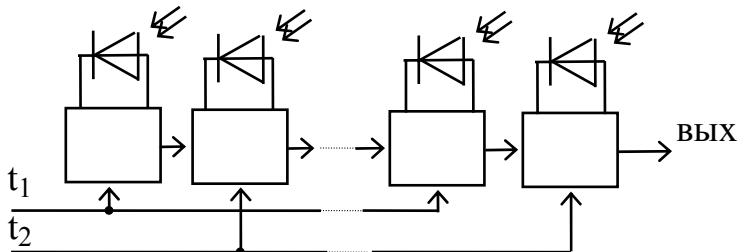


Рис. 77

как аналоговый сдвиговый регистр с параллельным входом и последовательным выходом. Пакеты фотоэлектронов после переноса в параллельном виде в ПЗС могут под управлением синхроимпульсов в последовательном виде выдаваться из матрицы ПЗС. Таким образом, в ячейках ПЗС производится запись световой информации в виде зарядов различной величины, затем заряды перемещаются поочередно на выход, где преобразуются в электрическое напряжение следующих поочередно импульсов, амплитуда которых пропорциональна освещенности. И выходной сигнал будет отображать не что иное, как представленное в последовательном виде изображение вдоль линейки светочувствительных элементов.

Двумерные датчики изображения работают точно так же. Параллельной матрицей светочувствительных элементов генерируются фотоэлектроны, которые переносятся в соседнюю матрицу ПЗС, выполняющую функцию сдвигового регистра с параллельным входом и последовательным выходом. Затем пакеты фотоэлектронов выдаются построчно из этой матрицы ПЗС при помощи другого сдвигового регистра с параллельным входом и последовательным выходом. На основе двумерных датчиков изображения с ПЗС построены современные компактные передающие телевизионные камеры.

4.4. Функциональные преобразователи сигналов.

Особое место среди преобразователей аналоговых величин в цифровые занимают преобразователи параметров пространственного движения в код. К этой категории АЦП относятся преобразователи временного интервала в код, фазы или частоты в код, перемещения в код. Перечисленные типы преобразователей широко используются в робототехнике, радиолокации, радионавигации, программно-управляемых станках и т. д.

К простейшим преобразователям цифровой информации в аналоговую иногда относят преобразователи частоты в напряжение.

В несложной схеме преобразователя (рис. 78) необходим всего один ОУ.

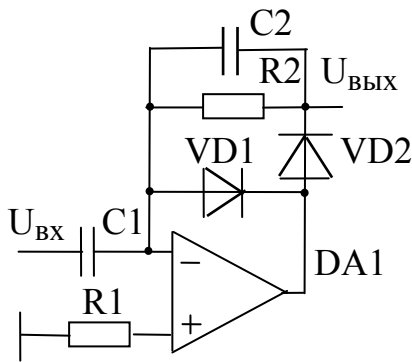


Рис. 78

При этом, однако, предполагается, что на вход преобразователя поступают нормированные по амплитуде и длительности периодические сигналы, у которых частота является единственным переменным параметром. Эта схема обеспечивает одновременное выполнение следующих операций: дифференцирование входного сигнала, выпрямление и выделение среднего значения выпрямленного сигнала. Входное напряжение в этом случае можно записать в виде

$$U_{\text{ВЫХ}} = \left| -R \cdot C \cdot \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt} \right| = R \cdot C \cdot \Delta U_{\text{ВХ}} / \Delta t,$$

где Δt - период входного сигнала. Поэтому

$$U_{\text{ВЫХ}} = R \cdot C \cdot \Delta U_{\text{ВХ}} \cdot f_{\text{ВХ}}.$$

Как видно из полученного выражения, точность преобразования пропорциональна амплитуде входных сигналов и не зависит от их формы. Поэтому для достижения удовлетворительных результатов от применения такой схемы достаточно нормировать входные сигналы только по амплитуде, например, с помощью ограничителя. В рассматриваемой схеме дифференцирование входного сигнала обеспечивается элементами R2 и C1 цепи обратной связи, которые в основном и определяют передаточную характеристику схемы. Диоды в цепи обратной связи ОУ позволяют выполнить выпрямление входного сигнала. Поскольку точность работы такого выпрямителя существенно зависит от скорости нарастания входного напряжения ОУ, целесообразно диапазон рабочих частот схемы выбирать из условия $f < v / (2 \cdot \pi \cdot \Delta U_{\text{ВЫХ}})$, где v - максимальная скорость нарастания $U_{\text{ВЫХ}}$ применяемого ОУ, $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ - диапазон изменения $U_{\text{ВЫХ}}$. Выделение среднего значения входного сигнала осуществляется благодаря включению в цепь обратной связи конденсатора C2. Емкость этого конденсатора зависит от допустимой величины выбросов $U_{\text{ВЫХ}}$ при низкой частоте входных сигналов и от максимального диапазона полосы пропускания схемы.

Преобразователи напряжение-частота являются простейшими АЦП. Современные схемы преобразователей на дискретных компонентах обеспечивают линейность преобразования от 0.1 до 0.001 %. В полупроводниковых БИС преобразователей достигнута линейность 0.01%. Точность преобразования существенно зависит от динамического диапазона входных сигналов. При широком диапазоне линейность преобразования максимальна. Очень просто построить АЦП на базе преобразователя напряжение-частота, подключив к его выходу цифровой счетчик. Счетчик работает от внешнего тактового генератора и считает импульсы, поступающие на его вход в период между выходными импульсами преобразователя напряжение-частота. Чем больше этот период, тем выше содержимое счетчика. Содержимое счетчика преобразуется на его выходе в двоичный код. И точность, и быстродействие такого АЦП можно увеличить, повысив частоту выходного сигнала тактового генератора. Обладая сравнительно низким быстродействием, прецизионные АЦП этого типа очень удобны для построения цифровых вольтметров.

Один из способов построения преобразователя напряжение-частота представлен на рис. 79. Входное напряжение $U_{ВХ}$ преобразуется в пропорциональную ему частоту выходных импульсов одинаковой длительности. Чтобы этого достичь, напряжение $U_{ВХ}$ сначала интегрируется. В исходном состоянии аналого-

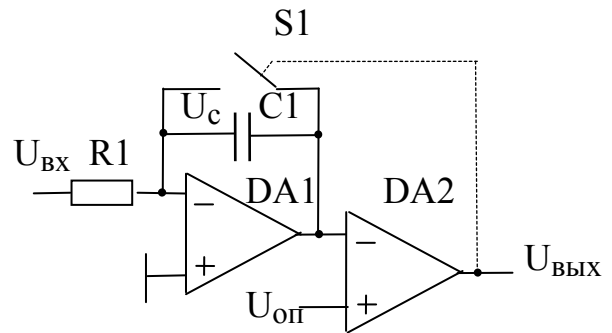


Рис. 79

вый ключ S1 замкнут, конденсатор C разряжен и напряжение на нем $U_c = 0$. При размыкании S1 с помощью компаратора DA2 конденсатор заряжается с постоянной скоростью. По истечении времени, когда $U_c = U_{оп}$, переключается выходное напряжение компаратора DA2 и конденсатор разряжается. Последний формирует короткий импульс, по фронту которого S1 замыкается, а напряжение U_c уменьшается до нуля. По срезу выходного импульса вновь размыкается

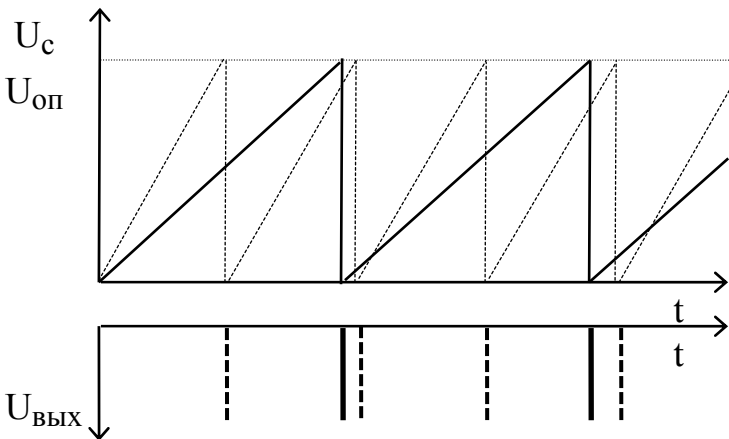


Рис. 80

S1 и описанный цикл работы повторяется. Чем больше $U_{ВХ}$, тем быстрее выходное напряжение интегратора достигает порога, определяемого напряжением $U_{оп}$ переброса компаратора DA2 и тем выше частота выходных импульсов компаратора. На рис. 80 показано изменение выходного напряжения на интеграторе U_c и импульсы на выходе ком-

паратора $U_{\text{ВЫХ}}$.

Большой класс функциональных преобразователей сигналов предназначен для превращения неэлектрических величин в электрические эквиваленты. Такие преобразователи предназначены для измерения температуры, давления, влажности, освещенности, ускорения, положения объектов и т. п. Все они сопрягаются с соответствующими датчиками и фактически являются усилителями и преобразователями сигналов, вырабатываемых датчиками. Например, для измерения температуры объекта контроля может быть использована схема с терморезистором и операционным усилителем (рис. 81), фиксирующим отклонение напряжения $U_{\text{ВХ}}$ с датчика от напряжения на инвертирующем входе. Аналогично строят преобразователи с использованием других датчиков, подключая их на вход операционного усилителя.

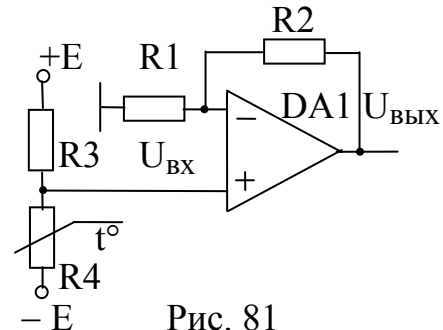


Рис. 81

Вопросы.

