

Д. Е. Полонников

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

принципы построения,
теория, схемотехника

Рецензент М. В. Гальперин

ПРЕДИСЛОВИЕ

За последние годы область применения операционных усилителей (ОУ) очень расширилась. Практически все аналоговые и цифро-аналоговые электронные устройства, в которых ранее применялись дискретные транзисторы, строятся теперь с использованием микроэлектронных ОУ. Операционные усилители являются основным элементом аналоговых и аналого-цифровых вычислительных систем, различных информационно-измерительных и управляющих систем и приборов, устройств связи ЭВМ с объектом.

Операционные усилители широко используются в различных радиотехнических устройствах, в аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях, коммутаторах, функциональных преобразователях, устройствах сжатия информации, активных фильтрах, генераторах, источниках питания и ряде других устройств.

Качество, технические характеристики и номенклатура ОУ в значительной мере определяют такие важные показатели, как быстродействие, точность, стоимость, надежность и габариты перечисленных выше устройств и систем. Поэтому улучшение параметров ОУ является очень важной задачей.

В настоящее время разработаны и выпускаются сотни различных ОУ. Такое широкое распространение их в значительной мере связано с успехами микроэлектроники, что позволило снизить стоимость и размеры ОУ до стоимости и размеров транзистора. Надежность интегральных ОУ мало уступает надежности транзисторов, а по своим функциональным возможностям ОУ относятся к самым универсальным элементам. Высокий коэффициент усиления, стабильность нулевого уровня, высокое входное и низкое выходное сопротивление, высокое быстродействие и возможность работы с разнообразными цепями обратной связи позволяют выполнять различные преобразования входного сигнала — суммирование, вычитание, интегрирование, дифференцирование, сравнение, запоминание, умножение, логарифмирование, возведение в степень и ряд других преобразований.

Полонников Д. Е.

П52 Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника.— М.: Энергоатомиздат, 1983. — 216 с, ил.

В пер.: 95 к.

Изложены принципы построения, вопросы теории, схемотехники и проектирования операционных усилителей. Приведены методы измерения основных параметров, описаны пути улучшения статических и динамических характеристик. Дано описание разработанных схем, обеспечивающих высокую точность и быстродействие.

Для инженеров—специалистов по электронике постоянного тока.

П 2403000000-090
051(01)-83 193-83

ББК 32.846.2
6Ф0.3

© Энергоатомиздат, 1983

Операционные усилители описаны во многих работах. Однако в отечественной технической литературе большее внимание уделяется вопросам применения ОУ. Наиболее полезны при проектировании ОУ работы [1 — 9], однако они не могут полностью удовлетворить разработчиков, так как в них недостаточно освещены вопросы построения прецизионных и быстродействующих ОУ, потребность в которых с каждым годом непрерывно возрастает и создание которых сопряжено с наибольшими схемотехническими и технологическими трудностями. Учитывая это, в настоящей книге основное внимание уделено именно таким ОУ.

В гл. 1 приведены краткие сведения о параметрах ОУ и методы их измерения, обоснованы требования, предъявляемые к параметрам ОУ, дана классификация ОУ, рассмотрены вопросы составления их номенклатуры и выбора технологии производства. Ознакомление с материалами гл. 1 не требует специальной подготовки. Изложенные вопросы могут представлять интерес как для потребителей ОУ, так и для разработчиков.

В гл. 2 рассмотрены методы снижения статических погрешностей и помех в усилителях высокой точности как без преобразования сигнала, так и с преобразованием, в частности рассмотрены структуры с квазипараллельным каналом и двойным преобразованием сигнала, позволяющие существенно улучшить параметры ОУ.

Параграф 2.1, в котором рассмотрены основные составляющие статических погрешностей, носит вводный характер. Он полезен для малоподготовленных читателей. В остальных параграфах даны расчет и методы снижения основных составляющих погрешностей ОУ (смещения пуля, входного тока и их температурной зависимости), а также методы увеличения усиления ОУ и снижения их шумов, причем для ОУ без преобразования сигнала в основном приводятся известные сведения, а для усилителей с преобразованием сигнала (ОУ — МДМ) многие вопросы рассматриваются впервые. Для их понимания требуется знание принципов построения ОУ с МДМ-каналом.

В гл. 3 изложены методы повышения быстродействия и устойчивости ОУ. В § 3.1 обобщены сведения о связи частотных характеристик ОУ с параметрами, характеризующими быстродействие и устойчивость ОУ в схеме решающего усилителя (РУ): с частотой среза, полосой пропускания, временем установления и запасом устойчивости. В последующих параграфах рассмотрены пути увеличения частоты среза, полосы пропускания, скорости нарастания, уменьшения времени установления и восстановления после перегрузок, а

также рекомендации по повышению запаса устойчивости. В гл. 3 приведен ряд примеров, поясняющих свойства ОУ, обладающего конкретным видом передаточной функции. Изложение материала рассчитано на читателей, знакомых с понятием передаточной функции, свойствами частотных характеристик, а также с методами расчета переходных процессов.

В гл. 4 рассмотрены примеры реализации ОУ без преобразования сигнала, показаны конкретные схемотехнические пути построения ОУ с малыми значениями напряжения смещения, входного тока и температурного дрейфа, приведено описание схем повышенного быстродействия, в частности схем с малым временем установления. Для чтения главы необходимо общее знакомство со схемотехникой транзисторных схем. Для понимания работы ОУ с повторителем тока на входе рекомендуется предварительно ознакомиться с материалами § 3.3.

В гл. 5 дано описание различных структурных схем ОУ с МДМ-каналом, рассмотрены вопросы построения отдельных узлов усилителей МДМ (в том числе модуляторов) и выбора частоты преобразования, изложены принципы построения ОУ — МДМ с квазипараллельным каналом и его свойства, приведены примеры схем ОУ МДМ повышенной точности. Глава 5 рассчитана, главным образом, на разработчиков ОУ МДМ, но она доступна и малоподготовленному читателю.

В гл. 6 изложены принципы построения ОУ с периодической компенсацией дрейфа (ПКД) и описаны свойства таких усилителей, приведены примеры схем ОУ ПКД. За исключением § 6.1, материал гл. 6 представляет интерес, главным образом, для разработчиков прецизионных ОУ. Параграф 6.1 может быть полезен для читателей, желающих ознакомиться с особенностями ОУ ПКД.

Значительная часть материала, приведенного в книге, является оригинальной, полученной в результате обобщения опыта разработки серии ОУ, которая проводилась под руководством и при участии автора.

Автор пользуется случаем выразить искреннюю благодарность Р. Р. Бабаяну и А. А. Данилову, выполнившим многие расчеты и эксперименты, Н. П. Жуковой и В. М. Нестеровой за помощь при подготовке материалов к печати, а также М. В. Гальперину за ценные советы и критические замечания, сделанные им при рецензировании рукописи.

Автор

Глава первая

ПАРАМЕТРЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ И ТРЕБОВАНИЯ К НИМ

1.1. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ОУ И МЕТОДЫ ИХ ИЗМЕРЕНИЯ

Перечень и определение параметров ОУ приведены в [10], поэтому здесь перечисляются только основные параметры и даются краткие методы их измерений.

Диапазон выходных напряжений ОУ принято характеризовать наибольшим напряжением $U_{\text{вых max}}$, при котором параметры ОУ для малого сигнала лежат в гарантированных пределах. Так как при $U_{\text{вых}} > U_{\text{вых max}}$ происходит быстрое уменьшение коэффициента усиления K_y , то для определения $U_{\text{вых max}}$ на практике можно пользоваться следующим методом. Операционный усилитель включается в режим инвертора. К выходу ОУ подключаются цифровой вольтметр и минимальное для данного типа ОУ сопротивление нагрузки, а к входу — милливольтметр. При нулевом сигнале на входе инвертора устанавливается нуль на входе ОУ, т. е. компенсируется смещение нуля в суммирующей точке. Затем на вход инвертора подается постоянное напряжение. Это напряжение постепенно увеличивается и определяется $U_{\text{вых}} \approx \approx U_{\text{вых max}}$, при котором напряжение на входе ОУ $U_{\text{вх}}$ начнет резко увеличиваться. При $U_{\text{вых}} \leq U_{\text{вых max}}$ значение $U_{\text{вх}}$ ничтожно мало (равно $U_{\text{вых}}/K_y$). Даже при незначительном превышении выходным напряжением значения $U_{\text{вых max}}$ происходит резкое уменьшение K_y , что вызывает увеличение $U_{\text{вх}}$. Измерение $U_{\text{вых max}}$ следует производить для обеих полярностей напряжения. За $U_{\text{вых max}}$ принимается наименьшее значение.

Отметим, что $U_{\text{вых max}}$ может быть значительно меньше максимального выходного напряжения при насыщении усилителя.

Минимальное сопротивление нагрузки $R_{\text{н min}}$ определяется тем же методом, что и $U_{\text{вых max}}$, но $U_{\text{вых}}$ устанавливается равным номинальному значению, а $R_{\text{н}}$ умень-

шается от значения, заведомо большего $R_{\text{н min}}$ до значения, при котором начнет резко увеличиваться $U_{\text{вх}}$. Это значение сопротивления и принимается за $R_{\text{н min}}$ для данной полярности $U_{\text{вых}}$.

Пределный выходной ток $I_{\text{вых max}}$, т. е. наибольший выходной ток, при котором не происходит необратимых изменений параметров ОУ, определяется либо путем измерения тока короткого замыкания $I_{\text{к.з}}$ (если в ОУ предусмотрена защита выходного каскада от перегрузки), либо расчетным путем по известным допустимой мощности, рассеиваемой выходными транзисторами, и напряжению источников питания.

Выходное сопротивление $Z_{\text{вых}}$ ОУ обычно имеет активную и реактивную составляющие, зависящие от частоты сигнала. Поэтому для строгих расчетов предварительно следует определить зависимость модуля и фазы $Z_{\text{вых}}$ от частоты. Однако к этому прибегают крайне редко. Для оценочных расчетов схем с ОУ достаточно знать $|Z_{\text{вых}}|$ в области высоких частот и $R_{\text{вых}}$ на низкой частоте.

Сопротивление $R_{\text{вых}}$ можно измерить при работе ОУ в режиме инвертирующего повторителя, подав на его вход напряжение требуемой частоты, при этом необходимо измерить входное напряжение $U_{\text{вх 0}}$ и $U_{\text{вых}}$ ОУ в режиме холостого хода, а также $U_{\text{вх R}}$ при сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$ и том же значении $U_{\text{вых}}$. По этим данным находят

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{н}} (U_{\text{вх R}}/U_{\text{вх 0}} - 1). \quad (1.1)$$

Так как на низкой частоте $U_{\text{вх}}$ очень мало, то для его измерения целесообразно применять селективный микровольтметр. Следует учитывать, что подключение прибора ко входу ОУ нередко вызывает его генерацию. Чтобы исключить это явление, необходимо прибор подключать через истоковый повторитель. Для приближенного измерения $|Z_{\text{вых}}|$ в области высоких частот можно воспользоваться тем же методом, но следует учитывать, что для снижения погрешности измерения следует выбирать $R_{\text{н}} \ll |Z_{\text{вых}}|$, а $U_{\text{вых}} \leq \leq R_{\text{н}} I_{\text{вых max}}$. Для точного измерения $|Z_{\text{вых}}|$, его активной ($R_{\text{вых}}$) и реактивной ($X_{\text{вых}}$) составляющих необходимо измерить не только $U_{\text{вх 0}}$ и $U_{\text{вх R}}$, но и фазовый сдвиг между $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх 0}}$ (φ_0) и между $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх R}}$ (φ_R), тогда

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{н}} \left(\frac{U_{\text{вх R}}}{U_{\text{вх 0}} \sqrt{1 + \text{tg}^2(\varphi_R - \varphi_0)}} - 1 \right); \quad (1.2)$$

$$X_{\text{вых}} = (R_{\text{н}} + R_{\text{вых}}) \text{tg}(\varphi_0 - \varphi_R); \quad (1.3)$$

$$|Z_{\text{вых}}| = \sqrt{R_{\text{вых}}^2 + X_{\text{вых}}^2}. \quad (1.4)$$

В этом случае целесообразно выбирать $R_{н}$ близким к $|Z_{вх}|$. Коэффициент усиления K_y , амплитудно-частотная (АЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики. Для измерения K_y необходимо измерить $U_{вх}$ и $U_{вх}$ ОУ при выключенном $R_{н}$. Непосредственное измерение $U_{вх}$ даже при применении высокочувствительного селективного микровольтметра возможно только при $K_y \leq 10^6$, так как при этом приходится устанавливать $U_{вх} < 10 \text{ мкВ}$ и точность измерения резко снижается. Чтобы избежать необходимости измерять малые $U_{вх}$, можно воспользоваться схемой на рис. 1.1, где ГС — генератор синусоидального напряжения. Вместо $U_{вх}$ измеряется $U'_{вх}$, которое в 10^3 раз больше $U_{вх}$, при этом

$$K_y = 10^3 U_{вх} / U'_{вх}. \quad (1.5)$$

Однако при $K_y \geq 10^3$ его измерение даже по такой схеме становится затруднительным из-за шумов, которые становятся соизмеримыми с $U'_{вх}$. Такие большие значения K_y встречаются только в усилителях, образованных основным ОУ и вспомогательным, компенсирующим дрейф нуля. В этом случае целесообразно измерение усиления каждого усилителя отдельно с последующим перемножением.

Отметим, что измерение усиления на постоянном токе $K_y(0)$ вызывает дополнительные трудности из-за смещения нуля (требуется измерять $U_{вх}$ для обеих полярностей сигнала и брать полуразность входных напряжений). Поэтому за $K_y(0)$ обычно принимают значение K_y в области очень низких частот, на которых практически K_y не зависит от частоты.

Для получения АЧХ и ФЧХ, т. е. зависимостей $|K_y(j\omega)|$ и $\varphi(\omega) = \arg[K_y(j\omega)]$, необходимо измерить отношение $U_{вх}/U_{вх}$ и разность их фаз для всего диапазона частот вплоть до частоты среза $f_{ср}$, для которой $|K_y| = 1^*$.

Для измерения $\varphi(\omega)$ можно использовать либо специальный фазометр, либо двухканальный широкополосный осциллограф и рассчитывать разность фаз по смещению кривых на экране. Измерение в области высоких частот следует производить прибором с малой входной емкостью и подключать его нужно ко входу и выходу ОУ через эмиттерные повторители на СВЧ-транзисторах. Кроме того, необходимо принимать меры, снижающие дополнительный

* Согласно ГОСТ под $f_{ср}$ понимается частота единичного усиления, для которой не только $|K_y| = 1$, но и обеспечивается устойчивость при 100%-ной обратной связи. Далее (там, где это не имеет принципиального значения) будем для краткости пользоваться термином «частота среза», отождествляя его с термином «частота единичного усиления».

фазовый сдвиг в подводящих проводах. Напряжение $U_{вх}$ должно выбираться несколько меньше максимального значения, при котором на данной частоте появляются заметные нелинейные искажения.

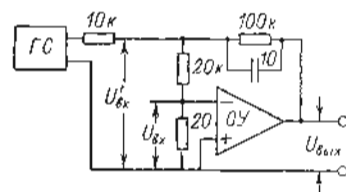


Рис. 1.1

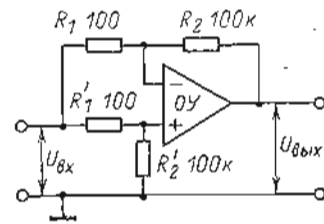


Рис. 1.2

Цепи питания усилителя должны шунтироваться на землю конденсаторами (емкостью примерно 10 мкФ с малым сопротивлением на высоких частотах), чтобы избежать влияния сопротивлений и индуктивностей проводов питания. Подключение этих конденсаторов производится непосредственно у выводов ОУ. При измерении K_y , $R_{вх}$, шумов и ряда других параметров необходима защита ОУ от внешних помех. Для этого следует помещать ОУ вместе с цепями обратной связи в толстостенный корпус из алюминия или латуни с проходными фильтрами для внешних соединений, т. е. необходим специальный измерительный пульт.

Отметим, что измерение АЧХ и ФЧХ бывает необходимо для ОУ с малым временем установления $U_{вх}$, а также для ОУ с большим запасом устойчивости. В большинстве случаев достаточно знать только $K_y(0)$, $f_{ср}$ и вид АЧХ, т. е. затухает ли $|K_y(j\omega)|$ со скоростью 20 дБ/дек. с ростом частоты во всем частотном диапазоне либо имеется участок значительной протяженности с затуханием 40 дБ/дек. В последнем случае необходимо знать, в каком диапазоне частот он расположен. Эти данные позволяют легко рассчитывать частотные погрешности для различных схем включения ОУ [3].

Коэффициент ослабления синфазных входных сигналов $K_{о.с.с}$ численно равен отношению коэффициента усиления ОУ для дифференциального $U_{вх}$ ($K_{диф}$) к коэффициенту усиления для синфазного сигнала ($K_{сф}$), т. е. общего относительно земли напряжения для обоих входов дифференциального ОУ. Измерение $K_{о.с.с}$ обычно производится по схеме на рис. 1.2, в которой должно обеспечиваться выполнение равенств $R_1 = R_1'$ и $R_2 = R_2'$, при этом

$$K_{о.с.с} \approx (1 + R_2/R_1) U_{вх} / U_{вх}. \quad (1.6)$$

Для снижения погрешности измерения необходимо выполнение следующих условий:

$$K_y \gg R_2/R_1 \gg 1; R_2/(R_2 - R_2') \ll K_{o.c.c} \gg R_1(R_1 - R_1')$$

Измерение производится обычно на частотах, на которых нет зависимости $K_{o.c.c}$ от частоты.

Диапазон синфазных входных напряжений характеризуется наибольшим синфазным напряжением $U_{сп. max}$, при котором обеспечивается гарантированное значение $K_{o.c.c}$. Напряжение $U_{сп. max}$ находится тем же методом, что и $K_{o.c.c}$. Для этого постепенно увеличивается $U_{вх. сп}$ и определяется его значение, при котором $K_{o.c.c}$ становится равным гарантированному значению.

Частота среза ОУ $f_{ср}$ или $\omega_{ср}$ определяется путем измерения $|K_y(f)|$ (см. ранее) и нахождения частоты, при которой $|K_y(f)| = 1$. При измерении $U_{вых}$ необходимо выбирать достаточно малым, чтобы ОУ работал заведомо в линейной области. Измерительный прибор для определения $U_{вых}$ на частоте сигнала должен иметь входное сопротивление, намного большее выходного сопротивления ОУ. Если измерять $f_{ср}$ (а также другие параметры ОУ) путем поочередного измерения $U_{вх}$ и $U_{вых}$ одним и тем же прибором, то подключение прибора ко входу ОУ может вызвать значительное изменение $U_{вх}$ и $U_{вых}$. Такое измерение требует контроля $U_{вых}$ с помощью другого прибора, и в случае изменения $U_{вых}$ при переключении это изменение должно быть компенсировано путем регулировки амплитуды сигнала генератора.

Если подключение прибора ко входу ОУ вызывает генерацию, то подключение следует делать через буферный истоковый повторитель.

Граничная частота ОУ $f_{гр}$ находится обычно приближенно. Для этого в режиме инвертора к выходу ОУ подключают осциллограф и $R_{н min}$, гарантированное для данного типа ОУ, и, изменяя частоту входного сигнала и поддерживая $U_{вых} = U_{вых max}$, находят частоту, при которой появляются заметные отклонения $U_{вых}$ от синусоидальной формы. Эта частота и принимается за $f_{гр}$.

Полоса пропускания с погрешностью δ — это полоса частот от нуля до f_δ , в пределах которой ОУ с оговоренной цепью обратной связи с заданным коэффициентом передачи K_n обеспечивает для малого синусоидального сигнала частотную погрешность не свыше δ . (Под K_n понимается отношение сопротивления обратной связи $R_{o.c}$ к сопротивлению на входе усилителя R_1 . Если на входе включено n сопротивлений, как, например, в сумматоре, то $K_n =$

$= R_{o.c} \sum_{i=0}^n 1/R_i$, причем под R_0 понимается собственное входное сопротивление ОУ.) Для определения полосы пропускания достаточно измерить ее верхнюю границу f_δ . Величина f_δ легко может быть определена расчетным путем, если известна АЧХ для данного усилителя и задано $K_{n max}$. Для этого необходимо только найти частоту, на которой

$$|K_y(f_\delta)| = (1 + K_{n max})/\delta.$$

Если АЧХ имеет затухание 20 дБ/дек., то

$$f_\delta = \delta f_{ср} / (1 + K_{n max}).$$

При наличии большого участка с затуханием 40 дБ

$$|K_y(f_\delta)| = (1 + K_{n max})/\delta = f_{ср} (f_{20}/f_\delta)^2 / f_{20},$$

где f_{20} — частота, начиная с которой и кончая $f_{ср}$, затухание АЧХ уменьшается с 40 до 20 дБ/дек. (предполагается, что $f_{20} > f_\delta$). Отсюда

$$f_\delta = \sqrt{f_{ср} f_{20} \delta / (1 + K_n)}.$$

В общем случае для определения f_δ необходимо измерение АЧХ.

Максимальная скорость нарастания $U_{вых}$ ОУ V_{max} может быть определена либо через $f_{гр}$:

$$V_{max} \approx 2\pi f_{гр} U_{вых max}, \quad (1.7)$$

либо путем измерения наклона фронта $U_{вых}$ с помощью осциллографа при воспроизведении прямоугольных импульсов. Рекомендуется включать ОУ по схеме масштабного усилителя с сопротивлением на входе 1 кОм, а в цепи обратной связи 10 кОм. Амплитуда входных импульсов будет увеличиваться до тех пор, пока наклон не перестанет возрастать. Усилитель при этом может находиться в режиме насыщения, но $U_{вх}$ не должно превышать значения, предельно допустимого для данного типа ОУ. За V_{max} принимается максимальное отношение $\Delta U_{вых} / \Delta t$ (Δt — интервал времени, за который происходит изменение $U_{вых}$ на $\Delta U_{вых}$) на участке $U_{вых}(t)$ с наиболее крутым наклоном.

Время установления выходного напряжения ОУ τ_δ — это время, по истечении которого после скачка входного сигнала $U_{вх}$ будет отличаться от установившегося значения на величину не более $U_{вых} \delta$, где δ — допустимое значение относительной погрешности. В частном случае при $\delta = 0,1$ оно практически совпадает с приведенным в ГОСТ. Следует иметь в виду, что τ_δ может зависеть от амплитуды

импульса, поэтому, приводя значение τ_δ , необходимо либо указывать, что приводимое значение соответствует работе ОУ в линейной области, либо оговаривать значение напряжения

Для измерения τ_δ целесообразно применять схему на рис. 1.3, где ГИ — генератор прямоугольных импульсов. Величины $R_1 = R_2$ выбираются с учетом требуемого быстродействия РУ.

Измеряя время с помощью осциллографа от момента подачи прямоугольного импульса до момента, после которого ΔU не превышает $0,5 U_{\text{вых}} \delta$, находят тем самым τ_δ . При измерении важно, чтобы длительность фронта входных импульсов была намного меньше ожидаемого τ_δ и вершина импульса в интервале времени от $0,1 \tau_\delta$ до τ_δ отличалась от строго горизонтальной не более чем на $U_{\text{вых}} \delta$. Последнее необходимо, так как изменение вершины импульса будет вызывать дополнительный переходный процесс в ОУ и кажущееся увеличение τ_δ . Кроме того, осциллограф должен обладать необходимой чувствительностью и должен быть защищен от перегрузок, которые могут вызвать переходный процесс в осциллографе более длительный, чем в ОУ. Поэтому вход осциллографа полезно шунтировать встречно-параллельно включенными диодами Шоттки. На входе осциллографа может быть также включен специальный широкополосный усилитель с ограниченным выходной амплитуды сигнала на уровне примерно $(5-10) U_{\text{вых}} \delta$, обладающий малым временем восстановления ($\ll \tau_\delta$) после перегрузки входным сигналом. Вместо такого усилителя можно использовать специальный стробоскопический осциллограф с задержанным запуском.

В схеме на рис. 1.3 резисторы должны быть малоинерционными и должно обеспечиваться следующее равенство:

$$R_1/R_2 = R_3/R_4.$$

Источники питания должны быть зашунтированы на землю конденсаторами. В качестве заземления для всех приборов рекомендуется использовать общую пластину из алюминия или латуни. Подводящие провода должны иметь минимальную длину. Кроме того, надо учитывать, что τ_δ сильно зависит от емкости C_0 на входе ОУ (емкость C_0 определяется емкостью монтажа и входной емкостью ОУ $C_{\text{вх}}$), сопротивлений R_1 и R_2 , емкости нагрузки C_n и амплитуды входных импульсов. Следует обеспечивать минимальное значение C_n и выполнение условия

$$2C_{\text{вх}}R_1R_2/(R_1 + R_2) < 1/2\pi f_{\text{ср}}$$

Приводя значение τ_δ , необходимо указывать условия, при которых оно определялось (R_1, R_2, C_0, C_n , амплитуду $U_{\text{вых}}$), и значение δ , а также параметры внешних цепей коррекции ОУ, если их включение предусмотрено в нем.

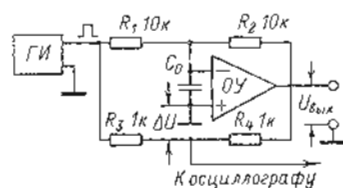


Рис. 1.3

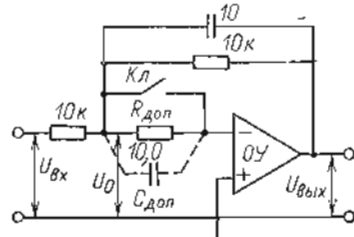


Рис. 1.4

Время восстановления ОУ $\tau_{\text{вос}}$ — это время с момента снятия перегрузки (входным сигналом) до момента, когда выходное напряжение затухает до оговоренного уровня $U_{\text{вых}} \delta$. Измерение можно производить по той же схеме, что и τ_δ , но амплитуду входных прямоугольных импульсов следует выбирать больше граничного значения линейного диапазона ОУ. Так как $\tau_{\text{вос}}$ зависит от амплитуды и длительности импульса, эти параметры должны оговариваться, так же как и значение δ . Отметим, что некоторые типы ОУ имеют $\tau_{\text{вос}}$ около 10 с. В этом случае можно пользоваться ручным включением и выключением входного напряжения постоянного тока.

Максимальная емкость нагрузки $C_{n \text{ max}}$ определяется либо по возникновению неустойчивости (генерации), либо по максимально допустимому значению τ_δ . В обоих случаях должны оговариваться условия испытания, как и при определении τ_δ . При нахождении $C_{n \text{ max}}$ из условий устойчивости за $C_{n \text{ max}}$ следует принимать значение C_n , при котором генерация прекращается, так как это значение часто бывает меньше, чем при возникновении генерации. Если $C_{n \text{ max}}$ зависит от постоянной составляющей $U_{\text{вых}}$, должно приниматься наименьшее значение C_n . Емкости $C_{n \text{ max}}$ обычно приводят для оговоренного диапазона параметров цепи обратной связи.

Входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ и входная емкость $C_{\text{вх}}$. Сопротивление $R_{\text{вх}}$ определяется обычно для области низких частот (где реактивной составляющей можно пренебречь, так как $\omega R_{\text{вх}} C_{\text{вх}} \ll 1$ и $\omega R_{\text{доп}} C_{\text{доп}} \ll 1$) по схеме на рис. 1.4 с помощью внешнего резистора $R_{\text{доп}}$. На вход подается такое синусоидальное напряжение, при котором значение $U_{\text{вых}}$

равно номинальному значению, при этом измеряется U_0 при замкнутом ключе $Kл$ и U'_0 при разомкнутом. Сопротивление $R_{вх}$ рассчитывается по формуле

$$R_{вх} = R_{доп} U_0 / (U'_0 - U_0). \quad (1.8)$$

При измерении U_0 и U'_0 амплитуда $U_{вых}$ должна поддерживаться постоянной.

Входная емкость измеряется на высоких частотах, при которых заведомо $R_{вх} \gg 1/(\omega C_{вх})$. Амплитуда $U_{вых}$ устанавливается несколько меньше граничного значения линейного диапазона для выбранной ω и, так же как и при определении $R_{вх}$, измеряются U_0 и U'_0 в схеме на рис. 1.4, при этом

$$C_{вх} \approx (U'_0/U_0 - 1)/2\pi f R_{доп}. \quad (1.9)$$

Описанный метод используется для измерения $R_{вх}$ и $C_{вх}$ при дифференциальном сигнале. Для определения тех же величин при синфазном сигнале ($R_{вх.сн}$, $C_{вх.сн}$) используется схема на рис. 1.5. При постоянном $U_{вх}$ измеряется $U_{вых}$ при замкнутом $R_{доп}$ и $U'_{вых}$ при разомкнутом ключе $Kл$. Сопротивление $R_{доп}$ должно быть достаточно большим, чтобы вызвать надежно измеряемую разность $U_{вых} - U'_{вых}$. Так как обычно $R_{вх.сн}$ очень велико, его измерение следует производить на постоянном токе для обеих полярностей сигнала. За $U'_{вых}$ следует принимать среднее значение для обеих полярностей. Расчет $R_{вх.сн}$ производится по формуле

$$R_{вх.сн} = R_{доп} U'_{вых.сред} / (U_{вых} - U'_{вых.сред}). \quad (1.10)$$

Для измерения $C_{вх.сн}$ можно воспользоваться той же схемой (см. рис. 1.5), но выбрать частоту сигнала

$$f \gg 1/2\pi R_{вх.сн} C_{вх.сн}.$$

Расчет производится по следующей формуле:

$$C_{вх.сн} = (U_{вых}/U'_{вых} - 1)/2\pi f R_{доп}. \quad (1.11)$$

Отметим, что при измерении входных сопротивлений и емкостей необходимо тщательное экранирование схемы.

Электродвижущая сила смещения ОУ $E_{см}$ определяется по схеме на рис. 1.6. После самопрогрева ОУ в течение оговоренного времени измеряется $U_{вых}$ и рассчитывается

$$E_{см} = U_{вых} / (R_2/R_1 + 1). \quad (1.12)$$

При измерении $E_{см}$ прецизионных ОУ важно обеспечить отсутствие гальванических пар и минимальную термо-ЭДС в контуре: инвертирующий вход, R_1 , неинвертирующий

вход. Для этого все точки этой цепи должны находиться при одинаковой температуре. Этому способствует помещение усилителя и резисторов цепи обратной связи в массивный металлический корпус.

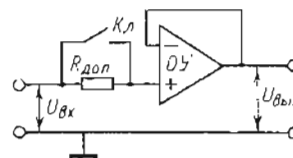


Рис. 1.5

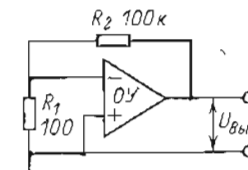


Рис. 1.6

временной дрейф ЭДС смещения $a_{Ет}$ определяется путем измерения $E_{см0}$ после самопрогрева и $E_{см1}$ через интервал времени t , тогда

$$a_{Ет} = \Delta E_{см} / t = (E_{см1} - E_{см0}) / t. \quad (1.13)$$

В период измерения окружающая температура должна быть постоянной.

Средний температурный дрейф ЭДС смещения $a_{ЕТ}$ определяется путем измерения $E_{см1}$ в [схеме на рис. 1.6, при минимальной окружающей температуре T_1 и $E_{см2}$ при максимальной температуре T_2 . Для измерений $E_{см1}$ и $E_{см2}$ совершенно необходимо выдержать усилитель при заданной температуре достаточно длительное время (около 1 ч), чтобы при этой температуре практически прекратилось изменение $E_{см}$. Расчет дрейфа производится по следующей формуле:

$$a_{ЕТ} = \Delta E_{см} / \Delta T = (E_{см2} - E_{см1}) / (T_2 - T_1). \quad (1.14)$$

Помимо общепринятого параметра $a_{ЕТ}$ целесообразно ввести параметр, характеризующий ЭДС смещения ОУ под действием скорости изменения окружающей температуры:

$$V_T = \Delta T / \Delta t.$$

Известно, что в процессе изменения окружающей температуры с заданной скоростью V_T у большинства современных усилителей происходит изменение $E_{см}$ на значение $\Delta E_{см}$, значительно большее, чем после достижения нового стационарного значения температуры и окончания теплового переходного процесса, причем $\Delta E_{см}$ оказывается пропорциональным V_T . Это свойство ОУ целесообразно характеризовать параметром $a_{ЕV} = \Delta E_{см} / V_T$. Его изменение можно производить путем записи на самописцы $\Delta E_{см}$ в процессе определения $a_{ЕТ}$ в термостате с известной скоростью изменения

температуры (V_T), а за $\Delta E_{см}$ следует принять максимальное отклонение $E_{см}$ от установившегося значения при T_2 . Величина $a_{дт}$ нередко в большей степени характеризует нестабильность нуля ОУ при изменении T , чем $a_{ЕТ}$. При значении V_T , равном примерно 1 град/мин, возможно возникновение $\Delta E_{см}$ около 10—50 мкВ, что соответствует $a_{ЕV} = 10 \div 50 \text{ мкВ} \cdot \text{мин/град}$. Появление дополнительного $\Delta E_{см}$ под влиянием V_T обусловлено тем, что между точками входной цепи появляется разность температур ΔT , в первом приближении пропорциональная V_T и тепловому сопротивлению R_T между этими точками. Возникновение ΔT во входном дифференциальном каскаде ОУ без преобразования сигнала приводит к разбалансу его токов, что эквивалентно $\Delta E_{см}$. В усилителе с МДМ-каналом появление ΔT во входной цепи приводит к возникновению паразитных термо-ЭДС.