- 1) Что называют частотой дискретизации и какова она должна быть в соответствии с теоремой Котельникова В.А.?
- 2) С какой целью осуществляют перевод аналоговых сигналов в цифровую форму и наоборот?
- 3) Каков принцип работы компаратора и для чего он служит?
- 4) Приведите примеры применения компараторов.
- 5) Опишите принцип работы триггера Шмитта.
- 6) Какие процессы происходят при работе автогенерирующего мультивибратора?
- 7) Как формируется выходной сигнал в ждущем мультивибраторе?
- 8) Поясните принцип работы аналогового ключа.
- 9) Для чего служит схема выборки-хранения и как она работает?
- 10) Какие резистивные матрицы Вы знаете? Для чего они используются?
- 11) Как устроены схемы цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП)?
- 12) Какими параметрами оценивают свойства ЦАП?
- 13) На каких принципах основана работа АЦП?
- 14) Дайте сравнительные характеристики различных методов построения АЦП.
- 15) Каковы области применения ПЗС?
- 16) Поясните принцип работы ПЗС.
- 17) Какие функциональные преобразователи Вы знаете?
- 18) Опишите принципы работы преобразователей напряжение-частота и частота-напряжение.

5. ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

5. 1. Понятие об устройстве электропитания радиоаппаратуры

Широкое и разнообразное использование электрической энергии объясняется тем, что она достаточно просто получается, передается на большие расстояния и преобразуется. Работа радиоаппаратуры невозможна без источников электропитания. Для ее нормального функционирования необходим постоянный ток с одним или несколькими напряжениями, получаемый от источников вторичного электропитания, изучаемых в настоящем курсе.

Основным (первичным) источником электрической энергии для наземной аппаратуры служат энергосистемы, вырабатывающие энергию переменного тока промышленной частоты (220 или 380 В, 50 Гц). Снабжение энергией бортовой аппаратуры обычно осуществляется от автоматизированных автономных установок гарантированного питания, создаваемых на базе электромашинных или полупроводниковых преобразователей. Частота бортовой сети переменного тока самолета 400 Гц при напряжении 115 В. Напряжение бортовой сети постоянного тока 27 В.

Совокупность функционально связанных источников питания, устройств управления, коммуникации, распределения, защиты, контроля и сигнализации, предназначенных для подключения к системам или источникам электроснабжения и обеспечивающих по заданной программе электропитанием цепи радиоаппаратуры, называется системой вторичного электропитания этой аппаратуры. Источники вторичного электропитания осуществляют преобразование энергии наземной или бортовой сети в необходимые напряжения и токи.

Источники вторичного электропитания являются основой всех средств и систем электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Структурную схему большинства источников вторичного электропитания без вспомогательных цепей можно представить в виде, показанном на рис. 82.



Рис. 82.

Инвертор применяется для преобразования постоянного тока в переменный. Трансформатор служит для получения требуемых переменных напряжений из напряжения первичного источника. Выпрямитель осуществляет преобразование переменного тока в постоянный. Остатки переменной составляющей до допустимых значений ослабляют сглаживающим фильтром. Для поддержания стабильного напряжения или тока применяют соответствующий стабилизатор.

В зависимости от конкретной задачи, решаемой устройством вторичного электропитания, часть устройств, показанных на структурной схеме, может отсутствовать.

Источники вторичного электропитания классифицируются по основным признакам.

По виду входной электроэнергии различают источники: работающие от сети переменного или постоянного напряжения.

По виду выходной электроэнергии: выход постоянного, переменного тока, комбинированные.

По выходной мощности: микромощные (с выходной мощностью до 1 Вт), малой мощности (от 1 до 10 Вт), средней мощности (от 10 до 100 Вт), повышенной мощности (от 0.1 до 1 кВт), большой мощности (свыше 1 кВт);

По степени постоянства выходного напряжения: нестабилизирующие, стабилизирующие;

По допустимому отклонению номинального напряжения: низкой точности (свыше 5%), средней (от 1 до 5%), высокой (от 0.1 до 1%), прецизионные.

Кроме указанных, есть и другие признаки, по которым классифицируются источники вторичного электропитания: по номинальному значению выходного напряжения, по пульсации, числу выходов питающих напряжений и др.

Источники электропитания радиоустройств должны обеспечивать:

- заданный род тока (постоянный, переменный) со стабильными значениями напряжения и тока (в некоторых случаях предусматривается возможность регулировки тока или напряжения в заданных пределах),

- нормальное функционирование питаемого устройства, без нарушения режимов работы всего комплекса подключенных приборов,

- надежность действия и длительный срок службы при минимальных весе и габаритах без заметного ухудшения эксплуатационных свойств.

Основные параметры источников электропитания радиоустройств:

- входные и выходные данные, характеризующие свойства источника питания по отношению к первичному источнику (энергосистеме) и нагрузке. Это: напряжения, токи мощности, частота, внутреннее сопротивление;

- пульсации напряжения и тока в питаемом устройстве – нагрузке (рис. 83), проявляющиеся в виде периодического изменения величины напряжения и тока. Они не должны превышать допустимых значений при нормальном режиме работы радиоустройства. Численно пульсации оценивают коэффициентами пульсаций напряжения K_{Π} и тока $K_{\Pi T}$

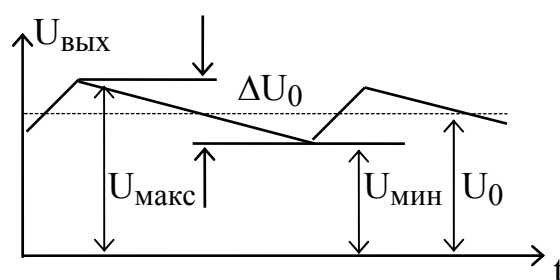


Рис. 83

$$K_{\Pi} = (U_{\text{макс}} - U_{\text{мин}}) / (U_{\text{макс}} + U_{\text{мин}}) = 0.5 \cdot \Delta U_0 / U_0,$$

$$K_{\Pi T} = (I_{\text{макс}} - I_{\text{мин}}) / (I_{\text{макс}} + I_{\text{мин}}) = 0.5 \cdot \Delta I_0 / I_0,$$

где U_0 и I_0 - средние значения (постоянные составляющие) напряжения и тока. При активном характере нагрузки коэффициенты пульсации по напряжению и току численно равны

$$K_{\Pi} = U_{\Pi} / U_0 \text{ и } K_{\Pi T} = I_{\Pi} / I_0,$$

где U_{Π} и I_{Π} - амплитуды переменных составляющих напряжения и тока;

- частота пульсаций напряжения или тока. Чем выше частота пульсаций, тем легче осуществить сглаживание тока в нагрузке. Частота пульсаций в общем случае не совпадает с частотой переменного тока в первичном источнике и зависит от схемы устройства электропитания;

- стабильность выходных напряжений. Она оценивается однозначным изменением напряжения или тока по сравнению с заданным значением за определенный промежуток времени;

- эксплуатационные свойства (температура, влажность, давление);

- эффективность системы защиты от повреждений.

Одной из важнейших частей источника вторичного электропитания радиоустройств является трансформатор.

5.1. Трансформаторы

Трансформаторы нашли широкое применение в различных отраслях радиоэлектроники и являются необходимой составной частью вторичных источников питания. В частности, они входят в состав выпрямительных устройств, преобразователей постоянного тока (инверторов и конверторов), преобразователей числа фаз переменного тока, стабилизаторов и регуляторов переменных напряжений и т. д.

Под трансформатором, в соответствии с ГОСТ 16110–70, понимают статическое устройство, имеющее две или большее число индуктивно связанных обмоток и предназначенное для преобразования посредством электромагнитной индукции одной или нескольких систем переменного тока в одну или несколько других систем переменного тока.

В соответствии с направлением движения энергии в таких трансформаторах обмотки, получающие энергию, называются первичными, а обмотки, отдающие энергию, - вторичными.

Трансформаторы принято характеризовать так называемыми номинальными данными, под которыми подразумеваются указанные изготовителем трансформатора величины частоты, напряжений, токов и полных мощностей обмоток трансформатора, соответствующие условиям эксплуатации, для которых трансформатор предназначен и на которые рассчитан. Номинальные данные часто называют также номинальными параметрами или номинальными величинами.

Из числа нормальных (неаварийных) режимов работы трансформатора особо выделяют два: номинальный режим и режим холостого хода. Под номинальным режимом понимают работу трансформатора при номинальных величинах частоты, напряжений, вторичного тока и номинальных условиях места установки и окружающей среды.

Режимом холостого хода, или холостым ходом, называют режим, имеющий место при разомкнутом состоянии всех обмоток трансформатора, кроме одной, питаемой от источника переменного напряжения.

Трансформаторы, предназначенные для повышения или для понижения переменного напряжения, называют соответственно повышающими или понижающими; их характеризуют коэффициентом трансформации, под которым понимают отношение витков обмоток или напряжений при холостом ходе трансформатора, питаемого синусоидальным напряжением номинальной частоты.

При проектировании источников питания предъявляются достаточно жесткие требования к степени постоянства напряжения на их выходе. Поэтому степень постоянства вторичного напряжения трансформатора имеет существенное значение.