Входной ток ОУ $I_{вх}$ для каждого входа определяется по схеме на рис. 1.7. Сначала оба ключа замыкаются, производится самопрогрев усилителя и измеряется его $U_{вых}$. Затем размыкается ключ $K_{л1}$ и измеряется изменение выходного напряжения $\Delta U_{вых1}$. Величины R_1 и R_2 должны быть достаточно большими, чтобы обеспечить большое $\Delta U_{вых}$. Затем ключ $K_{л1}$ замыкается и размыкается ключ $K_{л2}$, при этом измеряется $\Delta U_{вых2}$. По этим данным рассчитываются токи инвертирующего и неинвертирующего входов:

$$I_{вх}^- = \Delta U_{вых2} / R_2; \quad (1.15)$$

$$I_{вх}^+ = \Delta U_{вых1} / R_1. \quad (1.16)$$

Разность входных токов $\Delta I_{вх}$ определяется как $I_{вх}^- - I_{вх}^+$.

Измерение временного дрейфа $I_{вх} a_{IT}$, временного дрейфа разности входных токов Δa_{IT} , а также средних температурных дрейфов входного тока a_{IT} и разности входных токов Δa_{IT} производится совершенно аналогично измерению дрейфа $E_{см}$ путем определения изменения этих параметров в течение заданного интервала времени t или при изменении температуры на величину ΔT . При измерениях входных токов и их зависимостей от t и T необходимо экранирование схемы, а при измерении временного дрейфа — обеспечение постоянства T .

Аналогично параметру $\Delta E_{см} / V_T$ можно ввести параметры $\Delta I_{вх} / V_T$ и $\Delta \Delta I_{вх} / V_T$, характеризующие зависимость входного тока (или его разности) от скорости изменения окружающей температуры. Как показывает опыт, за счет переходных тепловых процессов изменения $I_{вх}$ и $\Delta I_{вх}$ могут быть значительно выше, чем после достижения температурой нового стационарного значения. Измерение предлагаемых параметров может быть выполнено путем записи на само-

писце $U_{вых}$ ОУ в схеме на рис. 1.7 при его нагреве в термостате с заданной скоростью изменения температуры V_T . При этом приращение тока определяется по максимальному отклонению $U_{вых}$ от установившегося значения, деленному на R_2 (или R_1), которое имеет место после стабилизации температуры на новом уровне.

Коэффициенты влияния нестабильности источников питания на смещение нуля K_U и входной ток K_I определяются путем изменения напряжения питания на 1 В и измерения вызванного этим изменения

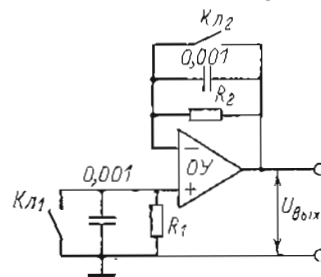


Рис. 1.7

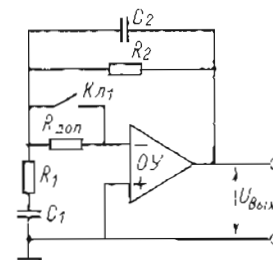


Рис. 1.8

соответственно $E_{см}$ и $I_{вх}$, при этом K_U и K_I численно равны этим изменениям. Коэффициенты влияния обычно определяются для каждого источника отдельно.

Приведенная ЭДС шума ОУ $E_{ш}$ (в дальнейшем для краткости будет использоваться термин «ЭДС шума») может быть измерена при включении ОУ по схеме на рис. 1.8. Сопротивление резистора R_1 выбирается равным 10—100 Ом, чтобы собственный тепловой шум резистора был значительно меньше $E_{ш}$, т. е.

$$\sqrt{4kTR_1f_b} \ll E_{ш},$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ эрг/град — постоянная Больсмана; T — абсолютная температура; f_b — верхняя граничная частота полосы пропускания фильтра, образованного C_2 , R_2 .

Сопротивление резистора R_2 выбирается в 10—1000 раз большим сопротивления резистора R_1 . Измерение $E_{ш}$ должно производиться в заданном диапазоне частот f_n — f_b . В настоящее время большинство разработчиков ОУ приводят шумы для двух диапазонов частот: 0,01—1 и 10—10⁴ Гц. В первом случае приводят удвоенную амплитуду шума (от пика до пика), полученную путем записи $U_{вых}$ на самописце (причем длительность записи должна быть не менее $10/2\pi f_n$, в противном случае погрешность реализации низкочастотной части спектра будет недопустимо велика), а во втором — эффек-

тивное значение шума путем измерения $U_{\text{вых}}$ либо тепловым прибором, либо любым другим, измеряющим эффективное напряжение (при применении прибора, измеряющего амплитудное значение, необходимо введение поправочного коэффициента).

Для реализации заданных $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$ необходимо выбрать следующие параметры фильтров:

$$C_1 = (1/2\pi f_{\text{н}} R_1) (2/\pi) = 1/\pi^2 f_{\text{н}} R_1; C_2 = (1/2\pi f_{\text{в}} R_2) (\pi/2) = 1/4 f_{\text{в}} R_2.$$

Здесь под $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$ понимаются границы эквивалентной шумовой полосы пропускания идеального фильтра, для которого затухание сигнала вне полосы пропускания бесконечно велико. Верхняя граница полосы пропускания реального фильтра (см. рис. 1.8) в $\pi/2$ раз меньше $f_{\text{в}}$, а нижняя граница в $\pi/2$ раз больше $f_{\text{н}}$, поэтому при определении C_1 и C_2 учитываются эти коэффициенты. Отметим, что коэффициент $\pi/2$ определен для случая равномерного распределения шумов по частоте. Однако и при неравномерном спектре в первом приближении можно использовать те же значения, так как для реальных ОУ небольшие изменения $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$ слабо влияют на значение $E_{\text{ш}}$. Важно только оговорить, в какой полосе реального фильтра оно получено.

Отношение R_2/R_1 желательно выбирать возможно большим, чтобы облегчить измерение $U_{\text{вых}}$, при этом надо учитывать, что одновременно снижается (полоса пропускания усилителя, которая должна быть выше, чем $f_{\text{в}}$, поэтому должно выполняться условие

$$1/2\pi C_2 R_2 \leq 3f_{\text{ср}} R_1 / (R_1 + R_2).$$

Измерив в схеме на рис. 1.8 $U_{\text{вых}}$ при замкнутом ключе $K_{\text{Л1}}$, находят

$$E_{\text{ш}} = \sqrt{U_{\text{вых}}^2 R_1^2 / (R_1 + R_2)^2 - 4kTR_1 R_2 \Delta f / (R_1 + R_2)}, \quad (1.17)$$

где $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$.

В (1.17) второй член определяет тепловые шумы резисторов обратной связи.

Напомним, что числовые значения $E_{\text{ш}}$ должны приводиться одновременно с указанием граничных частот полосы пропускания, при которых измерен шум, и с пояснением, какое приводится значение $E_{\text{ш}}$ — удвоенное амплитудное или эффективное.

Приведенный ток шума ОУ $I_{\text{ш}}$ измеряется также по схеме на рис. 1.8. Выбирается такое значение сопротивления $R_{\text{доп}}$, чтобы напряжение шумов на выходе ОУ увеличивалось по крайней мере на порядок при размыкании

ключа, при этом

$$I_{\text{ш}} = \sqrt{U_{\text{вых}}^2 R_1^2 / R_{\text{доп}}^2 (R_1 + R_2)^2 - 4kT\Delta f / R_{\text{доп}}}. \quad (1.18)$$

Так же как и для $E_{\text{ш}}$, должны быть указаны граничные частоты, полосы пропускания и пояснено, какое приводится значение $E_{\text{ш}}$ — эффективное или удвоенное амплитудное.

При измерении $I_{\text{ш}}$ особое внимание должно быть обращено на тщательную экранировку схемы, снижение помех в источниках питания, а также на экранировку входных цепей от выходных, так как даже из-за ничтожной проходной емкости между входом и выходом ОУ может снизиться реальная полоса пропускания. Так, при $R_{\text{доп}} = 10$ МОм, $R_2/R_1 = 1000$ из-за проходной емкости 1 пф снижается шумовая полоса до 25 Гц. Значение $f_{\text{в}}$ может быть также снижено, если входное сопротивление ОУ меньше $R_{\text{доп}}$. Чтобы этого не происходило, необходимо выполнение следующего условия:

$$1/2\pi C_2 R_2 \leq 3f_{\text{ср}} R_1 R_{\text{вх}} / (R_1 + R_2) (R_{\text{вх}} + R_{\text{доп}}).$$

Следует учитывать, что тепловой шум $R_{\text{доп}}$ создает шумовой ток

$$I_{\text{ш}} = \sqrt{4kT\Delta f / R_{\text{доп}}},$$

причем, если полученное при измерении значение $I_{\text{ш}}$ близко к этому значению (например, в ОУ с полевыми транзисторами на входе), его измерение теряет практический смысл.

1.2. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ПАРАМЕТРАМ И ХАРАКТЕРИСТИКАМ ОУ

В зависимости от выполняемых функций требования, предъявляемые к ОУ, различны, но в любых случаях важно уменьшать погрешность выполняемой операции δ и увеличивать быстродействие, упрощать схемы ОУ и повышать их надежность. Требования минимальной погрешности и максимального быстродействия противоречивы между собой и с требованиями простоты ОУ и их надежности. В связи с этим приходится для каждой конкретной области применения ОУ выбирать компромиссные требования. Этим в основном объясняется необходимость в большом разнообразии типов ОУ.

Далее приведем обоснование требований к наиболее важным параметрам и характеристикам современных ОУ и оценим их предельные значения, при этом будем рас-

рассматривать только те режимы работы ОУ, при которых к рассматриваемому параметру предъявляются наиболее высокие требования. При обосновании требований к отдельным параметрам будем учитывать, что погрешность ОУ с обратной связью определяется не только самим ОУ, но и пассивными элементами обратной связи. Поэтому целесообразно уменьшать погрешности, вносимые ОУ, только до тех пор, пока они не станут существенно меньше погрешности пассивных элементов. При дальнейшем улучшении параметров ОУ будет ничтожно снижаться суммарная погрешность, но значительно усложнится усилитель, снизится его надежность, поэтому такое улучшение нецелесообразно.

а) Требования к коэффициенту усиления на низкой частоте и постоянном токе

Наибольшее значение коэффициента усиления требуется при длительном режиме хранения в интеграторах и устройствах слежения-хранения, для которых погрешность хранения δ_{xp} за время t_{xp} (при $t_{xp} \ll C_{o.c} R_{yT}$) может быть выражена следующим образом:

$$\delta_{xp} \approx t_{xp} [1 + R_{yT}/R_{omin} K_y(0)] / C_{o.c} R_{yT}$$

Из этой формулы получаем:

$$K_y(0) \geq \frac{R_{yT}}{R_{omin}} \frac{1}{(C_{o.c} R_{yT} \delta_{xp} / t_{xp} - 1)}, \quad (1.19)$$

где $C_{o.c}$ — емкость конденсатора обратной связи; R_{yT} — сопротивление утечки конденсатора обратной связи; R_{omin} — минимальное сопротивление на входе усилителя относительно земли, включая $R_{вх}$ ОУ.

Здесь и далее под δ понимается только часть общей допустимой погрешности, обусловленная рассматриваемым параметром усилителя. Так как в наихудшем случае отдельные составляющие могут складываться, необходимо так выбирать отдельные составляющие δ , чтобы их сумма не превышала общей допустимой погрешности, вносимой усилителем.

Из приведенного выражения видно, что увеличение $K_y(0)$ свыше $(3-10) R_{yT}/R_{omin}$ не имеет смысла, так как практически при этом не снижается δ_{xp} . Для высококачественных полистироловых и фторопластовых конденсаторов при $C_{o.c} = 0,1$ мкФ значение R_{yT} достигает 10^{13} Ом, поэтому для $R_{omin} = 100$ кОм предельное значение $K_y(0) = (3-10) \cdot 10^8$, при этом δ_{xp} практически определяется собственной

постоянной времени $C_{o.c}$:

$$\delta_{xp} \approx t_{xp} / C_{o.c} R_{yT}$$

Если $C_{o.c} = 0,1$ мкФ, $R_{yT} = 10^{13}$ Ом, то за 100 с $\delta_{xp} = 0,01\%$.

В случаях, когда допустима $\delta_{xp} = 0,1\%$ за 1 с при $R_{omin} = 100$ кОм и $C_{o.c} = 0,1$ мкФ, можно удовлетвориться ОУ с $K_y(0) \approx 10^5$.

При работе в режиме сумматора или масштабного усилителя требуется

$$K_y(0) \geq (1 + K_{nmax}) / \delta_{доп}$$

где $K_{nmax} = R_{o.c} \sum_{i=1}^n 1/R_i$ — максимальный суммарный коэффициент передачи сумматора; $R_{o.c}$ — сопротивление обратной связи; R_i — сопротивления на входах сумматора; n — число входов сумматора, причем $R_0 = R_{вх}$ — входное сопротивление собственно ОУ; $\delta_{доп}$ — допустимая относительная погрешность, вносимая усилителем. Так, при $K_{nmax} = 100$ и $\delta_{доп} = 0,01\%$ необходим $K_y(0) \geq 10^6$. Такое требование предъявляется к $K_y(0)$ во всем диапазоне частот, в котором необходимо сохранить $\delta \leq \delta_{доп}$. Отметим, что для ряда задач, в которых используется режим с небольшим K_n и (или) допустимы значительные δ , оказывается достаточным $K_y(0) = (2-5) \cdot 10^4$.

б) Требования к напряжению смещения нуля и его дрейфу

Минимальные значения $E_{см}$ и его дрейфа требуются в режиме интегрирования. Можно показать, что при интегрировании необходимо

$$E_{см} \leq \frac{U_{вых max} R_r C_{o.c} \delta_{доп}}{t_{ин}}, \quad (1.20)$$

где R_r — сопротивление, последовательное со входом ОУ (или сопротивление генератора); $t_{ин}$ — время интегрирования.

В ряде случаев в прецизионных интеграторах $U_{вых max} = 10$ В, $R_r = 10^8$ Ом, $C_{o.c} = 0,1$ мкФ, $\delta_{доп} = 0,01\%$, $t_{ин} = 100$ с, при этом требуется $E_{см} \leq 1$ мкВ. Так как $E_{см}$ не должно превышать $E_{см max}$ за время t_{max} и при изменении температуры от T_{min} до T_{max} , необходимо, чтобы

$$a_{ET} = \Delta E_{см} / \Delta T \leq U_{вых max} R_r C_{o.c} \delta_{доп} / (T_{max} - T_{min}) t_{ин} \quad (1.21)$$

и чтобы временной дрейф не превышал

$$a_{ET} = \Delta E_{см} / t \leq U_{вых max} R_r C_{o.c} \delta_{доп} / t_{max} t_{ин}, \quad (1.22)$$

где t_{max} — максимальное время, в течение которого интегратор должен работать без регулировки нуля.

Для приведенного выше примера и $T_{max} - T_{min} = 50$ К $t_{max} = 1$ мес необходимо $a_{ET} \leq 0,02$ мкВ/К, $a_{Et} \leq 1$ мкВ за месяц.

Для работы в составе масштабного усилителя или сумматора необходимо обеспечить

$$E_{см} \leq U_{вых\ max} \delta_{доп} / K_{п\ max}; \quad (1.23)$$

$$a_{ET} \leq U_{вых\ max} \delta_{доп} / K_{п\ max} (T_{max} - T_{min}); \quad (1.24)$$

$$a_{Et} \leq U_{вых\ max} \delta_{доп} / K_{п\ max} t_{max}. \quad (1.25)$$

Отсюда при $\delta_{доп} = 0,01\%$, $K_{п} \leq 100$, $\Delta T = 50$ К, $t_{max} = 1$ мес необходимо $E_{см} \leq 10$ мкВ, $a_{ET} \leq 0,2$ мкВ/К, $a_{Et} \leq 10$ мкВ за месяц.

Однако во многих случаях (особенно при наличии внешней установки нуля) практически оказывается приемлемым $E_{см} = 3 \div 10$ мВ, $a_{ET} = 3 \div 10$ мкВ/К, $a_{Et} = 20 \div 50$ мкВ за месяц.

в) Требования к значениям входного тока и его дрейфа

Минимальные значения $I_{вх}$ и его дрейфа требуются также в режиме интегрирования или хранения. Можно показать, что при интегрировании необходимо соблюдение следующих условий:

$$I_{вх} \leq U_{вых\ max} C_{о.с} \delta_{доп} / t_{ин}; \quad (1.26)$$

$$a_{IT} \leq U_{вых\ max} C_{о.с} \delta_{доп} / t_{ин} (T_{max} - T_{min}); \quad (1.27)$$

$$a_{It} \leq U_{вых\ max} C_{о.с} \delta_{доп} / t_{ин} t_{max}. \quad (1.28)$$

При $U_{вых\ max} = 10$ В, $C_{о.с} = 0,1$ мкФ, $\delta_{доп} = 0,01\%$, $t_{ин} = 100$ с, $T_{max} - T_{min} = 50$ К, $t_{max} = 1$ мес требуются $I_{вх} \leq 1$ пА, $a_{IT} \leq 0,02$ пА/К, $a_{It} \leq 1$ пА за месяц.

Отметим, что такие высокие требования обеспечить очень трудно. Поэтому в большинстве случаев погрешность интеграторов значительно превышает $0,01\%$. Это связано также со значительным ТКЕ даже у наилучших пленочных конденсаторов (около $0,01\%/К$), а также с погрешностями, вызванными явлением абсорбции зарядов в конденсаторах.