Определим изменение вторичного напряжения трансформатора, обусловленное увеличением его вторичного тока от нуля до полной нагрузки. При этом будем полагать, что первичное напряжение синусоидально, его амплитуда и

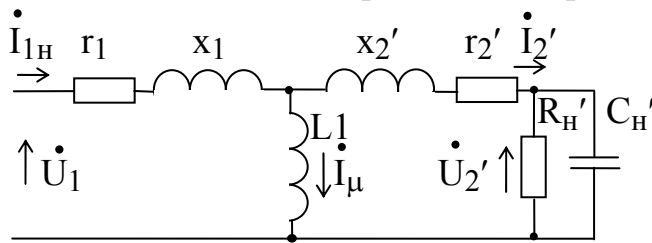


Рис. 84

частота постоянны и имеют номинальные величины, нагрузка линейна и что угол сдвига фаз вторичного напряжения и вторичного тока при изменениях этого тока остается неизменным ($\varphi_2 = \text{const}$).

Для определения приведенной величины напряжения холостого хода U_{2x}' и величины напряжения при полной нагрузке U_2' воспользуемся схемой замещения [1] с. 45, для которой (рис. 84) по законам Кирхгофа получим (при неизменном направлении тока I_2'):

$$\dot{U}_{2x}' = \dot{U}_1 - (r_1 + j \cdot x_1) \cdot \dot{I}_\mu,$$

$$\dot{I}_{1H} = \dot{I}_\mu + \dot{I}_{2H}',$$

$$\dot{U}_1 = (r_1 + j \cdot x_1) \cdot \dot{I}_{1H} + (r_2' + j \cdot x_2') \cdot \dot{I}_{2H}' + \dot{U}_2'.$$

Отсюда

$$\dot{U}_{2x}' = (r_1 + j \cdot x_1 + r_2' + j \cdot x_2') \cdot \dot{I}_{2H}' + \dot{U}_2'.$$

$$\text{Обозначим } r_1 + r_2' = r; \quad x_1 + x_2' = x; \quad r + j \cdot x = z,$$

$$\text{Тогда } \dot{U}_{2x}' = z \cdot \dot{I}_{2H}' + \dot{U}_2'.$$

Совместив вектор U_2' с осью вещественных величин, найдем:

$$\dot{U}_2' = U_2'; \quad \dot{I}_{2H}' = I_{2H}' \cdot [\cos(\varphi_2) - j \cdot \sin(\varphi_2)],$$

где $\varphi_2 > 0$ при активно-индуктивной и чисто индуктивной нагрузке и

$\varphi_2 < 0$ при активно-емкостной и чисто емкостной нагрузке. Тогда

$$\dot{U}_{2x}' = z \cdot \dot{I}_{2H}' \cdot [\cos(\varphi_2) - j \cdot \sin(\varphi_2)] + \dot{U}_2' =$$

$$= [r \cdot \cos(\varphi_2) + x \cdot \sin(\varphi_2)] \cdot I_{2H}' - j \cdot [r \cdot \sin(\varphi_2) - x \cdot \cos(\varphi_2)] \cdot I_{2H}' + \dot{U}_2'.$$

Найдем напряжение U_{2x}' как модуль комплексного числа \dot{U}_{2x}' :

$$U_{2x}' = \sqrt{[(r \cdot \cos(\varphi_2) + x \cdot \sin(\varphi_2)) \cdot I_{2H}' + U_2']^2 + [(r \cdot \sin(\varphi_2) - x \cdot \cos(\varphi_2)) \cdot I_{2H}']^2}.$$

Пренебрежем малым вторым членом подкоренного выражения, тогда

$$U_{2x}' \approx (r \cdot \cos(\varphi_2) + x \cdot \sin(\varphi_2)) \cdot I_{2H}' + U_2'.$$

Отсюда изменение пересчитанного в первичную обмотку вторичного напряжения выразится формулой

$$U_{2x}' - U_2' = (r \cdot \cos(\varphi_2) + x \cdot \sin(\varphi_2)) \cdot I_{2H}'.$$

Обычно изменение напряжения выражают в процентах напряжения холостого хода

$$\varepsilon = [(r \cdot \cos(\varphi_2) + x \cdot \sin(\varphi_2)) / U_{2x}'] \cdot I_{2H}' \cdot 100\%.$$

При постоянной величине первичного напряжения величина U_{2x}' также постоянна и величина ε пропорциональна току I_{2H}' . При чисто активной нагрузке ε тем больше, чем больше сопротивление r , а при активно-индуктивной нагрузке - тем больше, чем больше сопротивления r и x (при $\varphi_2 = \text{const.}$). Это обстоятельство следует учитывать при выборе трансформатора для питания той или иной конкретной нагрузки.

Исследуем зависимость ε от постоянного угла φ_2 при $I_{2H}' = \text{const}$ и $U_{2x}' = \text{const}$. При этом будем иметь в виду, что теоретически возможные значения угла φ_2 лежат в пределах от $-0.5 \cdot \pi$ (чисто емкостная нагрузка) до $+0.5 \cdot \pi$ (чисто индуктивная нагрузка). Величину угла φ_2 , при которой ε обращается в нуль, и φ_2 , при которой обращается в нуль производная $\partial\varepsilon/\partial\varphi_2$, найдем, решая уравнения

$$\varepsilon = 0 \quad \text{и} \quad \partial\varepsilon/\partial\varphi_2 = (x \cdot \cos(\varphi_2) - r \cdot \sin(\varphi_2)) \cdot I_{2H}' / U_{2x}' = 0.$$

Отсюда

$$\text{ctg}(\varphi_2) \Big|_{\varepsilon=0} = -x/r \quad \text{и} \quad \text{tg}(\varphi_2) \Big|_{\varepsilon_{\text{макс}}} = x/r.$$

Так как $|\varphi_2| \leq \pi/2$, то $\varphi_2 \Big|_{\varepsilon=0} < 0$ и $|\varphi_2 \Big|_{\varepsilon=0}| = 0.5 \cdot \pi - \varphi_2 \Big|_{\varepsilon_{\text{макс}}}$.

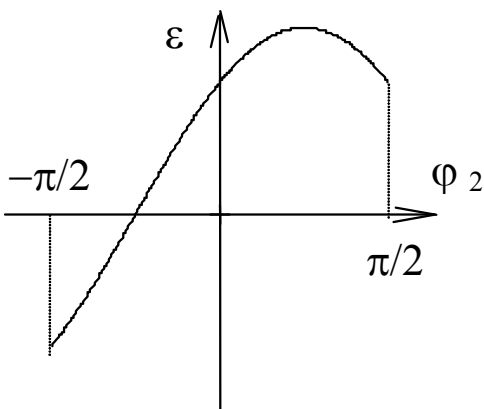


Рис. 85

Учитывая знак второй производной, график зависимости изменения выходного напряжения трансформатора от характера его нагрузки можно представить в виде, показанном на рис. 85.

Зависимость напряжения U_2' от тока I_{2H}' (при $U_1 = \text{const}$ и $\varphi_2 = \text{const}$) можно получить из уравнения для U_{2x}' :

$$U_2' = U_{2x}' - (r \cdot \cos(\varphi_2) + x \cdot \sin(\varphi_2)) \cdot I_{2H}'.$$

Так как величины U_{2x}' , r и x постоянны, то полученное уравнение определяет прямую, угловой коэффициент которой пропорционален I_{2H}' . Но неприведенные величины пропорциональны приведенным, поэтому график $U_2 = f(I_2)$ тоже представляет собой прямую, угловой коэффициент кото-

рой пропорционален I_{2H} , а начальная ордината равна U_{2X} . Принимая во внимание сказанное ранее о зависимости ε от угла φ_2 , приходим к выводу, что при $\varphi_2 > \varphi_2|_{\varepsilon=0}$, т. е. при индуктивной реакции нагрузки, U_2 убывает с увеличением I_{2H} , а при $\varphi_2 < \varphi_2|_{\varepsilon=0}$ (емкостная реакция) - возрастает с увеличением I_{2H} (рис. 86). Данное свойство трансформатора позволяет, хотя бы частично, скомпенсировать потери в отдельных узлах источника питания. Именно по этой причине рекомендуется включать на выходе выпрямителя первым емкостное звено сглаживающего фильтра.

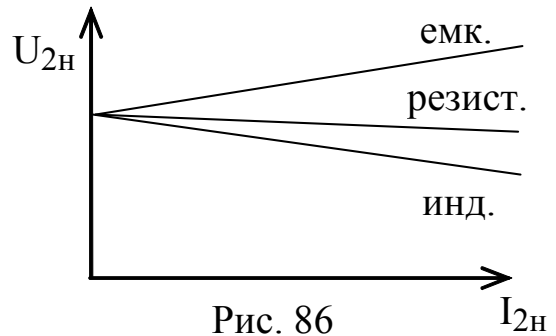


Рис. 86

5.2. Выпрямительные устройства

Выпрямительным устройством (выпрямителем) называют электротехническую систему, предназначенную для преобразования переменного тока в постоянный. Различают неуправляемые и управляемые выпрямители.

Выпрямитель называют неуправляемым, если в процессе его работы не регулируется выходное напряжение и оно определяется соотношением

$$U_0 = K \cdot U_2,$$

где U_0 - напряжение постоянного тока на выходе выпрямителя, U_2 - напряжение переменного тока на входе выпрямителя, K - постоянный коэффициент, зависящий от схемы выпрямителя.

В управляемых выпрямителях напряжение постоянного тока на нагрузке можно изменять, воздействуя на режим работы выпрямителя (K изменяется).

Преобразование переменного тока в постоянный осуществляется с помощью вентиля.

Электрическим вентилем называют функциональный элемент, обладающий свойством односторонней проводимости. Чаще всего в качестве электрических вентилях используются полупроводниковые диоды.

Выпрямители бывают однофазными и многофазными. При определении числа фаз выпрямления m исходят из числа фазных обмоток вторичной цепи силового трансформатора p и числа импульсов тока, протекающих через фазную обмотку (тактов) за период выпрямленного тока q . Таким образом

$$m = p \cdot q.$$

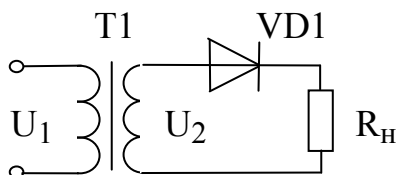


Рис. 87

Простейшей схемой нерегулируемого выпрямителя является однотактная однофазная (однополупериодная). Рассмотрим работу однофазной однотактной схемы выпрямления с активной нагрузкой (рис. 87).