В режиме сумматора и масштабного усилителя требования к $I_{вх}$ и его дрейфу значительно ниже требований к аналогичным параметрам в интегрирующих и запоминающих устройствах и определяются соотношениями

$$I_{вх} \leq U_{вых\ max} \delta_{доп} / R_{о.с}; \quad (1.29)$$

$$a_{IT} \leq U_{вых\ max} \delta_{доп} / R_{о.с} (T_{max} - T_{min}); \quad (1.30)$$

$$a_{It} \leq U_{вых\ max} \delta_{доп} / R_{о.с} t_{max}. \quad (1.31)$$

При $U_{вых\ max} = 10$ В, $\delta_{доп} = 0,01\%$, $R_{о.с} = 10$ кОм требуются $I_{вх} \leq 100$ пА, $a_{IT} \leq 100$ нА/К, $a_{It} \leq 100$ нА за месяц.

г) Требования к уровню шумов

Уровень шумов, приведенных ко входу усилителя, не должен превышать значение, соответствующее допустимой погрешности, т. е.

$$E_{ш} \leq U_{вых\ max} \delta_{доп} / K_{п\ max}, \quad (1.32)$$

или

$$I_{ш} \leq U_{вых\ max} \delta_{доп} / R_{о.с} K_{п\ max}. \quad (1.33)$$

Здесь под $E_{ш}$ и $I_{ш}$ понимаются пиковые значения соответственно ЭДС и тока шумов, которые примерно равны утроенному значению среднеквадратических значений в заданной полосе частот.

Для типичного случая при $U_{вых\ max} = 10$ В, $\delta_{доп} = 0,01\%$, $K_{п\ max} = 100$, $R_{о.с} = 100$ кОм необходимы $E_{ш} \leq 10$ мкВ, $I_{ш} \leq 100$ пА. Однако в предельных случаях при изменении малых ЭДС требуется $E_{ш}$ около 10 нВ, а при измерении малых токов — $I_{ш}$ около 10^{-13} А.

д) Требования к коэффициенту ослабления синфазной составляющей $K_{о.с.с}$ и максимальному значению допустимого синфазного напряжения $U_{сф\ max}$

Как правило, допустимое значение $U_{сф\ max}$ должно быть не менее $U_{вых\ max}$, т. е. не менее 10 В, так как в противном случае ОУ не может работать в очень распространенном режиме — режиме неинвертирующего повторителя. Исключения составляют некоторые измерительные усилители, для которых в ряде случаев допустим значительно меньший уровень $U_{сф\ max}$.

Было показано [40], что погрешность коэффициента передачи по неинвертирующему входу дифференциального ОУ, обусловленная $K_{о.с.с}$, практически равна $1/K_{о.с.с}$, поэтому необходимо обеспечивать

$$K_{о.с.с} \geq 1/\delta_{доп}, \quad (1.34)$$

где $\delta_{доп}$ — допустимая погрешность, вызванная синфазной составляющей сигнала.

е) Требования к динамическим характеристикам

Как отмечалось выше, динамические свойства ОУ характеризуются частотой среза $f_{ср}$, граничной частотой $f_{гр}$, полосой пропускания, определяемой частотой f_{δ} при заданной погрешности δ , максимальной скоростью нарастания выходного напряжения V_{max} и временем затухания переходного процесса t_{δ} до установившегося значения с заданной погрешностью δ , причем в большинстве случаев требуется малая

погрешность, т. е. значение δ , равное 0,01—1%. Динамические свойства определяются также формой АЧХ.

Частота f_{cp} при прочих равных условиях определяет f_δ и τ_δ . Чем выше f_{cp} , тем выше f_δ и меньше τ_δ . Однако τ_δ зависит не только от f_{cp} , но и от формы АЧХ. Минимальное значение τ_δ достигается при АЧХ по контуру обратной связи, соответствующей инерционному звену первого порядка, т. е. при затухании 20 дБ/дек, при этом затухание переходного процесса происходит по экспоненте, поэтому

$$\tau_\delta = \frac{1+K_n}{2\pi f_{cp}} \ln \frac{1}{\delta} \approx 0,37 \frac{1+K_n}{f_{cp}} \lg \frac{1}{\delta}. \quad (1.35)$$

Если нужно обеспечить $\tau_\delta \leq 100$ нс при $K_n=1$, $\delta=0,01\%$, то необходима $f_{cp} \geq 15$ МГц, но при $K_n=100$ требуется $f_{cp} \geq 1600$ МГц.

При АЧХ с затуханием 20 дБ/дек ОУ имеет наиболее узкую полосу пропускания:

$$f_\delta = f_{cp} \delta / (1 + K_n). \quad (1.36)$$

При $f_{cp}=16$ МГц и $K_n=100$ погрешность $\delta \leq 0,01\%$ обеспечивается только в полосе 0—16 Гц.

Во многих применениях ОУ требуются большая f_δ и меньшее τ_δ . Однако требовать f_{cp} выше 1000 МГц нецелесообразно не только из-за ограничений, накладываемых современными транзисторами, но и вследствие трудностей эксплуатации таких ОУ, так как с ростом f_{cp} уменьшается область устойчивости и резко возрастают требования к снижению паразитных емкостей и индуктивностей монтажа.

С учетом этого только для ультрабыстродействующих ОУ можно потребовать $f_{cp} \approx 1000$ МГц. Для большинства случаев достаточно f_{cp} , равная 10—100 МГц. В тех случаях, когда допустимо невысокое быстродействие, приемлемой является $f_{cp} \approx 1$ МГц.

Как следует из (1.35) и (1.36), при фиксированной f_{cp} величины f_δ и τ_δ могут быть улучшены путем уменьшения K_n и увеличения допустимого значения погрешности. Кроме того, значение f_δ может быть существенно увеличено при переходе к АЧХ, имеющей участок с затуханием 40 дБ/дек, при этом

$$f_\delta = \sqrt{f_{cp} f_{20} \delta / K_n}, \quad (1.37)$$

где f_{20} — частота, выше которой затухание равно 20 дБ/дек вплоть до f_{cp} . Целесообразно выбирать $f_{20} \approx f_{cp} / 2K_n$ (при большем значении f_{20} резко ухудшается переходный процесс), поэтому при такой АЧХ удастся увеличить f_δ примерно в $(\sqrt{2\delta})^{-1}$ раз, т. е. примерно в 70 раз при $\delta=0,01\%$.

Учитывая это, целесообразно потребовать, чтобы наряду с ОУ, обладающими АЧХ с затуханием 20 дБ/дек и обеспечивающими минимальные τ_δ , были ОУ с АЧХ, имеющими участок с затуханием 40 дБ/дек.

Отметим, что приведенные выше соотношения верны только для достаточно малого сигнала, при котором скорость изменения $U_{вых}$ не превышает V_{max} . В противном случае происходит перегрузка усилителя и τ_δ резко возрастает. В тех случаях, когда требуется малое значение τ_δ (например, в современных быстродействующих цифро-аналоговых преобразователях необходимы ОУ с $\tau_{0,01\%} = 20 \div 100$ нс), следует обеспечить достаточно высокое значение V_{max} . Так, для обработки импульсных сигналов с амплитудой 10 В и длительностью фронта $\tau_{фр}$ около 5 нс требуются ОУ с $V_{max} = U_{вых max} / \tau_{фр} = 2000$ В/мкс. Широкий класс задач решается с помощью ОУ с $V_{max} = 100 \div 400$ В/мкс. В тех областях применения, в которых не требуется высокое быстродействие, приемлемым значением V_{max} является 0,5—1,0 В/мкс.

Отметим, что граничная частота $f_{гр}$, т. е. максимальная частота синусоидального сигнала, при которой обеспечивается $U_{вых max}$, однозначно определяется через V_{max} :

$$f_m = V_{max} / 2\pi U_{вых max}, \quad (1.38)$$

и поэтому при задании V_{max} может не оговариваться.

Из приведенных формул и примеров оценки основных параметров ОУ видно, что диапазон требуемых значений каждого параметра очень велик, что порождает необходимость иметь большое разнообразие типов ОУ.

1.3. КЛАССИФИКАЦИЯ ОУ

Операционные усилители характеризуются большим числом параметров, значения которых варьируются в широких пределах в зависимости от предъявляемых к ОУ требований. Учитывая это, естественно классифицировать усилители по значению наиболее важных параметров. Нередко делят ОУ на прецизионные, или усилители высокой точности (УВТ), усилители средней точности (УСТ) и усилители низкой точности (УНТ), разбивая их параметры всего на три класса.

Однако для разработки ОУ недостаточно классификации по параметрам. Необходима классификация по принципам построения или структурным схемам ОУ. Такая классификация приведена на рис. 1.9. Все усилители делятся на ОУ с дифференциальным входом (ДОУ) и ОУ только с инвертирующим входом (Ин ОУ). Каждая группа может быть

построена без преобразования сигнала (ОУ БП) и с преобразованием сигнала (ОУ ПС). Преобразование сигнала может быть реализовано в схемах с однократной модуляцией и демодуляцией (ОУ МДМ-1) или с двукратной (ОУ МДМ-2), с управляемыми генераторами (ОУ УГ), а также с периодической компенсацией дрейфа (ОУ ПКД). Каждый из

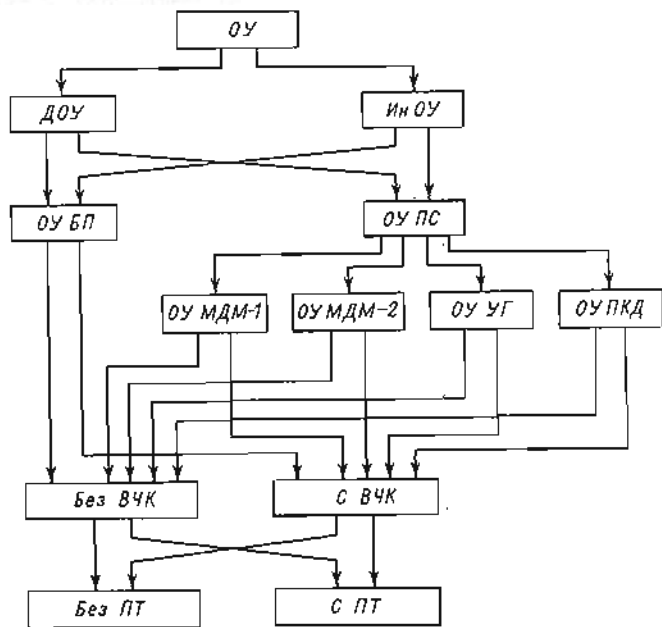


Рис. 1.9

перечисленных классов ОУ может выполняться с применением параллельного высокочастотного канала (ВЧК) или без него. Кроме того, ОУ могут быть выполнены либо как преобразователи напряжения в напряжение, т. е. без повторителя тока (ПТ) на входе, либо как преобразователи тока в напряжение с ПТ на входе.

Операционные усилители без преобразования сигнала просты, удобны для интегральной технологии изготовления и потому получили наибольшее распространение. Их, в свою очередь, можно разбить на различные подгруппы в зависимости от построения входных и выходных каскадов. Наиболее часто их делят по типу входных транзисторов на ОУ с обычными биполярными транзисторами, с транзисторами «супер- β » (со сверхвысоким усилением по току), с полевыми транзисторами с $p-n$ -переходом и ОУ с МОП-транзисторами. Операционные усилители БП всех этих подгрупп имеют широкое применение: первых двух — благодаря простоте

изготовления и низкой стоимости, вторых двух — благодаря сочетанию сравнительно малого входного тока с малым дрейфом нуля. Операционные усилители с полевыми транзисторами обладают еще меньшим $I_{вх}$, особенно с МОП-транзисторами на входе, они позволяют также иметь большую V_{max} , но по дрейфу $E_{см}$ значительно уступают первым двум подгруппам.

Усилители с дифференциальным входом обладают существенно большими функциональными возможностями, чем только инвертирующие. Однако ДОУ не могут полностью заменить Ин ОУ, так как последние позволяют получать большее быстродействие и лучшую стабильность.

Операционные усилители с преобразованием сигнала обычно сложнее и дороже, чем ОУ БП, но они необходимы для обеспечения минимальных значений дрейфа нуля и низкочастотных шумов. Причем ОУ МДМ-1 позволяют обеспечить минимальный дрейф нуля, но они имеют больший уровень шумов, чем ОУ МДМ-2. Операционные усилители с управляемыми генераторами имеют преимущества при обеспечении высокого входного сопротивления, малого входного тока и при гальванической развязке входных цепей. Операционные усилители с периодической компенсацией дрейфа по электрическим параметрам несколько уступают ОУ МДМ-1, но оказываются более технологичными при реализации по полупроводниковой интегральной технологии.

Усилители с ВЧК по сравнению с одноканальными (без ВЧК) позволяют получить больший запас устойчивости, увеличить частоту среза и максимальную скорость нарастания сигнала.

Для получения минимального времени установления выходного напряжения с заданной погрешностью существенными преимуществами обладают ОУ с повторителем тока на входе.

Очевидно, при разработке ОУ необходимо учитывать не только требования к их параметрам, но и те возможности, которые обеспечивает каждый из приведенных на рис. 1.9 принципов построения ОУ, а также возможность и целесообразность изготовления их по полупроводниковой интегральной технологии, гибридной интегральной технологии или в виде модулей из дискретных и интегральных элементов.

1.4. НОМЕНКЛАТУРА ОУ

Один из возможных подходов к составлению номенклатуры ряда ОУ состоит в том, что значения каждого параметра делятся на несколько классов, например как показано в табл. 1.1, причем один тип ОУ обладает всеми параметрами первого класса, второй — параметрами второго класса и т. д., т. е. число типов ОУ совпадает с числом классов. Аналогичный принцип закладывается при разработке рядов некоторых измерительных приборов или бытовой радиоаппаратуры.

Такой подход хорош тем, что обеспечивает минимальное число типов ОУ и малую дискретность параметров, т. е. можно иметь сравнительно много классов для каждого параметра. Однако во многих при-

Таблица 1.1

Параметры	Эквивалентные параметры по классам						
	Единица измерения	I	II	III	IV	V	VI
$U_{вых max}$	B	± 10	± 10	± 10	± 10	± 10	± 10
$I_{вых max}$	мА	± 50	± 20	± 10	± 5	± 2	< 2
$K_y(0)$	B/B	$> 10^8$	10^7-10^8	10^6-10^7	10^5-10^6	10^4-10^6	$< 10^4$
$R_{вх}$	МОм	$> 10^{12}$	$10^{11}-10^{12}$	10^8-10^{11}	10^7-10^9	10^6-10^7	10^5-10^6
$E_{см}$	мкВ	< 1	$1-10$	$10-100$	10^2-10^3	10^3-10^4	$> 10^4$
a_{ET}	мкВ/К	$< 0,05$	$0,05-0,2$	$0,2-1$	$1-3$	$3-10$	> 10
a_{VT}	пА	< 1	$1-10$	$10-100$	10^2-10^3	10^3-10^4	$> 10^4$
$E_{нп}^*$ в полосе 0,01—1 Гц	пА/К	$< 0,1$	$0,1-1$	$1-10$	$10-100$	10^2-10^3	$> 10^3$
$I_{ш}^*$ в полосе 0,01—1 Гц	мкВ	$< 0,2$	$0,2-0,5$	$0,5-1$	$1-2$	$2-5$	> 5
$U_{сн max}$	пА	$< 0,2$	$0,2-1$	$1-10$	$10-100$	10^2-10^3	$> 10^3$
$K_{о.с.с.}$	B	10	10	10	5	3	≤ 1
$f_{ср}$	дБ	> 140	$120-140$	$100-120$	$80-100$	$70-80$	$60-70$
f_6 для $\delta = 0,1\%$, $K_n = 1$	МГц	> 1000	$100-1000$	$30-100$	$10-30$	$1-10$	≤ 1
V_{max}	кГц	> 500	$100-500$	$20-100$	$5-20$	$1-5$	≤ 1
τ_6 для $\delta = 0,1\%$	B/мкс	> 1000	$300-1000$	$100-300$	$10-100$	$1-10$	≤ 1
	мкс	0,02	$0,02-0,1$	$0,1-0,3$	$0,3-1$	$1-3$	≤ 3

* Приводится удвоенное амплитудное значение.

менениях требуется высокое значение только одного-двух параметров, а остальные незначительны, при этом приходится применять ОУ высокого класса по всем параметрам. Естественно, такой усилитель оказывается более дорогим, сложным и менее надежным. Для потребителя было бы выгоднее, чтобы ряд ОУ включал в себя все многообразие типов, которое образуется при различных сочетаниях параметров. Однако если разбить каждый параметр всего на три класса, то окажется, что число различных комбинаций параметров составит тысячи. Такой принцип приводит к чрезмерно большому числу типов ОУ. Каждый тип будет выпускаться сравнительно небольшими сериями, что приведет к росту их стоимости. Очевидно, такой подход также неприемлем.

Представляется целесообразным иметь специализацию ОУ только по наиболее важным параметрам с наиболее употребительными их сочетаниями по классам точности, при этом удастся при сравнительно небольшом числе различных типов ОУ удовлетворить подавляющему большинству запросов практики.