Графики входного и выходного напряжения, а также тока через вентиль (диод VD1) при резистивной (сплошная линия) и резистивно-емкостной нагрузке (пунктир) показаны на рис. 88.

Ток в цепи нагрузки, включенной последовательно с вентилем, протекает только в моменты, когда к нему приложено прямое напряжение (полупериод). В течение следующего полупериода вентиль закрыт. Поэтому ток через нагрузку протекает только в одном направлении и имеет пульсирующий характер. Для сглаживания пульсаций применяют фильтры, чаще всего с емкостной реакцией.

Определим качественные показатели схемы при работе ее на резистивную нагрузку, пренебрегая падением напряжения на диоде.

Среднее за период выпрямленное напряжение (постоянная составляющая)

$$U_H = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} u_2(t) \cdot dt = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \cdot \cos(\omega t) \cdot d\omega t = U_{2m} / \pi = (\sqrt{2} / \pi) \cdot U_2.$$

где U_{2m} и U_2 - максимальное и среднее значения напряжения на входе выпрямителя. Отсюда $U_2 = U_H / 0.45$ и обратное напряжение на диоде

$$U_{обр} = U_{2m} = \pi \cdot U_H = 3.14 \cdot U_H.$$

Ток во вторичной обмотке трансформатора

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} I_{2m}^2 \cdot \cos^2(\omega t) \cdot d\omega t} = I_{2m} / 2 = U_{2m} / R_H = \pi \cdot U_H / (2 \cdot I_H) = \pi \cdot I_H / 2.$$

Мощность, получаемая вторичной обмоткой,

$$P_2 = I_2 \cdot U_2 = \frac{\pi \cdot I_H}{2} \cdot \frac{U_H}{0.45} = 3.49 \cdot I_H \cdot U_H = 3.49 \cdot P_H.$$

Аналогично для первичной обмотки при коэффициенте трансформации n

$$P_1 = I_1 \cdot U_1 = \frac{1.21}{n} \cdot I_H \cdot \frac{n}{0.45} \cdot U_H = 2.7 P_H.$$

Тогда габаритная мощность (полусумма мощностей во всех обмотках) P_Γ и коэффициент использования трансформатора K_Π

$$P_\Gamma = 0.5 \cdot (P_1 + P_2) = 3.1 P_H, \quad K_\Pi = P_H / P_\Gamma = 0.32.$$

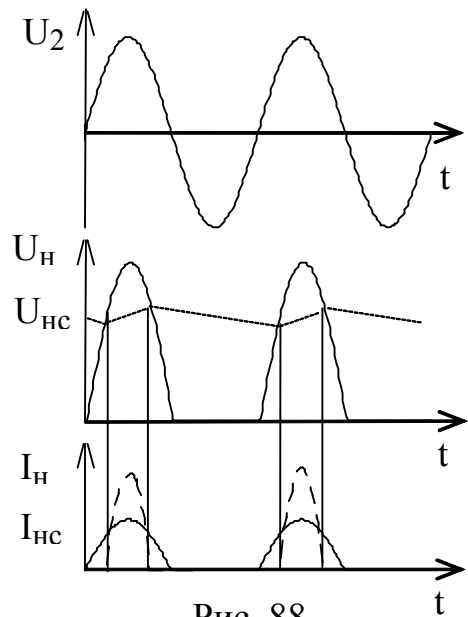


Рис. 88

Среднее значение мощности в нагрузке (как постоянной составляющей, так и переменной)

$$P_{H \text{ ср}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} I_{2m} \cdot U_{2m} \cdot \cos^2(\omega t) \cdot d\omega t = I_{2m} \cdot U_{2m} / 4 = \pi \cdot U_H \cdot \pi \cdot I_H / 4 = \pi^2 \cdot P_H / 4.$$

Коэффициент преобразования мощности

$$K_{ПМ} = P_H / P_{H \text{ ср}} = 4 / \pi^2 = 0.41.$$

Для определения коэффициента пульсаций выпрямленного напряжения по первой гармонике находим ее амплитуду

$$U_{m1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} U_{2m} \cdot \cos^2 \omega t \cdot d\omega t = U_{2m} / 2 = \pi \cdot U_H / 2 = 1.57 \cdot U_H.$$

Коэффициент пульсаций по первой гармонике с амплитудой U_{m1}

$$K_{П1} = U_{m1} / U_H = 1.57.$$

Однотактная однофазная схема выпрямления проста, однако имеет невысокие эксплуатационные показатели и применяется в источниках питания малой мощности. Использование односторонней проводимости диода VD1 в течение одного полупериода входного напряжения ведет к подмагничиванию трансформатора, снижает КПД однотактной однофазной схемы и не позволяет повысить частоту пульсаций выпрямленного напряжения, что затрудняет его последующую фильтрацию.

Этих недостатков лишена однотактная двухфазная (двухполупериодная)

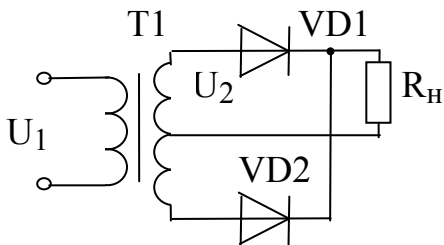


Рис. 89

схема выпрямления, которая собрана на диодах VD1 и VD2 (рис. 89).

Диаграммы входного и выходного напряжения, а также тока через вентили

(диоды VD1, VD2) при резистивной (сплошная линия) и резистивно-емкостной нагрузке (пунктир) показаны на рис. 90. В этой схеме вследствие противофазности полувольт, поступающих на вентили, они работают поочередно, и выходное напряжение является результатом сложения этих полувольт.

Среднее за период выпрямленное напряжение

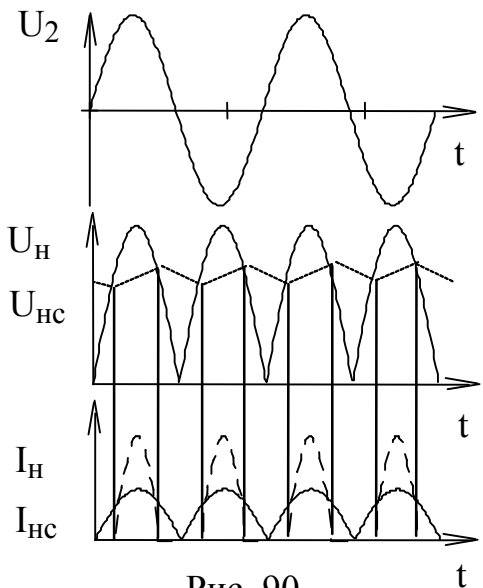


Рис. 90

$$U_H = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} u_2(t) \cdot dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} U_{2m} \cdot \cos(\omega t) \cdot d\omega t = 2 \cdot U_{2m} / \pi = (2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 / \pi).$$

Максимальное значение обратного напряжения

$$U_{обр} = 2 \cdot U_{2m} = \pi \cdot U_H = 3.14 \cdot U_H.$$

Коэффициент пульсаций по первой гармонике

$$K_{\pi 1} = U_{m1} / U_H = 2 / 3 = 0.667.$$

В однофазной двухфазной схеме выпрямления в течение каждого периода напряжения через фазные обмотки протекают два импульса прямого тока вентилей, которые сдвинуты по фазе на 180° , т. е. проходят по обмоткам в противоположных направлениях. Поэтому основным преимуществом схемы является отсутствие подмагничивания трансформатора. Малое число вентилей и удвоенные частоты пульсаций также выгодно отличают схему.

Расчет коэффициента использования трансформатора $K_{\text{И}}$ и коэффициента преобразования мощности $K_{\text{ПМ}}$ дает следующие значения:

$$K_{\text{И}} = P_H / P_T = 0.673, \quad K_{\text{ПМ}} = P_H / P_{H \text{ ср}} = 8 / \pi^2 = 0.82.$$

Однофазная двухфазная схема выпрямления применяется в источниках питания малой и средней мощности. Недостаточно эффективное использование трансформатора по мощности и значительные пульсации ограничивают ее области применения.

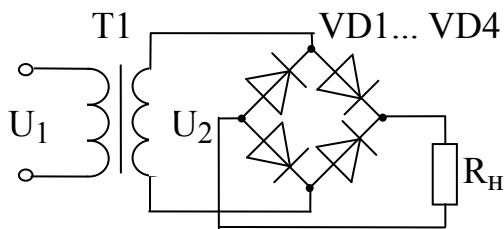


Рис. 91

Более эффективное использование трансформатора достигается в двухфазной однофазной (мостовой) схеме (рис. 91). Вентили в ней работают поочередно попарно. Сердечник трансформатора здесь также не подмагничивается, а временные диаграммы напряжений и токов в схеме аналогичны приведенным на рис. 90. Для этой схемы

$$U_{обр} / U_H = \pi / 2, \quad K_{\text{И}} = 0.814, \quad K_{\text{ПМ}} = 0.82, \quad K_{\pi 1} = 0.667.$$

Мостовая схема выпрямления имеет вдвое меньшее число витков, не требуя выполнения отвода от средней точки вторичной обмотки трансформатора, может работать вообще без трансформатора, если напряжение сети переменного тока обеспечивает получение требуемого значения U_H . Она применяется в источниках питания средней и повышенной мощности. Единственным недостатком схемы является большое число вентилей (в два раза больше, чем в однофазной двухфазной). Однако обратное напряжение на вентильях в два раза меньше.

Более высокими эксплуатационными показателями обладают трехфазные схемы выпрямления, питающиеся от трехфазных сетей первичного напряжения.

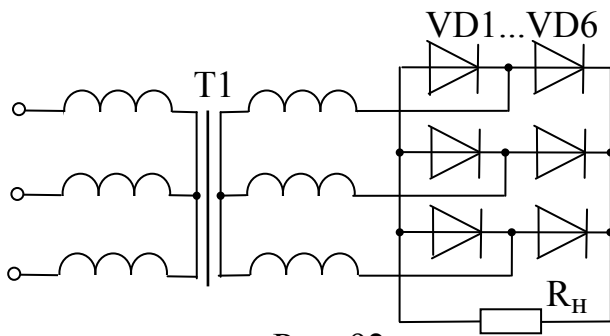


Рис. 92

На рис. 92 показана схема двухтактного трехфазного выпрямителя, а на рис. 93 изображены временные диаграммы напряжений, протекающих на выходе трансформатора U_2 , фазные напряжения вентилей $U_{нф}$ и напряжение U_H на выходе схемы.

В этой схеме среднее значение выпрямленного напряжения определяется соотношением $U_H = 2.37 \cdot U_2$.

Максимальная величина обратного напряжения $U_{обр} = 1.05 \cdot U_H$.

Коэффициент пульсаций по первой гармонике $K_{п1} = 0.057$.

Коэффициент использования трансформатора $K_{и}$ и коэффициент преобразования мощности $K_{пм}$:

$$K_{и} = 0.96, \quad K_{пм} = 0.998.$$

Двухтактная трехфазная схема находит самое широкое применение в источниках питания повышенной и большой мощности. По всем показателям она существенно превосходит все схемы, рассмотренные выше.

В схемах регулируемых выпрямителей в качестве вентилей обычно используют тиристоры. Изменение выходного напряжения в них обеспечивается за счет управления моментами отпирания и запираания тиристоров. Изменяя схемой управления задержку появления отпирающего напряжения на управляющих электродах тиристоров, можно регулировать среднее значение напряжения в цепи нагрузки.

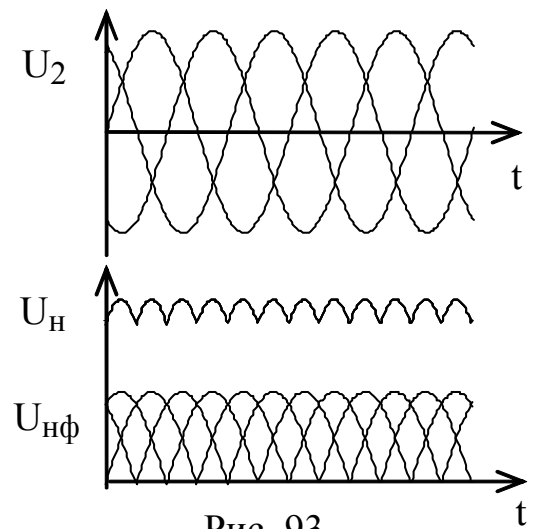


Рис. 93

5.3. Сглаживание выпрямленного напряжения.

При работе выпрямителей наряду с постоянной составляющей на выходе присутствует переменное напряжение с частотой, кратной частоте питающей сети переменного тока. Сглаживающие фильтры предназначены для уменьшения переменной составляющей на выходе выпрямителя до величины, при которой обеспечивается нормальная работа питаемого устройства.

Принцип работы сглаживающих фильтров основан на использовании элементов, имеющих различную проводимость для постоянного и переменного тока. Это могут быть реактивные элементы и усилительные приборы. Последние в составе сглаживающих фильтров применяются редко.

Эффект сглаживания получается путем подавления переменной составляющей с помощью последовательного сопротивления большой величины (например, у индуктивности), либо путем ее шунтирования сопротивлением очень малой величины (например, у емкости).

По своему составу сглаживающие фильтры делятся на однозвенные и многозвенные. Многозвенный фильтр получается за счет последовательного включения однозвенных фильтров.

Сглаживающие фильтры, в состав которых входят только реактивные элементы типа L и C и резисторы, называются пассивными. Если же кроме реактивных элементов сглаживающие фильтры имеют еще и усилительные элементы (например, транзисторы), то они носят название активных (или транзисторных).

Показателем качества сглаживающих фильтров служит коэффициент сглаживания пульсаций $K_{СП}$, равный отношению коэффициентов пульсаций на входе $K_{П\text{ вх}}$ и выходе $K_{Н}$ фильтра: $K_{СП} = K_{П\text{ вх}} / K_{Н}$.

Коэффициент сглаживания пульсаций определяется произведением коэффициента фильтрации $K_{Ф}$ и коэффициента передачи K фильтра.

$$K_{СП} = K \cdot K_{Ф}; \quad K_{Ф} = U_{m1\text{ вх}} / U_{m1\text{ н}}; \quad K = U_{Н} / U_{ВХ},$$

где $U_{m1\text{ вх}}$ и $U_{m1\text{ н}}$ - амплитуды первых гармоник выпрямленного напряжения на входе и выходе фильтра. При хорошем качестве фильтра $K \approx 1$ и тогда $K_{СП} \approx K_{Ф}$.

Рассмотрим пассивные фильтры.

На рис. 94 показаны схемы звеньев индуктивного, емкостного и Г-образных LC- и RC-фильтров соответственно.

Для L-фильтра, включенного на выходе m-фазного выпрямителя, выполняется условие $m \cdot \omega \cdot L > R_{Н}$ и величины переменных составляющих на входе и

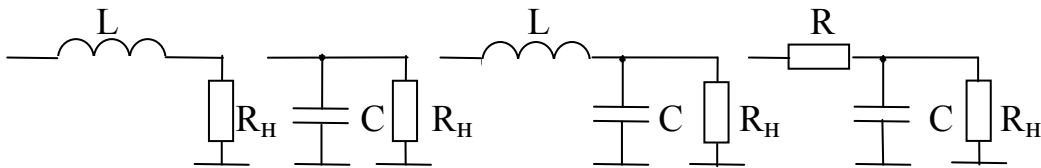


Рис. 94

выходе фильтра могут быть найдены из соотношений

$$U_{m1\text{ вх}} = I_{m1} \cdot \sqrt{R_{Н}^2 + X_L^2}; \quad U_{m1\text{ н}} = I_{m1} \cdot R_{Н},$$

что при $m \cdot \omega \cdot L \gg R_{Н}$ дает $K_{Ф} = m \cdot \omega \cdot L / R_{Н}$.

Индуктивные сглаживающие фильтры целесообразно применять в устройствах с большими токами нагрузки, так как величина требуемой индуктивности уменьшается с понижением сопротивления нагрузки.

Для Г-образного LC-фильтра при $R_{Н} \gg 1 / (m \cdot \omega \cdot C)$ и $R_{Н} \gg R_L$

$$K_{Ф} = I_{m1} \cdot (X_L + X_C) / (I_{m1} \cdot X_C) = [m \cdot \omega \cdot L + 1 / (m \cdot \omega \cdot C)] / [1 / (m \cdot \omega \cdot C)] = (m \cdot \omega)^2 \cdot L \cdot C + 1.$$

Если ток нагрузки невелик (менее 10 ... 50 мА), то катушку индуктивности можно заменить резистором. Аналогичный расчет для Г-образного RC-фильтра дает следующее соотношение: $K_{\Phi} = m \cdot \omega \cdot R \cdot C$.

Из полученных выражений видно, что коэффициенты фильтрации у Г-образных фильтров не зависят от тока в нагрузке. Это является их несомненным преимуществом.

Для емкостного фильтра при $R_H \gg 1 / (m \cdot \omega \cdot C)$ можно найти изменение напряжения за период пульсаций T/m и коэффициент пульсаций

$$U_{m1H} = \frac{1}{2 \cdot C} \cdot \int_0^{T/m} I_H dt = \frac{I_H \cdot T}{2 \cdot m \cdot C} = \frac{U_H}{2 \cdot m \cdot C \cdot f \cdot R_H}; \quad K_{\Pi} = \frac{U_{m1H}}{U_H} = \frac{1}{2 \cdot m \cdot C \cdot f \cdot R_H}.$$

Пользуясь полученными соотношениями можно рассчитать величины элементов фильтра.

5.5. Стабилизация выпрямленного напряжения и тока.

Качество функционирования аппаратуры во многом определяется постоянством напряжения питания или тока, потребляемого устройствами. Напряжение промышленных сетей переменного тока в соответствии с ГОСТ 5237-69 может изменяться в пределах $(-15...+5)\%$ от номинального значения. В зависимости от схемы и назначения аппаратуры требования к стабильности напряжения и тока могут быть более жесткими. Назначением стабилизаторов является уменьшение влияния всех дестабилизирующих факторов на параметры источников электропитания.

Режим, обеспечивающий поддержание напряжения или тока на выходе электропитающих установок с заданной степенью точности при воздействии различных дестабилизирующих факторов, называют режимом стабилизации.

В настоящее время известны два основных способа создания режима стабилизации напряжения или тока: параметрический и компенсационный.

В параметрических стабилизаторах используются элементы, имеющие

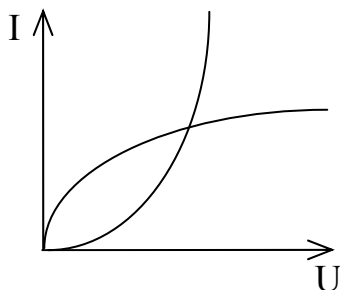


Рис. 95

нелинейные вольтамперные характеристики с пологим участком, в пределах которого стабилизируемая величина (напряжение или ток) меняются незначительно при воздействии дестабилизирующих факторов (рис. 95). Такими характеристиками с небольшим изменением напряжения обладают газонаполненные стабилитроны, кремниевые стабилитроны, термисторы, стабилитроны. Небольшое изменение тока обеспечивают бареттеры и полупроводниковые стабилизаторы тока, подобные тому,

который был изучен при исследовании дифференциального каскада.