К наиболее важным параметрам целесообразно отнести группу статических параметров: $E_{см}$, a_{ET} , $I_{вх}$, a_{VT} , и группу динамических параметров: $f_{ср}$, V_{max} , f_6 , τ_6 . На основании изучения требований к ОУ в различных областях их применения ориентировочно можно рекомендовать 14 классов статических параметров (табл. 1.2) и 9 классов динамических (табл. 1.3). Все ОУ с десятивольтовой шкалой выходных напряжений.

В этих таблицах приняты следующие обозначения:

Ии — структура только с инвертирующим входом;

Д — структура с дифференциальным входом;

МДМ-1 — ОУ с МДМ-каналом с однократным преобразованием сигнала;

МДМ-2 — ОУ с МДМ-каналом с двукратным преобразованием сигнала;

ПКД — ОУ с периодической компенсацией дрейфа;

ВКН — ОУ с внутренней компенсацией смещения нуля;

БП — ОУ без преобразования сигнала во времени;

β — ОУ с входными транзисторами типа «супер- β »;

Бип — ОУ с биполярными транзисторами на входе;

Пол — ОУ с полевыми (с $p-n$ -переходом) транзисторами на входе;

МДП — ОУ с транзисторами на входе типа МДП;

КВЧ — ОУ с параллельным каналом высокой частоты;

КВЧ-2 — ОУ с двухтактным каналом высокой частоты;

ПТ — ОУ с повторителем тока на входе;

М — модульная технология;

Г — гибридная интегральная технология;

П — полупроводниковая интегральная технология.

В табл. 1.2 и 1.3 для каждого класса параметров приведены структуры, на основе которых они могут быть реализованы, и рекомендуемая технология изготовления.

Таблица 1.2

Возможные структуры ОУ	$R_{вх}$, МОм	$E_{см}$, мкВ	$a_{ЭТ}$, мкВ/К	$E_{ш}$ при $\Delta f=1$ Гц, мкВ
Ин. МДМ-2	0,01	0,3	0,01	0,05
Ин. МДМ-1	1	1-3	0,03-0,05	0,5-1
Ин. МДМ-1	100	5-10	0,5-1	2-3
ДМДМ-1	10	10-20	0,05-0,1	0,5-1
ДПКД	1	30-50	0,1-0,2	2-3
Ин. ПКД	1	10-20	0,1-0,2	2-3
Д. БП-В	1	10^3	0,5-1	3-5
Д. БП-В	1	10^3-10^4	1-5	3-5
Д. БП. Бип	0,1	$(3-10) \cdot 10^3$	3-10	3-10
Д. БП. Бип	0,1	$(1-2) \cdot 10^4$	5-20	3-10
Д. БП. ВКН Пол	10	$(1-5) \cdot 10^4$	1-5	5-10
Д. БП. Пол	10	$(1-3) \cdot 10^4$	10-50	5-10
Д. БП. ВКН МДП	10^5	$(0,5-2) \cdot 10^3$	5-20	10-20
Д. БП. МДП	10^5	$(1-5) \cdot 10^4$	20-50	10-20

* Приводится удвоенное амплитудное значение.

** Значение удваивается при повышении температуры на каждые 10 К.

Заметим, что было бы неправильно пытаться делить ОУ на классы так, чтобы охватить все возможные значения каждого параметра во всем диапазоне его изменения, так как ОУ с худшими значениями параметров всегда может быть заменен на ОУ с лучшими параметрами, поэтому нет необходимости в более мелкой градации по классам, которая неизбежно приведет к увеличению числа типов ОУ, а значит, вызовет рост их стоимости. Вместе с тем при уменьшении числа классов средняя стоимость ОУ может также возрасти из-за увеличения удельного веса высокоточных ОУ. Поэтому целесообразно выбирать некоторое компромиссное число классов.

Из формальных соображений общее число типов ОУ должно быть

Таблица 1.3

Возможные структуры ОУ	$f_{ср}$, МГц	V_{max} , В/мкс	f_{δ} при $\delta=0,1\%$, кГц	τ_{δ} при $\delta=0,1\%$, мкс	Технология
Д. БП	1-2	0,5-2	0,3-1	3-20	П
Д. БП	10-20	40-100	5-10	0,3-2	П
Ин. БП. КВЧ	20-100	300-500	10-50	3-10	Г, М
Ин. БП. КВЧ	20-100	300-500	100-200	5-20	Г, М
Ин. БП. КВЧ-2	20-100	1000-2000	50-200	5-20	Г, М
Д. БП	20-70	200-500	5-20	0,3-0,5	П
Д. БП	500-800	500-700	10-20	0,1-0,3	Г, М,
					П
Ин. БП. ПТ	1000-2000	1000-2000	50-100	0,015-0,05	Г, М
Ин. БП. ПТ	1000-2000	1000-2000	200-400	0,05-0,15	Г, М

$I_{вх}$, пА	a_{JT} , пА/К	$I_{ш}^*$ при $\Delta f=1$ Гц, пА	$R_{вх}$, МОм	$K_{о.с.с.}$, дБ	Технология
20	2	2	0,1	—	М
1-3	0,2-0,3	0,2-0,5	5-10	—	М, Г
0,2-0,5	0,01-0,03	0,05-0,08	200-500	—	М
20-30	0,1-0,2	0,5-2	5-10	140	Г
50-100	0,2-0,5	1-2	1-2	120	П
30-50	0,1-0,2	0,5-1	1-2	—	П
$(5-10) \cdot 10^2$	30-50	5-10	10-20	90	П
$(2-20) \cdot 10^3$	50-200	15-50	1-10	90	П
$(5-20) \cdot 10^4$	$(0,5-1) \cdot 10^3$	50-150	0,1-0,5	70-80	П
$(2-5) \cdot 10^5$	$(1-5) \cdot 10^3$	150-500	0,05-0,2	80-90	П
20-100 **	—	—	10^4-10^5	70-80	П, Г
50-200 **	—	—	10^4-10^5	70-80	П
0,01	0,01	0,001	10^6-10^8	60-70	Г, М
0,01	0,01	0,001	10^5-10^7	60-70	П, Г

равно произведению числа классов по статическим и динамическим параметрам, в рассматриваемом случае—126 типам. Однако не для каждого класса по статическим параметрам следует иметь все классы по динамическим параметрам. Как правило, для наиболее точных ОУ по дрейфу и входному току не требуется предельное быстродействие. С учетом этого в качестве примера составлена табл. 1.4, в которой строки соответствуют классам по динамическим параметрам (табл. 1.3), а столбцы—классам по статическим параметрам (табл. 1.2). На их пересечении цифрами обозначены целесообразные сочетания классов. Причем первыми цифрами обозначена принадлежность к соответствующему классу по динамическим параметрам, а вторыми—по статическим.

Таблица 1.4

Классы по динамическим параметрам	Классы по статическим параметрам													
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	1,10	1,11	1,12	1,13	1,14
2	—	2,2	2,3	2,4	2,5	2,6	2,7	2,8	2,9	2,10	2,11	2,12	2,13	2,14
3	—	3,2	3,3	—	—	—	3,7	3,8	3,9	3,10	3,11	3,12	—	—
4	—	4,2	4,3	—	—	—	4,7	4,8	4,9	4,10	4,11	—	—	—
5	—	—	5,3	—	—	—	—	—	5,9	5,10	5,11	—	—	—
6	—	6,2	6,3	—	6,5	6,6	6,7	6,8	—	6,10	6,11	6,12	—	—
7	—	—	7,3	—	—	—	7,7	7,8	—	—	—	—	—	—
8	—	—	—	—	—	—	8,7	8,8	—	—	—	—	—	—
9	—	9,2	—	—	—	—	9,7	9,8	—	—	—	—	—	—

Как видно из табл. 1.4, всего получается 63 различных типа, которые (с учетом данных в табл. 1.2 и 1.3) и образуют достаточно универсальный ряд ОУ. Естественно, что при разработке конкретных типов ОУ возможны значительные отступления от приведенных в табл. 1.2, 1.3 значений параметров.

Помимо приведенного в табл. 1.4. ряда ОУ целесообразно иметь несколько типов специализированных ОУ с высокой экономичностью по питанию, так называемых микромощных ОУ. Кроме того, необходимо несколько типов повторителей — усилителей мощности с точным коэффициентом передачи, равным единице, но с различной нагрузочной способностью (от 0,1 до 1 А) и с различным быстродействием. Полезно иметь еще хотя бы два типа масштабных усилителей с точным коэффициентом передачи, равным 10, и со 100-вольтным выходом, а также усилители с гальваническим разделением входных и выходных цепей.

Глава вторая

МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ И ПОМЕХ ОУ

2.1. ОСНОВНЫЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Операционный усилитель в схеме с обратной связью, т. е. решающий усилитель (РУ), в идеальном случае должен обеспечивать выходное напряжение $U_{\text{вых.н}}$, определяемое только $U_{\text{вх}}$ и цепью обратной связи. Например, для схем на рис. 2.1

$$U_{\text{вых.н}} = U_0 / K_{o.c} - Z_{o.c} \sum_{i=1}^n (U_i / Z_i), \quad (2.1)$$

где

$$K_{o.c} = 1 / \left[1 + Z_{o.c} \sum_{i=1}^n (1/Z_i) \right] \quad (2.2)$$

— коэффициент обратной связи.

В дальнейшем для простоты примем, что все Z_i и $Z_{o.c}$ чисто активные, равные соответственно R_i и $R_{o.c}$.

Реальное выходное напряжение $U_{\text{вых.р}}$ отличается от $U_{\text{вых.н}}$. Их разность называют абсолютной погрешностью, а отношение этой разности к максимальному выходному напряжению — относительной погрешностью. Погрешности определяются неидеальностью как самого ОУ, так и элементов цепи обратной связи. Рассмотрим только погрешности, обусловленные ОУ [3, 9, 11, 13].

Все погрешности условно можно разбить на четыре группы; статические, возникающие на постоянном токе и на

самых низких частотах; динамические, связанные с высокочастотными составляющими спектра входного сигнала; случайные, обусловленные шумами ОУ и случайными помехами; погрешности, обусловленные детерминированными помехами, в том числе периодическими помехами в ОУ с преобразованием сигнала.

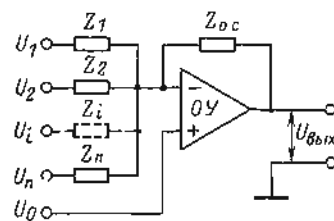


Рис. 2.1

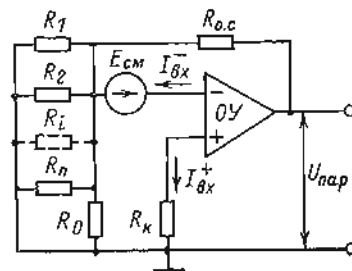


Рис. 2.2

Статические погрешности имеют две составляющие. Одна имеет мультипликативный характер и проявляется в неточности коэффициента передачи. Вторая носит аддитивный характер и проявляется в появлении на выходе паразитного напряжения при нулевом сигнале на всех входах.

Относительная погрешность коэффициента передачи $\delta K_{\text{п}}$ по одному из инвертирующих входов (см. рис. 2.1) определяется практически только конечностью величины $K_{\text{у}}$:

$$\delta K_{\text{п}}^- = (K_{\text{п.р}} - K_{\text{п.н}}) / K_{\text{п.н}} \approx 1 / K_{\text{у}} K_{o.c}. \quad (2.3)$$

Здесь индекс «р» означает реальный, а «н» — идеальный.

Некоторую погрешность вносит также входное сопротивление ОУ $R_{\text{вх}}$, которое можно учесть, если определить $K_{o.c}$ следующим образом:

$$K_{o.c} = 1 / \left[1 + R_{o.c} \sum_{i=0}^n (1/R_i) \right], \quad (2.4)$$

причем $R_0 = R_{\text{вх}}$.

Выходное сопротивление ОУ $R_{\text{вых}}$ и сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ также вносят дополнительную погрешность, так как снижают $K_{\text{у}}$ в $(R_{\text{вых}} + R_{\text{н}}) / R_{\text{н}}$ раз, что надо учитывать при расчете погрешности.

Погрешность коэффициента передачи по не инвертирующему входу зависит не только от $K_{\text{у}}$ и $K_{o.c}$, но и от коэффициента ослабления синфазной составляющей $K_{o.c.c}$:

$$\delta K_{\text{п}}^+ = 1 / K_{o.c.c} + 1 / K_{o.c} K_{\text{у}}. \quad (2.5)$$

Таким образом, для снижения погрешности коэффициента передачи инвертирующего РУ достаточно увеличивать $K_{\text{у}}$,

а для дифференциального при использовании неинвертирующего входа—как K_y , так и $K_{o.c.c.}$.

Электродвижущая сила смещения ОУ E_{cm} и входные токи создают на выходе РУ паразитное напряжение $U_{пар}$, которое определяет аддитивную погрешность. Для схемы на рис. 2.2

$$U_{пар} = -E_{cm}/K_{o.c.c.} - I_{вх}^- R_{o.c.} + I_{вх}^+ R_{o.c.}/K_{o.c.} \quad (2.6)$$

или, если резисторы фиксированы и обеспечено равенство

$$1/R_k = 1/R_{o.c.} + \sum_{i=0}^n (1/R_i), \quad (2.7)$$

$$U_{пар} = -E_{cm}/K_{o.c.} + R_{o.c.} (I_{вх}^+ - I_{вх}^-). \quad (2.8)$$

Для фиксированной температуры $U_{пар}$ может быть скомпенсировано путем выбора соответствующего значения R_k , но при изменении температуры компенсация будет нарушаться, при этом $\Delta U_{пар}$ будет определяться приращением температуры и температурными коэффициентами a_{ET} , a_{IT} , a_{IT} , Δa_{IT} .

Таким образом, для уменьшения аддитивной составляющей статической погрешности важно снижение не столько смещения нуля и входных токов, сколько их температурных коэффициентов, т. е. температурного дрейфа.

2.2. УВЕЛИЧЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ И КОЭФФИЦИЕНТА ОСЛАБЛЕНИЯ СИНФАЗНОГО СИГНАЛА

При увеличении коэффициента усиления ОУ K_y за счет дополнительных каскадов ухудшаются другие параметры (в первую очередь, время установления). В связи с этим в современных ОУ стремятся обеспечить требуемое значение K_y , используя всего два каскада с усилением по напряжению—входной и выходной, при этом каждый из них должен обладать очень большим усилением.

Входные каскады строятся по сложным дифференциальным схемам, но в силу их симметрии для анализа величины K_y достаточно рассмотреть только одно плечо каскада. В простейшем случае его схема эквивалентна каскаду с ОЭ (рис. 2.3), для которого коэффициент усиления

$$K_1 \approx R_k / [r_b + r_e / (1 + \beta)], \quad (2.9)$$

где r_b —сопротивление базы; r_e —сопротивление эмиттерного перехода; $\beta = h_{21э}$ —коэффициент усиления транзистора по току в схеме с ОЭ.

Так как

$$r_b \approx \varphi_T / I_k; \quad R_k = (E_n - U_k) / I_k; \quad r_b \ll r_e (1 + \beta),$$

величину K_1 можно представить следующим образом

$$K_1 \approx (E_n - U_k) / \varphi_T, \quad (2.10)$$

где $\varphi_T = 0,026$ В—температурный потенциал.

Если фиксировать U_k , то K_1 не зависит от I_k . Минимальное напряжение на коллекторе относительно эмиттера не может быть менее 0,7 В, так как в противном случае отпирается коллекторный переход. Таким образом, предельное усиление каскада с ОЭ с пассивной нагрузкой ограничено значением напряжения питания. При $E_n = 15$ В $K_1 \leq 450$.

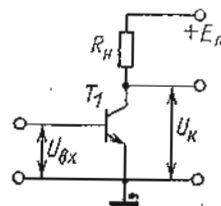


Рис. 2.3

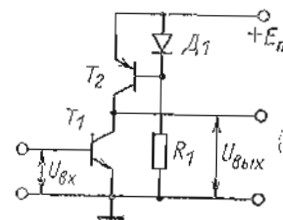


Рис. 2.4

Существенного увеличения K_1 схемы с ОЭ можно достигнуть, заменив пассивный резистор R_k активной нагрузкой, например так, как показано на рис. 2.4. В такой схеме в режиме холостого хода сопротивление нагрузки равно сопротивлению коллекторного перехода транзистора r'_k в схеме с ОЭ и практически не зависит от E_n и U_k .

Усиление такого каскада

$$K_1 \approx r'_k / 2r_e \approx (1 + \beta) \cdot 10^3. \quad (2.11)$$

Отношение r'_k / r_e определяется топологическими параметрами и технологией изготовления транзисторов и практически не зависит от I_k .