Действие компенсационных стабилизаторов основано на измерении отклонения выходного напряжения или тока от заданного значения и воздействии на регулирующий элемент.

Качественные показатели стабилизаторов напряжения и тока, помимо входных и выходных данных, характеризуются следующими параметрами:

- коэффициентами стабилизации напряжения или тока, учитывающими относительное изменение напряжения или тока на входе и выходе стабилизатора

$$K_{\text{СТ Н}} = (\Delta U_{\text{ВХ}} / U_{\text{ВХ}}) / (\Delta U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВЫХ}}); \quad K_{\text{СТ Т}} = (\Delta I_{\text{ВХ}} / I_{\text{ВХ}}) / (\Delta I_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВЫХ}}),$$

где $\Delta U_{\text{ВХ}}$, $\Delta I_{\text{ВХ}}$, $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$, $\Delta I_{\text{ВЫХ}}$ - изменение напряжений и токов на входе и выходе, а $U_{\text{ВХ}}$, $I_{\text{ВХ}}$, $U_{\text{ВЫХ}}$, $I_{\text{ВЫХ}}$ - средние значения этих величин;

- входными и выходными статическими и динамическими сопротивлениями

$$R_{\text{ВХ СТ}} = U_{\text{ВХ}} / I_{\text{ВХ}}; \quad R_{\text{ВХ ДИН}} = \Delta U_{\text{ВХ}} / \Delta I_{\text{ВХ}};$$

$$R_{\text{ВЫХ СТ}} = U_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВЫХ}}; \quad R_{\text{ВЫХ ДИН}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta I_{\text{ВЫХ}};$$

- коэффициентом полезного действия

$$\eta = P_{\text{ВХ}} / P_{\text{Н}}.$$

Параметрические стабилизаторы напряжения обычно выполняются с использованием стабилитронов, имеющих круто падающий участок обратной ветви вольтамперной характеристики (рис. 96).

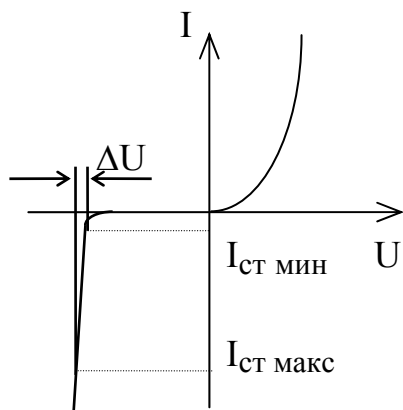


Рис. 96

При изменении тока через стабилитрон от $I_{\text{СТ мин}}$ до $I_{\text{СТ макс}}$ напряжение на стабилитроне изменяется на небольшую величину ΔU .

Схема параметрического стабилизатора напряжения на стабилитроне показана на рис. 97. При увеличении напряжения на входе стабилизатора $U_{\text{ВХ}}$ напряжение на его выходе $U_{\text{ВЫХ}}$ также стремится к увеличению. Но при этом увеличивается паде-

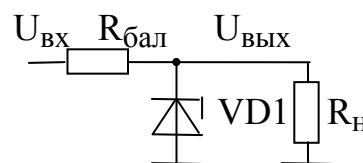


Рис. 97

ние напряжения на балластном сопротивлении $R_{\text{бал}}$ за счет увеличения тока через стабилитрон $I_{\text{СТ}}$.

Познакомимся с методикой расчета параметрического стабилизатора.

Токи и напряжения в нем определяем из рисунка

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\text{Н}} + I_{\text{СТ}}; \quad U_{\text{ВХ}} = U_{\text{Н}} + I_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{бал}}$$

Отсюда находим величину балластного сопротивления $R_{\text{бал}}$ при минимальном входном напряжении $U_{\text{ВХ мин}}$ и минимальном токе стабилитрона $I_{\text{СТ мин}}$

$$R_{\text{бал}} = (U_{\text{ВХ мин}} - U_{\text{Н}}) / (I_{\text{Н}} + I_{\text{СТ мин}}).$$

Затем надо проверить, не превышает ли максимально допустимое значение тока стабилитрона при максимальном входном напряжении $U_{\text{вх макс}}$

$$I_{\text{ст макс}} = (U_{\text{вх макс}} - U_{\text{н}}) / R_{\text{бал}} - I_{\text{н}}$$

Если $I_{\text{ст макс}}$ оказался больше допустимого, то в схеме должен быть усилитель для тока, поступающего в нагрузку.

Среди различных схем компенсационных стабилизаторов наибольшее распространение получила схема с последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки (рис. 98).

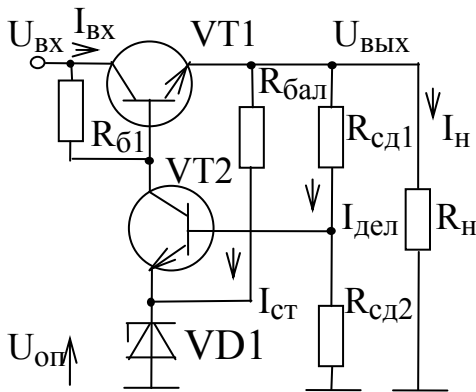


Рис. 98

Транзистор VT1 служит регулирующим элементом, поддерживающим заданное напряжение на нагрузке. Транзистор VT2 выполняет функции усилителя тока и схемы сравнения. Он вырабатывает управляющий сигнал для VT1 путем сравнения части выходного напряжения стабилизатора, снимаемого со следящего делителя $R_{\text{сд1}}$, $R_{\text{сд2}}$, и опорного напряжения, создаваемого параметрическим стабилизатором $R_{\text{бал}}$, VD1.

Принцип действия устройства заключается в следующем. При изменении, например увеличении, входного напряжения $U_{\text{вх}}$ в первый момент увеличивается напряжение на нагрузке, что приводит к увеличению напряжения на нижнем сопротивлении $R_{\text{сд2}}$ следящего делителя, состоящего из сопротивлений $R_{\text{сд1}}$ и $R_{\text{сд2}}$.

Разность этого напряжения и опорного напряжения стабилитрона VD1 определяет положение рабочей точки транзистора VT2. В данном случае абсолютное значение $U_{\text{бэ}}$ транзистора VT2 увеличивается, что приводит к увеличению его коллекторного тока и как результат - к уменьшению напряжения на базе регулирующего транзистора VT1.

Так как параметрический стабилизатор на стабилитроне VD1 подключен параллельно нагрузке, то стабильность опорного напряжения выше стабильности компенсационного стабилизатора в $K_{\text{ст н}}$ раз.

В установившемся режиме при отсутствии возмущений работа устройства описывается соотношениями:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} + U_{\text{кэ1}}; \quad I_{\text{вх}} = I_{\text{н}} + I_{\text{дел}} + I_{\text{ст}}; \quad U_{\text{оп}} = \beta \cdot U_{\text{вых}},$$

где $U_{\text{кэ1}}$ - напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT1,

$I_{\text{дел}} = (0.05 \dots 0.1) \cdot I_{\text{н}}$ - ток через следящий делитель,

$\beta = R_{\text{сд2}} / (R_{\text{сд1}} + R_{\text{сд2}})$ - коэффициент деления напряжения на следящем делителе.

На регулирующем транзисторе рассеивается мощность

$$P_{VT1} = U_{кэ1} \cdot I_{ВХ} = (U_{ВХ} - U_{ВЫХ}) \cdot (I_{Н} + I_{дел} + I_{СТ}).$$

Регулирующий транзистор работает в активной области, поэтому падение напряжения на нем должно быть больше величины напряжения насыщения $U_{нас}$, к которому добавляется амплитуда переменной составляющей $U_{п}$ входного напряжения. Причем $U_{VT1} > (U_{нас} + U_{п})$.

КПД стабилизатора

$$\eta = P_{Н} / P_{ВХ} = U_{ВЫХ} \cdot I_{Н} / (U_{ВХ} \cdot I_{ВХ}).$$

Составляющие входного тока $I_{дел}$ и $I_{СТ}$, как правило, много меньше тока нагрузки, поэтому можно ориентировочно считать $I_{ВХ} \approx I_{Н}$. Тогда

$$\eta \approx U_{ВЫХ} / U_{ВХ}.$$

Компенсационный стабилизатор постоянного напряжения можно представить как усилитель постоянного тока (УПТ) с глубокой отрицательной обратной связью (рис. 99), усиливающий напряжение источника опорного напряжения (ИОН) до необходимого уровня.

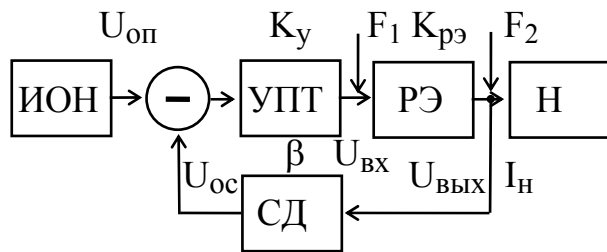


Рис. 99

Управляющим является опорное напряжение $U_{оп}$, которое определяет величину выходного напряжения $U_{вых}$. Влияние дестабилизирующих факторов (изменение входного напряжения и тока нагрузки) учитывается воздействием возмущений F_1 и

F_2 соответственно, которые вызывают появление отклонений $U_{вых}$ от номинального значения.

Ранее было показано [1] с. 72, что система, охваченная отрицательной обратной связью, имеет коэффициент передачи

$$K_{ос} = K_y \cdot K_{рэ} / (1 + K_y \cdot K_{рэ} \cdot \beta),$$

где K_y – коэффициент усиления УПТ,

$K_{рэ}$ – коэффициент усиления регулирующего элемента (РЭ),

β – коэффициент передачи цепи обратной связи.

Разделим числитель и знаменатель на $K_y \cdot K_{рэ}$. Тогда

$$K_{ос} = 1 / (1 / (K_y \cdot K_{рэ}) + \beta),$$

Так как $K_y \cdot K_{рэ} \gg 1$, то $K_{ос} \approx 1 / \beta$. Отсюда имеем

$$U_{ВЫХ} = U_{ВХ} / \beta.$$

Таким образом, выходное напряжение компенсационного стабилизатора напряжения обратно пропорционально коэффициенту передачи в цепи следящего делителя.

Рассмотрим влияние на выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ возмущения F_1 при $F_2 = 0$. Учитывая точку подключения F_1 , можно написать

$$K_{F1} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta U_{\text{ВХ}} = K_{\text{рЭ}} / (1 + K_{\text{У}} \cdot K_{\text{рЭ}} \cdot \beta).$$

Но $K_{\text{У}} \cdot K_{\text{рЭ}} \cdot \beta \gg 1$. Тогда

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{\text{ВХ}} / (K_{\text{У}} \cdot \beta).$$

Найдем коэффициент стабилизации схемы при постоянной нагрузке.

$$K_{\text{СТ.Н}} = (\Delta U_{\text{ВХ}} / U_{\text{ВХ}}) / (\Delta U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВЫХ}}) = K_{\text{У}} \cdot \beta \cdot K_0,$$

где $K_0 = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}}$ - коэффициент передачи стабилизатора по постоянному напряжению. Таким образом, коэффициент стабилизации схемы существенно зависит от коэффициента усиления УПТ.

Оценим поведение компенсационного стабилизатора напряжения при воздействии возмущения F_2 (из-за изменения тока нагрузки) при $F_1 = 0$.

Теперь возмущение приложено к объекту регулирования, т. е. к нагрузке.

$$K_{F2} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta U_{\text{ВЫХ р}} = 1 / (1 + K_{\text{У}} \cdot K_{\text{рЭ}} \cdot \beta).$$

Отклонение выходного напряжения $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ в системе с обратной связью связано с отклонением в разомкнутой системе $\Delta U_{\text{ВЫХ р}}$

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{\text{ВЫХ р}} / (1 + K_{\text{У}} \cdot K_{\text{рЭ}} \cdot \beta).$$

Разделим левую и правую часть данного выражения на $\Delta I_{\text{Н}}$. Тогда

$$Z_{\text{ВЫХ}} = Z_{\text{ВЫХ 0}} / (1 + K_{\text{У}} \cdot K_{\text{рЭ}} \cdot \beta),$$

откуда следует, что введение в схему компенсационного стабилизатора напряжения отрицательной обратной связи позволяет уменьшить его выходное сопротивление $Z_{\text{ВЫХ}}$ на величину глубины обратной связи по сравнению с выходным сопротивлением регулирующего элемента $Z_{\text{ВЫХ 0}}$.

Приведенные соотношения позволяют оценить влияние элементов схемы на основные показатели стабилизатора. В частности, видно, что для увеличения выходных токов стабилизатора в качестве регулирующего элемента надо использовать составные транзисторы.

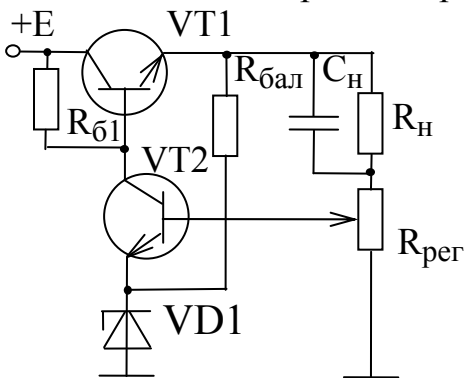


Рис. 100

Стабилизаторы тока строятся аналогично стабилизатором напряжения. Одна из возможных схем показана на рис. 100. В ней в качестве измерительного элемента используется резистор $R_{\text{рег}}$, падение напряжения на котором пропорционально протекающему в нагрузке току.

5.4. Преобразователи напряжения.

Если источник постоянного первичного напряжения имеет одну величину, а для нормального функционирования аппаратуры необходима другая величина, то применяют специальные устройства, называемые преобразователями постоянного напряжения. Они выполняют функцию, обратную выпрямлению переменного тока, т. е. преобразуют в энергию переменного тока энергию постоянного тока.

Затем полученное переменное напряжение трансформируется, выпрямляется и отфильтровывается сглаживающими фильтрами.

В настоящее время полупроводниковые преобразователи напряжения вытеснили все другие типы преобразователей ввиду высокого КПД (70 ... 90)%, малых габаритов и массы, большого срока службы, бесшумности.

Основной частью любого преобразователя напряжения является инвертор, осуществляющий получение переменного тока из постоянного.

Основой инвертора является трансформатор, для нормального функционирования которого требуется наличие устройства, периодически размыкающего и замыкающего цепь постоянного тока. Наличие прерывателя ведет к появлению в магнитопроводе трансформатора изменяющегося во времени магнитного потока. Наиболее полно отвечает модели идеального ключа транзистор, позволяющий за очень малое время осуществлять переход из одного состояния (насыщения) в другое (отсечки).

Упрощенно схему силовой цепи однотактного инвертора можно представить в виде, показанном на рис. 101.

Рассмотрим семейство выходных характеристик транзистора и нагрузочную прямую, показанные на рис. 102.

Транзистор может находиться в двух состояниях: включенном (насыщен) и выключенном (отсечка).

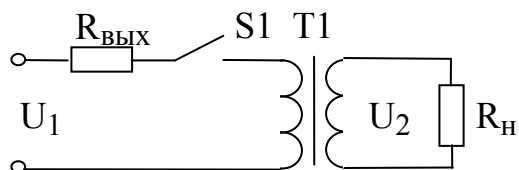


Рис. 101

Из рисунка видно, что в активном режиме транзистор рассеивает мощность в несколько раз большую, чем во включенном и выключенном состояниях. Таким образом, значительная мощность, рассеиваемая в течение очень малого времени, определяется скоростью переключения транзистора.

Считая, что время включения и выключения транзистора одинаково и равно времени установления t_y , можно показать, что среднее значение потерь мощности в переходных режимах с периодом коммутации T , составляет:

$$P_{\text{пер}} = U \cdot I_{\text{макс}} \cdot t_y / (3 \cdot T).$$

Отсюда видно, что увеличение частоты переключения транзисторов (что желательно для уменьшения массы трансформатора и сглаживающего фильтра) имеет предел, обусловленный инерционностью транзистора. При повышении частоты переключения длительность переходных процессов в транзисторе становится сравнимой с длительностью импульса тока

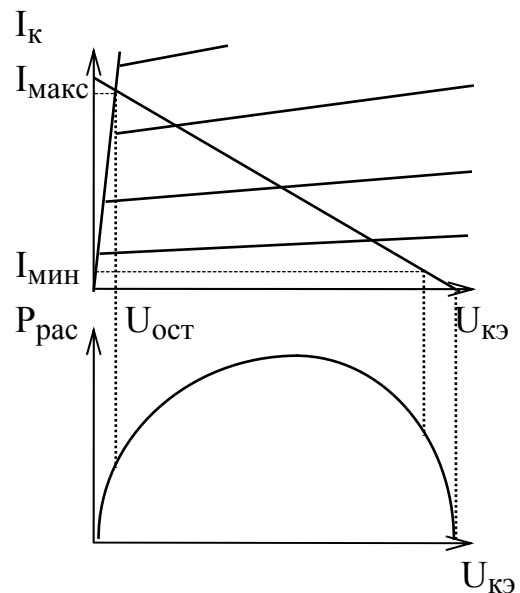


Рис. 102

коллектора. Как следствие увеличиваются потери в переходных режимах, форма переменного напряжения значительно отличается от прямоугольной и уменьшается КПД инвертора. Поэтому частота переключения берется не более 30 ... 50 кГц.

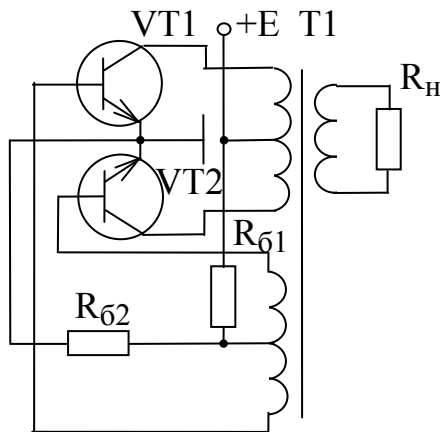


Рис. 103

На практике широко применяются двухтактные схемы инверторов. В них сердечник трансформатора не подмагничивается, что позволяет сократить его габариты. Одна из схем инвертора показана на рис. 103. Схема представляет собой релаксационный генератор переменного напряжения прямоугольной формы с трансформаторной обратной связью. К выходу инвертора подключаются схемы выпрямления, фильтрации, стабилизации.

Вопросы.

- 1) По каким признакам классифицируются источники вторичного электропитания?
- 2) Из каких основных функциональных узлов состоит источник вторичного электропитания?
- 3) Каковы основные параметры источников электропитания радиоустройств?
- 4) Что называют трансформатором?
- 5) Каковы особенности работы трансформатора на реактивную нагрузку?
- 6) Чем отличается регулируемый выпрямитель от нерегулируемого?
- 7) Каковы основные параметры нерегулируемых выпрямителей?
- 8) Дайте сравнительную характеристику схем нерегулируемых выпрямителей.
- 9) Поясните принципы работы схем нерегулируемых выпрямителей.
- 10) Почему коэффициент пульсаций меняется при изменении тока в нагрузке?
- 11) Каково назначение и принципы работы электрических фильтров?
- 12) Каковы особенности основных звеньев электрических фильтров?
- 13) Поясните принципы работы и особенности стабилизаторов напряжения и тока.
- 14) Почему стабильность выходного напряжения или тока компенсационного стабилизатора лучше, чем у параметрического?
- 15) Опишите назначение и принцип работы инвертора.