Еще большее значение K_1 можно получить, применив каскодную схему с ОЭ с каскодной нагрузкой, как показано на рис. 2.5, а (где потенциалы E_1 и E_2 фиксированы). Для такой схемы выходное сопротивление равно $r_w / 2 \approx \approx r'_k (1 + \beta) / 2$ (r'_k —сопротивление коллекторных переходов транзисторов T_2 , T_3) при той же крутизне каскада, равной $1/r_e$. Поэтому

$$K_1 \approx r_w / 2r_e = r'_k (1 + \beta) / 2r_e. \quad (2.12)$$

Отношение r_w / r_e определяется внутренними свойствами транзистора и очень слабо зависит от его режима. Таким

способом удается получить K_1 , равный $(0,3-2) \cdot 10^5$, т. е. значение, которое в большинстве случаев достаточно для всего ОУ. Однако возможно и дальнейшее увеличение усиления за счет компенсации сопротивлений r_k транзисторов T_2 и T_3 . Этого можно достигнуть, видоизменив схему, как показано на рис. 2.5, б. Изменение тока базы T_3 , вызванное конечным значением его r_k , через транзистор T_5 пере-

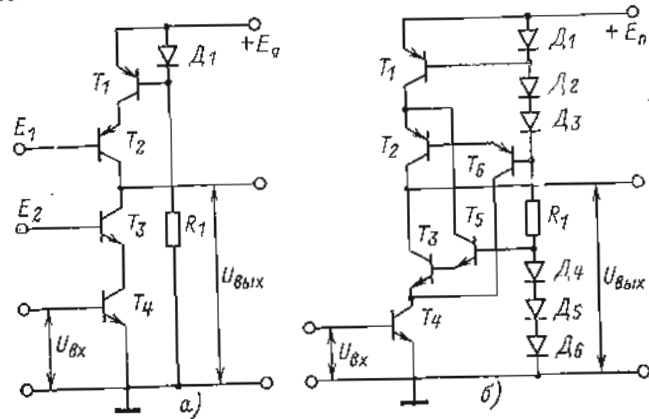


Рис. 2.5

дается в эмиттер T_2 , компенсируя это изменение. Аналогично компенсируется ток базы T_2 с помощью T_5 . В результате выходное сопротивление каскада и его усиление возрастают по крайней мере на порядок и последнее может превышать 10^6 . Перечисленные способы увеличения K_1 применимы и к дифференциальным каскадам.

Отметим, что при реализации ОУ в одном кристалле из-за тепловой обратной связи между выходными и входными транзисторами трудно получить K_y более $(2-5) \cdot 10^3$. Только при тщательно рассчитанной топологии, обеспечивающей одинаковые температурные условия для обеих половин входного дифференциального каскада (независимо от изменения мощности, выделяемой выходным каскадом), удается увеличить K_y до $(0,2-10) \cdot 10^6$ [23].

В схемах на рис. 2.4 и 2.5 увеличение усиления достигается за счет увеличения выходного сопротивления каскада. Крутизна каскада

$$S = \Delta I_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}} \approx 1/r_a \approx I_k / \varphi_T \quad (2.13)$$

остается при этом неизменной. Ее увеличение за счет I_k не изменяет усиления, так как r_k и r'_k обратно пропорциональны I_k . Однако при соответствующем I_k можно обеспечить

требуемое значение $R_{\text{вх}}$, что видно из следующего соотношения:

$$R_{\text{вх}} \approx r_6 + \varphi_T (1 + \beta) / I_k \approx r_6 + \varphi_T / I_{\text{вх}} \quad (2.14)$$

При введении резисторов R_a в эмиттерные цепи каскада уменьшаются крутизна и усиление и, кроме того, появляется зависимость K_1 от коллекторного тока, так как

$$S = 1/(r_a + R_a) \approx I_w / (\varphi_T + R_a I_k),$$

но при $I_k \gg \varphi_T / R_a$ S практически перестает зависеть от I_k .

При применении в качестве T_1 (см. рис. 2.4) полевого транзистора его крутизна зависит от тока стока I_c следующим образом:

$$S = S_0 \sqrt{I_c / I_0},$$

где S_0 и I_0 — соответственно крутизна и ток стока при напряжении затвор-исток $U_{з.и}$, равном нулю.

Отсюда видно, что если

$$I_w / \varphi_T > S_0 \sqrt{I_c / I_0},$$

то крутизна и усиление каскада с полевыми транзисторами оказываются меньше крутизны и усиления каскада с биполярными транзисторами. При равенстве $I_c = I_w$ крутизна полевого транзистора с уменьшением I_c убывает медленнее, чем биполярного. Поэтому при очень малых I_c , т. е.

$$I_c < S_0^2 \varphi_T^2 / I_0 \approx 20 \div 40 \text{ мкА},$$

крутизна полевого транзистора может оказаться выше крутизны биполярного транзистора. Однако такой режим требует большого значения $U_{з.и}$ и в ОУ практически не применяется.

Как правило, входные каскады имеют очень высокое $R_{\text{вх}}$, поэтому часто на его выходе приходится применять разделительные эмиттерные повторители (ЭП). Однако если даже включить последовательно два-три каскада ЭП, то их входное сопротивление (при том же I_k , что и во входном каскаде) не может быть более r_k , что вызовет уменьшение усиления схемы на рис. 2.5, а примерно на 30% и схемы на рис. 2.5, б примерно на порядок. Усиление удается полностью сохранить, если на выходе включить каскад на МДП-транзисторах, при этом надо только учитывать, что МДП-транзисторы обладают меньшей крутизной, чем биполярные (при том же токе), поэтому они вносят полюс в передаточную функцию ОУ на меньших частотах, что может оказаться недопустимым для быстродействующего ОУ.

Аналогичные принципы увеличения коэффициента усиления применяют и при построении выходных каскадов ОУ.

Выбор структуры как входного, так и выходного каскадов производится не только с учетом требуемого K_y , но и ряда других факторов, в том числе быстродействия ОУ. Конкретные схемы усилительных каскадов будут рассмотрены в гл. 4.

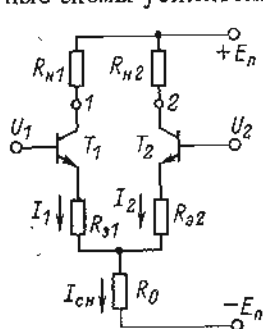


Рис. 2.6

Большой K_y (около 10^8), необходимый для построения интеграторов, достигается обычно за счет введения дополнительного усилителя так, что общее усиление ОУ на постоянном токе равно произведению коэффициентов усиления обоих усилителей.

Остановимся теперь на проблеме увеличения $K_{o.c.c.}$. Предварительно найдем величину $K_{o.c.c.}$ для простейшей схемы входного дифференциального каскада на биполярных транзисторах по схеме на рис. 2.6. Вначале рассмотрим случай несимметричного вы-

хода, например, между точкой 1 и нулем (землей) сигнальной цепи. Как известно,

$$K_{o.c.c.2} = K_{диф1} / K_{сн1},$$

где $K_{диф1}$ и $K_{сн1}$ — соответственно коэффициенты усиления дифференциального и синфазного сигналов.

Если $R_{s1} = R_{s2} = R_s$, то

$$K_{диф1} \approx -R_{н1} / 2(R_s + r_s).$$

Величина $K_{сн1}$ определяется несколькими составляющими. Одна связана с прямым прохождением синфазного сигнала $U_{сн}$ через сопротивление коллектор—база ($r'_{к1}$) в точку 1. Эта составляющая в первом приближении дает

$$\Delta U_{н1} \approx U_{сн} R_{н1} / r'_{к1}.$$

Синфазный сигнал вследствие конечности сопротивления генератора тока в эмиттерной цепи $R_{г.т} = R_0$ вызывает протекание через него тока $I_{сн} \approx U_{сн} / R_{г.т}$. При симметрии обеих половин каскада этот ток вызовет в точке 1 напряжение

$$\Delta U_{н2} \approx -U_{сн} R_{н1} / 2R_{г.т}.$$

Кроме того, необходимо учесть несимметрию (коэффициентов обратной связи μ транзисторов. Под μ понимается отношение приращения напряжения, передаваемого из коллекторной цепи в цепь базы, к приращению коллекторного напряжения. Значение μ очень мало ($10^{-4} - 10^{-3}$) и обычно не учитывается в расчетах, но для определения $K_{o.c.c.}$ этот коэффициент имеет существенное значение. Составляющая

напряжение в точке 1, вызванная этой причиной,

$$\Delta U_{н3} \approx U_{сн} R_{н1} (\mu_2 - \mu_1) / (R_s + r_s) = U_{сн} R_{н1} \Delta\mu / (R_s + r_s).$$

Просуммировав все составляющие $\Delta U_{нi}$ и разделив на $U_{сн}$, получим:

$$K_{сн1} \approx R_{н1} [1/r'_{к1} - 1/2R_{г.т} + \Delta\mu / (R_s + r_s)].$$

Разделив найденное значение $K_{диф1}$ на $K_{сн1}$, получим:

$$K_{o.c.c.1} \approx \frac{1}{2(R_s + r_s) (1/2R_{г.т} - 1/r'_{к1}) - 2\Delta\mu}. \quad (2.15)$$

Таким образом, для увеличения $K_{o.c.c.1}$ (при несимметричном выходе (в схеме на рис. 2.6) необходимо увеличивать сопротивление генератора тока в эмиттерной цепи, выбирать малое или равное нулю R_s и обеспечивать максимальную идентичность транзисторов, что способствует снижению $\Delta\mu$.

Если используется симметричный выход (между точками 1, 2), то можно дополнительно увеличить $K_{o.c.c.}$. При расчетах будем предполагать, что несимметрия обеих половин каскада мала. Это позволяет учитывать только величины первого порядка малости, при этом

$$K_{диф} \approx -R_{н1} / (R_s + r_s).$$

Составляющая выходного напряжения (между точками 1 и 2), обусловленная $U_{сн}$ и несимметрией $r'_{кi}$, равна:

$$\Delta U_{вых1} \approx U_{сн} R_{н1} \Delta r'_{к1} / (r'_{к1})^2.$$

Несимметрия входных сопротивлений $R_{вх}$ со стороны эмиттеров приводит к тому, что ток $I_{сн}$ распределяется между ветвями R_{s1} и R_{s2} обратно пропорционально входным сопротивлениям, поэтому

$$\Delta U_{вых2} = (I_1 - I_2) R_{н1} / I_{сн} = U_{сн} \Delta R_{вх} R_{н1} / R_{г.т} R_{вх},$$

где

$$R_{вх} \approx R_s + r_s + r_0 / (1 + \beta);$$

$$\Delta R_{вх} \approx \Delta R_s + \Delta r_s + \Delta r_0 / (1 + \beta) + \Delta\beta r_0 / (1 + \beta).$$

Несимметрия R_s и μ вызывает соответственно следующие составляющие:

$$\Delta U_{вых3} \approx U_{сн} \Delta R_{н1} / R_{г.т} R_{н1}; \quad \Delta U_{вых4} \approx U_{сн} R_{н1} \Delta\mu / (R_s + r_s).$$

Просуммировав все $\Delta U_{выхi}$ и разделив на $U_{сн}$, найдем $K_{сн}$, а затем $K_{o.c.c.}$:

$$K_{o.c.c.} \approx \left[(R_s + r_s) \left\{ \frac{1}{R_{г.т}} \left[\frac{\Delta R_{н1}}{R_{н1}} + \frac{\Delta R_s + \Delta r_s + \Delta r_0 / (1 + \beta) + \Delta\beta r_0 / (1 + \beta)}{R_s + r_s + r_0 / (1 + \beta)} \right] - \frac{\Delta r'_{к1}}{(r'_{к1})^2} \right\} - \Delta\mu \right]^{-1}. \quad (2.16)$$

Отсюда видно, что при симметричном выходе и идентично ти обеих половин каскада обеспечивается $K_{o.c.c} = \infty$ даже при небольшом $R_{г.т}$. С учетом некоторой несимметрии для увеличения $K_{o.c.c}$ необходимо увеличивать $R_{г.т}$ и уменьшать $R_{э}$.

Для увеличения $R_{г.т}$ вместо генератора тока на одном транзисторе (рис. 2.7), сопротивление которого $R_{г.т} \approx r'_k$, можно [применить каскодную схему на рис. 2.8, которая обеспечивает $R_{г.т} \approx r_k = r'_k(1 + \beta)$. Еще большее сопротивление обеспечивает генератор тока с применением дополнительного ОУ для стабилизации тока МОП-транзистора, как показано на рис. 2.9. Здесь весь ток $I_{сн}$ проходит через R_1 и благодаря глубокой обратной связи

$$R_{г.т} \approx r_c + R_1(1 + K_y),$$

где r_c — сопротивление стока в схеме с общим истоком.

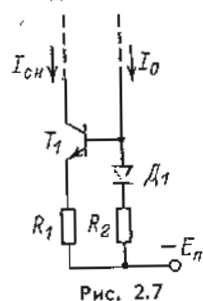


Рис. 2.7

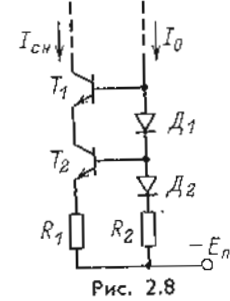


Рис. 2.8

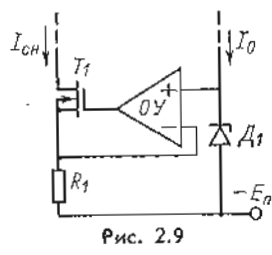


Рис. 2.9

Если $R_1 = 50$ кОм, $K_y = 10^5$, то $R_{г.т} > 5 \cdot 10^9$ Ом. При таком $R_{г.т}$ согласно (2.16) $K_{o.c.c}$ определяется главным образом r'_k , $\Delta r'_k$ и $\Delta \mu$. При интегральной технологии предельное значение $R_{г.т}$ обычно значительно меньше из-за неидеальности изоляции. В (2.16) утечки через изоляцию не учитывались.

Значительное увеличение $K_{o.c.c}$ удается достигнуть путем применения дифференциального каскада со следящей связью, например, показанного на рис. 2.10. Здесь эмиттерный повторитель (на T_5) с помощью цепи R_k , D_1 и транзисторов T_1 , T_3 поддерживает напряжение между базами и коллекторами T_2 , T_4 близким к нулю независимо от изменений синфазной составляющей $U_{сн} = (U_1 + U_2)/2$. Благодаря этому в выражении для $K_{o.c.c}$ исчезает член, обусловленный коэффициентом обратной связи μ ; составляющая, вызванная протеканием тока через r'_k , в транзисторах T_2 , T_4 резко ослабляется, как и в T_1 , T_3 , она определяется величинами r_k и Δr_k (а не r'_k и $\Delta r'_k$), так как эти транзисторы имеют в эмит-

терных цепях очень большие сопротивления, т. е. работают в схеме с ОБ.

Расчет, аналогичный приведенному выше, дает следующие приближенные выражения для $K_{o.c.c}$:

$$K_{o.c.c1} \approx \frac{1}{2(R_{э} + r_{э})(1/2R_{г.т} - 1/r_k)} \quad (2.17)$$

— при несимметричном выходе,

$$K_{o.c.c} \approx \left[(R_{э} + r_{э}) \left\{ \frac{i1}{R_{г.т}} \left[\frac{\Delta R_k}{R_k} - \frac{\Delta R_{э} + \Delta r_{э} + \Delta r_{э}/(1 + \beta) + \Delta \beta r_{э}/(1 + \beta)}{R_{э} + r_{э} + r_{э}/(1 + \beta)} \right] - \frac{\Delta r_k}{r'_k} \right\} \right]^{-1} \quad (2.18)$$

— при симметричном выходе (между точками 1 и 2).

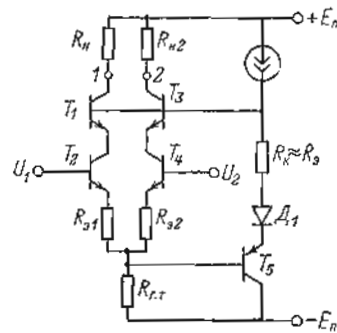


Рис. 2.10

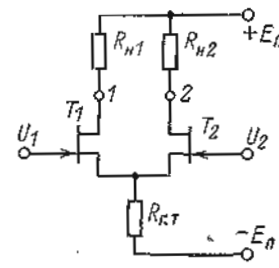


Рис. 2.11

Существуют и другие типы схем (входных каскадов, в которых увеличение $K_{o.c.c}$ достигается за счет стабилизации напряжений коллектор—эмиттер входных транзисторов, подобно тому как это происходит в схеме на рис. 2.10. Использование на входе полевых транзисторов приводит обычно к уменьшению $K_{o.c.c}$, так как разброс их параметров даже [при интегральной технологии заметно больше, чем у биполярных. Расчет схемы на рис. 2.11 приводит к следующим выражениям:

$$K_{o.c.c1} \approx \frac{S}{r_c \left(\frac{\Delta r_c}{r_c} + \frac{\Delta S}{S} \right) + \left(\frac{1}{R_{г.т}} - \frac{1}{r_{э.с}} \right) \left(1 + \frac{R_{н}}{r_c} \right)} \quad (2.19)$$

— при несимметричном выходе и

$$K_{o.c.c} \approx \frac{S}{r_c \left(\frac{\Delta r_c}{r_c} + \frac{\Delta S}{S} \right) + \frac{1}{2R_{г.т}} \left(\frac{\Delta R_{н}}{R_{н}} + \frac{\Delta S}{S} \right) - \frac{\Delta r_{э.с}}{r'_{э.с}}} \quad (2.20)$$

— при симметричном выходе, где r_c — сопротивление стока; $r_{з.с}$ — сопротивление затвор—сток.