6. ЭКСПЛУАТАЦИЯ АНАЛОГО-ДИСКРЕТНЫХ УСТРОЙСТВ

6.1. Техническое обслуживание аналого-дискретных устройств

Техническое обслуживание – это комплекс работ, проводимых обслуживающим персоналом в целях поддержания исправности и готовности его к применению по назначению с заданной эффективностью. Процесс технического обслуживания включает два этапа: оценку технического состояния объекта и поддержание или восстановление состояния работоспособности (ремонт). Техническое состояние объекта характеризует его свойства в данный момент времени. Они могут изменяться в процессе эксплуатации. Различают следующие виды технического состояния: функционирование, работоспособность, исправность, отказ.

Под функционированием понимают такое состояние объекта, при котором он выполняет заданную функцию, однако один или группа его показателей не удовлетворяет требованиям нормативно-технической документации.

Под работоспособностью понимают такое состояние объекта, при котором он выполняет заданную функцию, сохраняя значение заданных показателей в пределах, установленных нормативно-технической документацией. Если же значение хотя бы одного заданного показателя, характеризующего способность объекта выполнять заданные функции, не соответствует установленным требованиям, то объект находится в неработоспособном состоянии.

Под исправным состоянием понимают такое состояние объекта, при котором он соответствует всем требованиям, установленным нормативно-технической документацией. Из этого определения следует, что понятие исправности шире, чем понятие работоспособности; оно учитывает и дополнительные требования, не влияющие на качество функционирования, например требования к внешнему виду. Если объект не соответствует хотя бы одному из требований, установленных в нормативно-технической документации, он считается неисправным.

Отказом называют это состояние объекта, при котором он не выполняет заданную функцию.

Для обеспечения надежной работы устройств в процессе их эксплуатации проводят периодическое техническое обслуживание, которое охватывает комплекс профилактических и восстановительных работ, определяемых нормативно-технической документацией. В процессе выполнения профилактических работ проверяют техническое состояние устройства. От качества технического обслуживания зависит надежность работы объектов РЭО, а значит, и безопасность полетов ВС.

На борту воздушного судна (ВС) радиоэлектронное оборудование (РЭО) эксплуатируется только в состоянии исправности или работоспособности. Под влиянием внешних условий эксплуатации объекта РЭО изменяет техническое состояние, т. е. может оказаться в состоянии функционирования или отказа. В процессе технического обслуживания объектов РЭО необходимо оценить их техническое состояние, выполнить профилактические или восстановительные работы.

6.2. Контроль технического состояния аналого-дискретных устройств

6.2.1. Контроль состояния функционирования аппаратуры

Техническое состояние устройства проверяют после внешнего осмотра при включенном источнике питания и наличии напряжений источников сигналов. Проверку аналого-дискретных устройств на состояние функционирования осуществляют по наличию напряжения сигнала на нагрузке.

Для восстановления состояния работоспособности осуществляют поиск и устранение неисправностей. Поиск неисправной цепи или элемента осуществляется путем снятия карт сопротивлений и напряжений для постоянного и переменного токов. Состояние цепи анализируют поэтапно сравнением измеренных величин с нормативными, указанными в картах паспорта. Если на выходе какого-либо каскада отсутствует ожидаемый сигнал, то основными причинами такого состояния являются либо короткое замыкание, либо обрыв во входной или выходной цепи, а также в управляющем элементе.

Наиболее типичны неисправности, связанные с выходом из строя полупроводниковых приборов (транзисторов, диодов, микросхем), обрывами или межвитковыми замыканиями в трансформаторах и катушках индуктивности, уходом настроек резонансных контуров из-за старения сердечников, пробоем в конденсаторах или уменьшением емкости электролитических конденсаторов вследствие высыхания электролита, сопутствующим пробоем транзисторов и диодов выгоранием резисторов.

По результатам испытаний выявляют отклонение параметров устройства за пределы допуска в процессе эксплуатации, хранения или транспортировки и восстанавливают состояние функционирования схемы.

Для квалифицированного выполнения этих работ необходимо знать критерии и технологию проверки технического состояния, а также алгоритм поиска неисправностей и восстановления рабочего состояния.

Для восстановления состояния функционирования:

- проверяют наличие и номинальное значение напряжения источника постоянного тока и источника сигналов, при необходимости восстанавливают их работоспособность;
- определяют каскад (интегральную микросхему), который не функционирует по отсутствию сигнала на выходе каждого каскада при наличии его во входной цепи. Проверку осуществляют, начиная с окончного каскада;
- проверяют на функционирование цепи и элементы каскада, после чего восстанавливают их работу.

6.2.2. Контроль работоспособности аналого-дискретных устройств

Для получения объективной информации о пригодности устройства к эксплуатации проверяют его техническое состояние по определенным критериям, указанным в нормативно-технической документации, в условиях, максимально

приближенных к применению. При полной проверке работоспособности аппаратуры предусматривают три вида контроля: электрический, механический и климатический.

При электрическом контроле проверяют обусловленные технической документацией параметры. Если устройство находится в состоянии работоспособности, то его параметры проверяются в лабораторных условиях определением показателей, от которых зависит прямое выполнение функций. Эти показатели должны соответствовать требованиям нормативной документации. Проверку осуществляют в лаборатории на стендах. Стенд – это специально оборудованное место для оператора. В состав его входят: рабочий стол; комплект контрольно-проверочной аппаратуры, размещенной в соответствии с требованиями инженерной психологии; источники питания со стабилизированными напряжениями и фильтрами защиты от помех; разъемы с кабелями для оперативного подключения испытуемой аппаратуры к элементам стенда; тумба для хранения инструмента и запасных частей; нагрузка или эквивалент нагрузки. Состояние работоспособности поддерживается при выполнении условий эксплуатации и выполнении перечня профилактических работ, определяемых технологией технического обслуживания. Основные причины отклонения технического состояния устройства от состояния исправности – нарушение требований технической эксплуатации и физический износ. Для восстановления состояния исправности проверяют также соответствие аппаратуры дополнительным требованиям нормативной документации: состояние шасси, отдельных элементов и звеньев, качество амортизации, жесткость монтажа и т. д. При необходимости проводят восстановительные работы, устраняя предпосылку отказа. Качественное техническое обслуживание устройств повышает надежность радиоэлектронного оборудования (РЭО).

Климатический и механический контроль проводят в отдельной лаборатории, имеющей следующие установки: вибростенд, ударный стенд, центрифугу, термобарокамеру, камеру солнечной радиации, камеру пыли соляного раствора, камеру грибообразования. В процессе проведения климатического и механического контроля по параметрам, указанным в нормативно-технической документации, или после его завершения проверяют электрические показатели.

Вопросы.

- 1) Что понимают под техническим состоянием устройства? Какие его состояния известны?
- 2) Что понимают под состоянием функционирования? По каким критериям оценивают состояние функционирования многокаскадного усилителя?
- 3) Какие факторы влияют на изменение технического состояния аппаратуры?
- 4) Какие виды контроля позволяют дать объективную оценку техническому состоянию аналого-дискретных устройств?
- 5) Какие задачи решают при различных видах контроля аппаратуры? Как оборудуют рабочие места?

6) Что должен знать и уметь радиоинженер для качественного выполнения работ по определению технического состояния аналого-дискретных устройств, регулировке, отысканию и устранению неисправностей?

7) Что характерно для аппаратуры в состоянии работоспособности? По каким критериям дают заключение о состоянии ее работоспособности?

8) Что понимают под техническим обслуживанием РЭО и какое влияние оно оказывает на обеспечение безопасности полетов?

9) Каковы различия между понятиями: техническое состояние, состояние отказа, функционирования, работоспособности, исправности?

Литература

1. Сафоненков Ю. П. Схемотехника. Ч.1. Основы теории аналоговых схем: Тексты лекций. – М.: МГТУ ГА, 2006.

СОДЕРЖАНИЕ

1. ИМПУЛЬСНЫЕ И ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ	3
1.1. Связь параметров переходных и частотных характеристик	3
1.2. Схемы коррекции низкочастотных искажений	6
1.3. Схемы коррекции высокочастотных искажений	7
2. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА	10
2.1. Общие сведения об усилителях постоянного тока	10
2.2. Дифференциальный каскад	12
2.3. Операционные усилители	18
2.4. Аналоговые перемножители сигналов	21
3. ШУМЫ И РЕГУЛИРОВКИ В УСИЛИТЕЛЯХ	25
3.1. Шумы в элементах усилительных устройств	25
3.2. Регулировки в усилителях	27
4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ	34
4.1. Элементы преобразователей	36
4.2. Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи сигналов	44
4.3. Приборы с зарядовой связью (ПЗС)	53
4.4. Функциональные преобразователи сигналов	56
5. ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ	59
5.1. Понятие об устройстве электропитания радиоаппаратуры	59
5.2. Трансформаторы	61
5.3. Выпрямительные устройства	64
5.4. Сглаживание выпрямленного напряжения	68
5.5. Стабилизация выпрямленного напряжения и тока	70
5.6. Преобразователи напряжения	75
6. ЭКСПЛУАТАЦИЯ АНАЛОГО-ДИСКРЕТНЫХ УСТРОЙСТВ	77
6.1. Техническое обслуживание аналого-дискретных устройств	77
6.2. Контроль технического состояния аналого-дискретных устройств	78