Для схемы со следящей связью (аналогичной схеме на рис. 2.10, но при замене T_3 и T_4 на полевые транзисторы), т. е. при фиксации напряжения сток—исток, $K_{о.с.с.1}$ и $K_{о.с.с}$ удастся значительно увеличить. Выражения для них имеют следующий вид:

$$K_{о.с.с.1} \approx \frac{S}{1/R_{г.т} - 2/r_k}; \quad (2.21)$$

$$K_{о.с.с} \approx \frac{S}{(\Delta R_k/R_k - \Delta S/S)/R_{г.т} - \Delta r_k/r_k}. \quad (2.22)$$

Помимо повышения идентичности обеих половин схем и применения схем со следящей связью для увеличения $K_{о.с.с}$ может быть применена внешняя компенсация, как показано, например, на рис. 2.12.

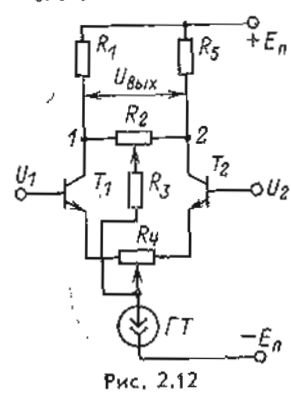


Рис. 2.12

При изменении сопротивления потенциометра R_2 изменяется соотношение синфазного сигнала в точках 1 и 2, поступающего через высокоомный резистор R_3 с движка потенциометра R_4 . Таким путем удастся скомпенсировать составляющую $U_{вых}$, обусловленную синфазным сигналом, т. е. обеспечить $K_{см} \rightarrow 0$ и $K_{о.с.с} \rightarrow \infty$. Смещение нуля по постоянному току, которое может быть вызвано регулировкой R_2 , компенсируется с помощью подстройки R_4 . Аналогичная компенсация несимметрии

может быть осуществлена и в других схемах входных дифференциальных каскадов. Однако полная компенсация не может быть достигнута, так как уменьшение $K_{о.с.с}$ может быть вызвано нелинейностью схемы, т. е. значение $K_{о.с.с}$ будет различным для разных значений синфазного сигнала. Чтобы уменьшить нелинейные эффекты, необходимо применение транзисторов, рассчитанных на значительно большее коллекторное напряжение, чем заданный диапазон синфазного сигнала. Кроме того, потенциалы генератора тока в эмиттерной (или истоковой) цепи и выходные потенциалы должны лежать вне этого диапазона.

Существует еще одна возможность увеличения $K_{о.с.с}$, основанная на построении ОУ по структуре с периодической компенсацией дрейфа нуля. На этом вопросе остановимся далее при рассмотрении ОУ ПКД.

Отметим, что полученное выше выражение для оценки $K_{о.с.с.1}$ и $K_{о.с.с}$ пригодны только при сигналах постоянного тока и низкой частоты. С ростом частоты сигнала происходит уменьшение этих коэффициентов. Это связано в первую очередь с тем, что генератор тока имеет паразитную емкость относительно земли $C_{г.т}$, а коллекторный переход — емкость C_k , которые на высоких частотах шунтируют соответственно $R_{г.т}$ и r_k , что, как видно из приведенных выражений, снижает значения $K_{о.с.с.1}$ и $K_{о.с.с}$. Влияет также несимметрия емкостей $C_{к1}$ и $C_{к2}$, емкостей эмиттерных переходов, а также емкостей нагрузки.

Для расширения диапазона частот, в котором сохраняется требуемое значение $K_{о.с.с}$, необходимо применять транзисторы с минимальными емкостями переходов и обеспечивать максимальную идентичность [обеих половин схемы,

2.3. УМЕНЬШЕНИЕ СМЕЩЕНИЯ И ДРЕЙФА НУЛЯ

Наиболее простым и самым распространенным способом снижения ЭДС смещения ОУ $E_{см}$ и ее дрейфа является построение входного каскада по симметричной дифференциальной схеме. Простейшая схема такого каскада приведена на рис. 2.13. При строго идентичных транзисторах и $R_1 = R_2$ значение $E_{см} = 0$ (т. е. $U_{вых} = 0$ при $U_{вх} = 0$) независимо от окружающей температуры или времени наблюдения, т. е. $\alpha_{ЭТ} = 0$ и $\alpha_{ЭТ} = 0$. В реальных схемах входные транзисторы всегда несколько отличаются друг от друга, что приводит к появлению $E_{см}$, а также температурного и временного дрейфа нуля. Для биполярных транзисторов $E_{см}$ определяется разностью напряжений $U_{б.в}$ (первого и второго транзисторов дифференциальной пары и приближенно равно:

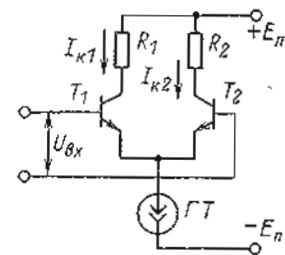


Рис. 2.13

$$E_{см} \approx \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{э1} I_{т2}}{I_{э2} I_{т1}} \right), \quad (2.23)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона; $I_{э1}$, $I_{э2}$ — эмиттерные токи соответственно первого и второго транзисторов T_1 и T_2 ; $I_{т1}$, $I_{т2}$ — тепловые токи соответственно транзисторов T_1 и T_2 .

Обычно во входном каскаде $I_{\beta 1} = I_{\beta 2}$, поэтому $E_{см}$ определяется разбросом тепловых токов, обусловленных неидентичностью площадей переходов и концентрации примесей при изготовлении транзисторов.

Само [по себе $E_{см}$ может быть легко скомпенсировано путем либо разбаланса дифференциального каскада, либо введения на вход компенсирующей ЭДС соответствующей полярности. Однако величина $E_{см}$ в значительной мере определяет температурный дрейф каскада. В первом приближении [4]

$$a_{ЭТ} = \frac{\Delta E_{см}}{\Delta T} = \frac{k}{q} \ln \left(\frac{I_{\beta 1} I_{T2}}{I_{\beta 2} I_{T1}} \right) = E_{см}/T. \quad (2.24)$$

В связи с этим при изготовлении ОУ по интегральной технологии снижению $E_{см}$ уделяется большое внимание. Усилия разработчиков направлены как на совершенствование технологии и повышение геометрической точности изготовления входных транзисторов, так и на совершенствование топологии схем. В частности, применяется параллельное включение нескольких пар входных транзисторов. При соответствующем расположении этих пар удается усреднить разброс их параметров и температурные условия. В результате снижается как $E_{см}$, так и дрейф нуля. Следует отметить, что значительную долю в снижении $E_{см}$ и $a_{ЭТ}$ могут внести резисторы (на рис. 2.13 R_1 и R_2), определяющие отношения коллекторных токов в каскаде (за счет глубокой обратной связи в РУ). Положив в (2.24) $I_{T1} = I_{T2}$, будем иметь

$$a_{ЭТ} = \frac{k}{q} \ln \frac{I_{\beta 1}}{I_{\beta 2}} \approx 200 \lg \frac{I_{\beta 1}}{I_{\beta 2}}, \quad (2.25)$$

причем $a_{ЭТ}$ выражен в мкВ/К.

За счет внешней отрицательной обратной связи поддерживается следующее равенство:

$$I_{\beta 1}/I_{\beta 2} \approx I_{\beta 1}/I_{\beta 2} \approx R_2/R_1,$$

вследствие чего разброс отношения R_2/R_1 на 10% с учетом (2.23) и (2.25) приводит к $E_{см} \approx 3,2$ мВ и $a_{ЭТ} \approx 8$ мкВ/К. Отметим, что при точном равенстве $I_{\beta 1} = I_{\beta 2}$ значение $a_{ЭТ}$ не равно нулю из-за влияния неучтенных в (2.25) факторов.

Уровень технологии 1977—1978 гг. позволял получать интегральные ОУ на биполярных транзисторах с $E_{см}$ менее 1 мВ и $a_{ЭТ} = 0,2 \div 2$ мкВ/К. При менее отработанной технологии типичными значениями являются $E_{см} = 3 \div 6$ мВ, $a_{ЭТ} = 3 \div 10$ мкВ/К.

Зависимость дрейфа нуля от отношения токов в дифференциальном каскаде делает нежелательной балансировку

нуля за счет коллекторных нагрузок, например компенсация $E_{см} = 5$ мВ вызовет $a_{ЭТ} \approx 17$ мкВ/К. Балансировка нуля путем регулировки отношения эмиттерных сопротивлений не вызывает изменения $I_{\beta 1}/I_{\beta 2}$ и, следовательно, $a_{ЭТ}$.

Но если известен температурный дрейф и имеется возможность регулировать R_1 и R_2 , то это позволяет компенсировать дрейф. Требуемый разбаланс можно определить на основании (2.25):

$$(I_{\beta 1} - I_{\beta 2})/I_{\beta 1} \approx (R_2 - R_1)/R_1 \approx e^{a_{ЭТ} q/k} - 1. \quad (2.26)$$

Однако на значение дрейфа влияют факторы, которые не учтены в (2.25) (в частности, дрейф последующих каскадов), поэтому разбаланс резисторов согласно (2.26) уменьшает дрейф только в 3—5 раз.

Более точную компенсацию можно осуществить по приводимому ниже методу. Для этого измеряют при нормальной температуре $E_{см 0}$ и $E'_{см 0}$ соответственно при неизменных R_1 и R_2 и при разбалансе одного из них примерно на 10% путем введения последовательно ΔR_0 . Затем измеряют $E_{см T}$ и $E'_{см T}$ при изменении окружающей температуры на ΔT . На основании этих данных можно найти температурный дрейф без ΔR_0 :

$$\Delta E_{см 0}/\Delta T = (E_{см T} - E_{см 0})/\Delta T,$$

и при включении ΔR_0 :

$$\Delta E_{см R}/\Delta T = (E'_{см T} - E'_{см 0})/\Delta T.$$

Так как при малых изменениях R_1/R_2 изменение дрейфа линейно зависит от ΔR_0 , можно считать, что требуемое приращение для компенсации дрейфа

$$\Delta R = \Delta R_0 \frac{\Delta E_{см 0}/\Delta T}{\Delta E_{см 0}/\Delta T - \Delta E_{см R}/\Delta T} = \Delta R_0 \frac{E_{см T} - E_{см 0}}{E_{см T} - E_{см 0} - E'_{см T} + E'_{см 0}}. \quad (2.27)$$

Если значение ΔR оказывается отрицательным, то это означает, что ΔR следует ввести последовательно не с R_1 , а с R_2 . Такой метод позволяет за один цикл прогрева снизить дрейф более чем в 10^2 раз, при этом, так как значение дрейфа очень слабо зависит от температуры, хорошая компенсация обеспечивается в широком диапазоне температур.

Естественно, что подобная термокомпенсация при индивидуальном прогреве каждого ОУ очень трудоемка, но она проще, чем изготовление и настройка ОУ с преобразованием сигнала. Если ввести автоматизацию для определения компенсирующих ΔR и проводить прогрев 50—100 шт. ОУ, то трудоемкость резко снижается и стоимость ОУ увеличивается незначительно.

Отметим, что изложенный метод может быть применен и для стандартных интегральных ОУ, у которых имеются внешние выводы для установки нуля путем изменения соотношения токов во входном диф-

ференциальном каскаде. Например, в схеме, показанной на рис. 2.14, при изменении соотношения плеч потенциометра $R_{уст0}$ изменяется отношение коллекторных токов I_1, I_2 входного каскада и тем самым компенсируется $E_{см}$. Если в схему такого ОУ ввести дополнительную установку нуля путем подачи на один из входов компенсирующего напряжения $E_{см.ком}$, то потенциометр $R_{уст0}$ можно применить для компенсации $\Delta E_{см}/\Delta T$. Для этого следует изменить дрейф нуля a_{ET} при положении движка $R_{уст0}$, соответствующем $E_{см}=0$ при комнатной температуре (без дополнительной установки нуля). Затем при комнатной температуре производят разбаланс $E_{см}$ на $\Delta E_{см} \approx (1 \div 3)$ мВ и снова определяют a'_{ET} . После этого движок $R_{уст0}$ устанавливают в положение, при котором

$$E_{см.ком} = (a_{ET}/a'_{ET}) \Delta E_{см} \quad (2.28)$$

Здесь $E_{см.ком}$ выражено в милливольтгах и определяется с учетом знаков температурных дрейфов.

Такое положение $R_{уст0}$ в первом приближении должно обеспечить нулевой температурный дрейф. Практически температурный дрейф снижается более чем на порядок. Установка нуля производится, как отмечалось ранее, дополнительным напряжением, вводимым последовательно с одним из входов ОУ.

Изложенный метод требует двукратного прогрева: первого — для определения значения дрейфа нуля, второго — для измерения чувствительности дрейфа к регулировке потенциометра. Если вместо обычного потенциометра $R_{уст0}$ ввести калиброванный многооборотный потенциометр, то можно ограничиться однократным прогревом. Сначала при окружающей температуре T_1 потенциометр устанавливается в такое положение, при котором $E_{см0}=0$, и записывается по шкале положение потенциометра α_1 , затем при той же температуре записывается положение потенциометра α_2 , при котором $E'_{см0}=1$ мВ. После этого производится прогрев усилителя до температуры T_2 и определяются смещения нуля $E_{смT}, E'_{смT}$ соответственно для положений потенциометра α_1 и α_2 . Полученные данные позволяют найти

$$a_{ET} = (E_{смT} - E_{см0}) / (T_2 - T_1); \quad a'_{ET} = (E'_{смT} - E'_{см0}) / (T_2 - T_1)$$

и рассчитать по (2.28) $E_{см.ком}$. После этого вместо многооборотного калиброванного потенциометра может быть включен обычный потенциометр и с его помощью (при $T = T_1$) установлено найденное значение $E_{см.ком}$, что и обеспечит компенсацию температурного дрейфа. Применяя компенсацию температурного дрейфа, не надо забывать, что температурный

дрейф выходного напряжения ОУ в реальной схеме определяется не только величиной a_{ET} , но и зависимостями его входного тока a_{IT} и разности входных токов Δa_{IT} от температуры. Для схемы на рис. 2.2, как следует из (2.6) — (2.8),

$$\frac{\Delta U_{вых}}{\Delta T} = a_{IT} R_{вх} \left(R_{о.с} \sum_{i=0}^n \frac{1}{R_i} + 1 \right) - a_{IT} R_{о.с} - a_{ET} \left(R_{о.с} \sum_{i=0}^n \frac{1}{R_i} + 1 \right),$$

или, если обеспечено

$$\frac{1}{R_{вх}} = \sum_{i=0}^n \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_{о.с}},$$

$$\frac{\Delta U_{вых}}{\Delta T} = (a_{IT}^+ - a_{IT}^-) R_{о.с} - a_{ET} \left(R_{о.с} \sum_{i=0}^n \frac{1}{R_i} + 1 \right).$$

Отсюда видно, что если обеспечено неравенство

$$a_{ET} \left(\sum_{i=0}^n \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_{о.с}} \right) \ll a_{IT}^+ - a_{IT}^-,$$

то дальнейшее снижение a_{ET} становится бессмысленным.

В тех применениях ОУ, где требуются высокоомные резисторы в цепи обратной связи и на выходе ОУ, оказывается выгоднее для снижения температурного дрейфа $U_{вых}$ использовать ОУ с полевыми транзисторами во входном каскаде, что обеспечивает значительно меньшие входные токи, чем при биполярных транзисторах, но приводит обычно к увеличению $E_{см}$ и a_{ET} .

Известно, что a_{ET} одиночного полевого транзистора [4, 14] состоит из двух составляющих, связанных с изменением контактного потенциала и подвижности основных носителей:

$$a_{ET} \approx -2,2 + 3,5 \cdot 10^{-3} (U_0 - U_{з.н}), \quad (2.29)$$

где U_0 — напряжение отсечки; $U_{з.н}$ — напряжение затвор — исток, причем a_{ET} выражен в мВ/К.

Из (2.29) видно, что при

$$U_{з.н} = U_0 - 0,63B \quad a_{ET} = 0.$$

Однако напряжение отсечки имеет значительный разброс, поэтому в ОУ, как правило, a_{ET} снижают не только за счет выбора режима вблизи точки компенсации a_{ET} , сколько за счет идентичности характеристик транзисторов в дифференциальной паре.

Для дифференциального каскада в соответствии с (2.29) имеем

$$a_{ET} = 3,5 \cdot 10^{-3} (\Delta U_0 - \Delta U_{з.н}),$$

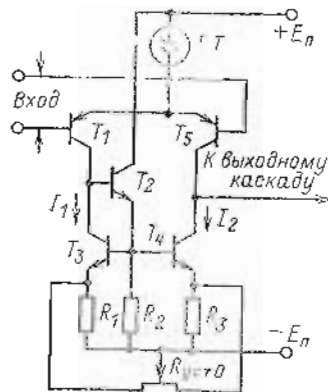


Рис. 2.14

где ΔU_0 — разность напряжений отсечки транзисторов дифференциальной пары; $\Delta U_{з.н}$ — рассогласование напряжений транзисторов дифференциальной пары, необходимое для равенства их токов стоков. Отсюда следует, что рассогласование U_0 и $U_{з.н}$ на 1 мВ приводит к $a_{ET} = 3,5$ мкВ/К, что близко к дрейфу биполярных транзисторов (3,3 мкВ/К) при рассогласовании $U_{б.в}$ на 1 мВ. Однако хорошее согласование U_0 и $U_{з.н}$ связано со значительно большими трудностями, чем согласование напряжений $U_{б.в}$. Обычно не удается снизить ΔU_0 и $\Delta U_{з.н}$ (т. е. $E_{см}$) ниже 15–30 мВ без специальной подгонки даже при интегральной технологии, при этом a_{ET} достигает 50–100 мкВ/°С.

Значительную составляющую в a_{ET} (даже при строго идентичных транзисторах) может внести разбаланс токов стоков I_c из-за неравенства сопротивлений нагрузок. Известно [4], что a_{ET} может быть выражен через разбаланс I_c в следующем виде:

$$a_{ET} = 3,5 \cdot 10^{-3} (U_{01} \sqrt{I_{c1}/I_{01}} - U_{02} \sqrt{I_{c2}/I_{02}}); \quad (2.30)$$

$$a_{ET} = -2,2 (\sqrt{I_{c1}/I_{с.ком1}} - \sqrt{I_{c2}/I_{с.ком2}}), \quad (2.31)$$

где I_{0i} — ток через i -й транзистор при $U_{з.н} = 0$; $I_{с.ком i}$ — ток стока, соответствующий условию компенсации его температурного дрейфа, причем

$$I_{с.ком} \approx 0,4 I_0 / U_0^2.$$

Индекс 1 или 2 означает принадлежность параметра соответствующему транзистору.

Из (2.30) и (2.31) следует, что разбаланс I_{c1} на 1% относительно I_{c2} (или R_2 относительно R_1) приводит к $a_{ET} \approx \approx 11$ мкВ/К. Напомним, что аналогичный разбаланс при биполярных транзисторах вызывает $a_{ET} \approx 0,8$ мкВ/К. Отсюда ясна необходимость для полевых транзисторов равенства $R_1 = R_2$ с высокой точностью. Кроме того, полезно выбирать I_c близкими к $I_{с.ком}$, так как в этом случае дрейф каскада определяется разностью малых значений a_{ET} каждого транзистора. С учетом того, что подкоренные выражения в (2.31) примерно равны единице, это равенство может быть приведено к следующему:

$$a_{ET} \approx -1,1 (I_{c1}/I_{c2} - 1). \quad (2.32)$$

Для компенсации a_{ET} за счет разбаланса токов стоков может быть полностью применен метод, приведенный выше для биполярных транзисторов, с той разницей, что разбаланс сопротивлений нагрузки должен производиться на меньшее значение (например, на 1%). В интегральных ОУ

с пленочными резисторами нагрузки путем лазерной подгонки последних удается получить $a_{ET} \approx 1$ мкВ/К. Отметим, что при использовании полевых транзисторов компенсация a_{ET} достигается в меньшем диапазоне температур, чем для биполярных транзисторов, так как у полевых транзисторов наблюдается большая зависимость a_{ET} от температуры. При компенсации a_{ET} за счет разбаланса I_c необходима установка нуля $E_{см}$, которая не изменяет выбранное соотношение I_{c1}/I_{c2} , например, путем введения потенциометра между истоками транзисторов аналогично R_4 в схеме на рис. 2.12.

В ОУ с МДП-транзисторами на входе $E_{см}$ и a_{ET} обычно в несколько раз выше, чем при применении полевых транзисторов с p - n -переходом. Совершенствование интегральной технологии таких ОУ позволяет приблизить значения $E_{см}$ и a_{ET} к значениям, типичным для полевых транзисторов с p - n -переходом. Например, в [15] сообщается о получении интегральных пар n -канальных МОП-транзисторов с $E_{см} \leq \leq 10$ мВ. Методы снижения a_{ET} для МДП-транзисторов такие же, как и для полевых с p - n -переходом.

Рассмотрим другой метод компенсации a_{ET} с помощью дополнительного термозависимого элемента. Схема каскада с такой компенсацией приведена на рис. 2.15. Компенсация температурной зависимости $E_{см}$ основана на том, что часть напряжения с диода D_1 (которое уменьшается с увеличением температуры на 2 мВ/К) подается через R_5 , R_2 в цепи стоков транзисторов T_1 , T_2 .

Если движок потенциометра R_2 стоит в левом положении, то это напряжение будет сильнее влиять на U_1 и значительно слабее на U_2 , если он стоит в правом положении, то, наоборот, большее влияние будет на U_2 . Таким образом, происходит изменение температурного дрейфа этих напряжений. Очевидно, что при соответствующем значении R_5 существует положение R_2 , при котором дрейф, обусловленный транзисторами T_1 , T_2 (если он не слишком велик), компенсируется составляющей, подаваемой с диода.

Регулировку схемы производят следующим образом. Сначала при комнатной температуре T_0 , закороченных входах и отключенном R_5 производят установку нуля ($E_{см} = 0$) с помощью R_3 . Затем включают R_5 и, регулируя R_6 , добиваются нулевого падения напряжения на R_5 , при этом смещения нуля не произойдет, так как через R_6 не будет протекать ток независимо от положения R_2 (при $U_{вых} = 0$). После этого

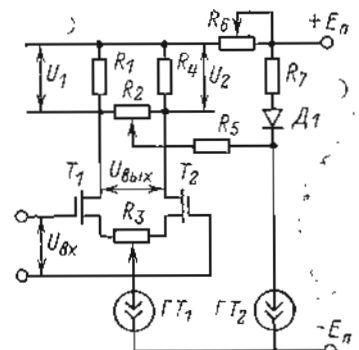


Рис. 2.15

производят прогрев усилителя до температуры T_{max} , при этом уменьшается напряжение на диоде, что приводит к появлению зависимости $U_{вых}$ от положения R (т. е. $E_{см}$). Регулируя R_2 , устанавливают $U_{вых} = 0$. В результате смещение нуля оказывается скомпенсированным для двух значений температур T_0 и T_{max} . Так как зависимости $E_{см}(T)$ и $U_D(T)$ мало отличаются от линейного закона, компенсация $a_{ЭТ}$ обеспечивается в сравнительно широком диапазоне температур.

Отметим, что при значительном изменении синфазного сигнала может нарушиться условие компенсации.

Существует большое разнообразие схем компенсации дрейфа с помощью дополнительного термочувствительного элемента, подобных приведенной на рис. 2.15. Но все они оказываются менее эффективными, чем симметрирование входной пары транзисторов дифференциального каскада. Это объясняется тем, что, применяя дополнительный элемент, труднее обеспечить равенство его температуры и транзисторов дифференциального каскада, чем равенство температур в обеих половинах последнего.

В тех случаях, когда требуются предельно малые значения $E_{см}$ и $a_{ЭТ}$, оказывается целесообразным переходить к структурам ОУ с преобразованием сигнала. Остановимся

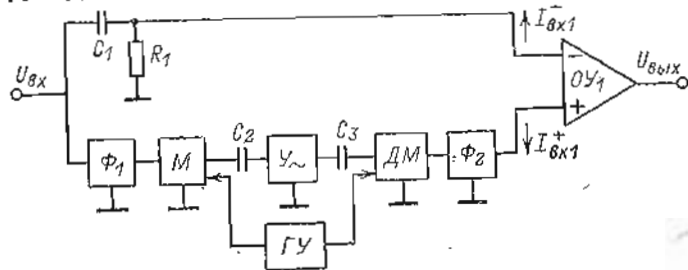


Рис. 2.16

сначала на ОУ МДМ, т. е. на ОУ, содержащем канал с модуляцией, усилением на переменном токе и последующей демодуляцией сигнала. Структурная схема ОУ МДМ приведена на рис. 2.16. Она состоит из двух параллельных каналов: верхних частот — на пассивной цепи R_1, C_1 , и постоянного тока и нижних частот — с модуляцией и демодуляцией сигнала (МДМ). С помощью входного фильтра Φ_1 из входного напряжения $U_{вх}$ выделяется сигнал постоянного тока и низких частот, который подвергается амплитудной модуляции модулятором M . Переменная составляющая с его выхода усиливается усилителем переменного тока Y и затем с помощью демодулятора $ДМ$ подвергается синхронной де-

модуляции и фильтрации выходным фильтром Φ_2 . В результате на выходе МДМ (выходе Φ_2) восстанавливаются постоянная составляющая и низкочастотная составляющая $U_{вх}$, но усиленная в $K_{мдм}$ (коэффициент усиления канала МДМ) раз. Выход МДМ подключен к неинвертирующему входу основного ОУ₁. Для управления работой M и $ДМ$ служит генератор управляющих напряжений ГУ частоты преобразования $f_{пр}$.

При такой структуре ОУ его ЭДС смещения $E_{см}$ и температурный дрейф нуля $a_{ЭТ}$ можно представить в виде следующей суммы:

$$E_{см} = E_{см.м} + E_{см.и} + E_{см.с} + E_{см.дм} + E_{см.у}; \quad (2.33)$$

$$a_{ЭТ} = a_{ЭТ.м} + a_{ЭТ.и} + a_{ЭТ.с} + a_{ЭТ.дм} + a_{ЭТ.у}. \quad (2.34)$$

Знаки отдельных составляющих зависят от случайных факторов. Здесь взята их сумма, чтобы оценить наихудший случай.

Составляющие $E_{см.м}$ и $a_{ЭТ.м}$ характеризуют смещение нуля и температурный дрейф модулятора; $E_{см.и}$ и $a_{ЭТ.и}$ связаны с протеканием через входные цепи входного тока модулятора; $E_{см.с}$ и $a_{ЭТ.с}$ обусловлены паразитной емкостью между выходом генератора импульсов и входной цепью Y ; $E_{см.дм}$ и $a_{ЭТ.дм}$ вызваны демодуляцией паразитных напряжений, имеющих место на выходе усилителя переменного тока при $U_{вх} = 0$. Последний член обусловлен смещением нуля и входными токами основного усилителя ОУ. Рассмотрим каждую из этих составляющих.

В зависимости от типа модулятора M значения $E_{см.м}$ и $a_{ЭТ.м}$ могут колебаться в широких пределах. В настоящее время считается общепризнанным, что наилучшие результаты обеспечивают модуляторы, выполненные на МОП-транзисторах, поэтому в дальнейшем не будем рассматривать M и ОУ МДМ, выполненные на базе других элементов. В МОП-транзисторах обеспечивается практически идеальная изоляция цепи управления затвора от канала и отсутствует остаточное напряжение. Поэтому при условии, что в объеме модулятора нет градиентов температур, его $E_{см.м}$ и $a_{ЭТ.м}$ равны нулю.

Однако всегда существует некоторая неравномерность распределения температуры в пределах M , т. е. температура точек соединения кристалла с внешними выводами не строго одинакова, что приводит к появлению термо-ЭДС, которая и определяет $E_{см.м}$, $a_{ЭТ.м}$. Значение термо-ЭДС пары кремний — золото (или кремний — алюминий) достигает 300 мкВ/К. Однако внутри кристалла модулятора при $U_{вх} = 0$ не происходит выделения тепла, поэтому перепад температур может быть вызван только

внешним потоком тепла. Последний возникает, если с одной стороны находится (рис. 2.17) тепловыделяющий элемент A с температурой, на ΔT большей температуры T_2 противоположной стороны M . Чтобы оценить термо-ЭДС, в этом случае можно считать, что T_1 определяется соотношением теплового сопротивления $R_{T, AM}$ между A и точкой 1 и тепловым сопротивлением R_{T12} между точками 1 и 2 кристалла (точками 1 и 2 обозначены точки подключения внешних выводов к стоку и истоку МОП-транзистора; для простоты M считаем состоящим из одного ключа), при этом

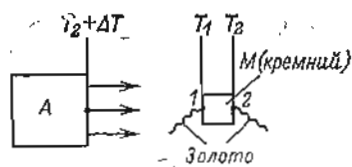


Рис. 2.17

$T_1 - T_2 \approx \Delta T R_{T12} / (R_{T, AM} + R_{T12})$.

Практически удается снизить ΔT до 1–5 К, а $R_{T12}/R_{T, AM}$ — до 10^{-3} – 10^{-4} , что при термо-ЭДС, равной 300 мкВ/К, соответствует $E_{см, м} = 0,03 \div 1,5$ мкВ. При соответствующей топологии ОУ и применении специальных мер для выравнивания температуры вокруг M значение $E_{см}$ модуляторов на МОП-транзисторе может быть снижено до единиц нановольт. Отметим, что источником термо-ЭДС являются не только точки соединения кристалла с внешними выводами. При использовании корпусных элементов, ножки которых обычно делаются из кобальта, значительная термо-ЭДС может возникать в точках соединения ножек с медными проводниками (термо-ЭДС ковар-медь около 25 мкВ/К). Так как тепловое сопротивление между этими точками во много раз больше сопротивления R_{T12} кристалла, эта составляющая может достигать 10–20 мкВ. Радикальной мерой снижения термо-ЭДС является применение теплового шунта между точками спаев выводов транзистора с медными проводниками, в результате чего резко снижается тепловое сопротивление между этими точками, а значит, и перепад температур и термо-ЭДС. Тепловой шунт может быть выполнен из тонкой изоляционной пластины (например, слюды) или пленки с хорошей теплопроводностью, по обе стороны которой должна быть нанесена металлизация или приклеена медная фольга. Точка соединения кобальта с медью в цепи стока образуется путем пайки к одной стороне металлизированной поверхности, а точка соединения истока — путем пайки к противоположной стороне металлизированной поверхности. В результате между обоими спаями обеспечивается очень низкое тепловое сопротивление и практически отсутствует разность температур. Как показали эксперименты, тепловой шунт, выполненный из слюды толщиной 0,05 мм с приклеенной медной фольгой 4×4 мм, обеспечивает снижение $E_{см, м}$ модулятора на транзисторе КП350 с 5 до 0,03 мкВ.

Для снижения уровней термо-ЭДС большую роль играет симметричное расположение точек соединения разнородных проводников (источников термо-ЭДС) относительно элементов, выделяющих тепло. При модульном изготовлении высокочувствительных ОУ следует помещать модулятор в теплоизолирующий корпус.

Температурный дрейф a_{ET} в модуляторе на МОП-транзисторе практически равен нулю, если только при изменении внешней температуры не происходит изменения градиентов температур, т. е. разность температур между отдельными точками не изменяется. Так как внутри модулятора нет источников выделения теплоты, то повышение (или понижение) окружающей температуры не вызывает внутри модулятора появления дополнительной разности температур, но практически изменение температуры корпуса может происходить неравномерно, что приводит к появлению термо-ЭДС и $a_{ET, м}$. При выполнении модулятора из дискретных элементов и без термошунтов $a_{ET, м}$ может достигать 0,2–0,5 мкВ/К. Применение термошунтов позволяет получить $a_{ET, м} < 5$ нВ/К.

Отметим, что $a_{ET, м}$ определяется в результате измерения $E_{см, м}$ для двух постоянных температур после окончания тепловых переходных процессов. Значительно большее смещение нуля обычно возникает за счет быстрого изменения температуры. Как отмечалось ранее, это свойство целесообразно оценивать параметром

$$a_{EV} = \Delta E_{см, м} / V_T,$$

где $V_T = dT/dt$ — скорость изменения окружающей температуры. Величина a_{EV} определяется тепловыми переходными процессами, которые могут приводить к значительным градиентам температур внутри модулятора. При дискретном исполнении модулятора a_{EV} может составлять 10–50 мкВ миа/град. При применении термошунтов или интегральной технологии изготовления модулятора это значение снижается в 10–50 раз.

Величина $E_{см, м}$, обусловленная термо-ЭДС, не может быть снижена путем построения модулятора по мостовой или балансной схеме, так как нельзя гарантировать даже примерно одинакового распределения температур для каждого плеча схемы. По этой причине не будем рассматривать зависимость $E_{см, м}$ и $a_{ET, м}$ для конкретных схем модулятора. Не будем также останавливаться на оценке $E_{см, м}$ и $a_{ET, м}$ для модуляторов, выполненных на основе биполярных структур или каких-либо других элементов, так как они не могут конкурировать с параметрами модулятора на основе МОП-транзисторов. Единственным исключением являются модуляторы с использованием контактных вибропреобразователей. Однако в настоящее время они не применяются в качестве модуляторов вследствие меньшей надежности и больших габаритов. Кроме того, они не обладают существенными преимуществами и по электрическим параметрам.

Вторая составляющая смещения и дрейфа нуля $E_{см, i}$, $a_{ET, i}$ в (2.33), (2.34), обусловленная протеканием входного тока $I_{вх}$ через входные цепи, в сильной степени зависит

от схемы модулятора. В простейшей схеме модулятора (рис. 2.18), образованной сопротивлением R_M и закорачивающим на землю (параллельным) ключом на T_1 , $E_{см\ i} = R_M I_{вх}$. Здесь $I_{вх}$ возникает при переключениях ключа, а также вследствие утечек через изоляцию. Он может быть

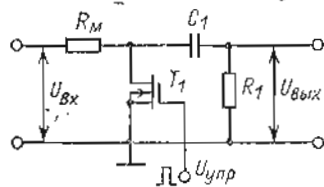


Рис. 2.18

уменьшен до 1—10 нА, но при изменении температуры возникает $a_{IT} = 0,1 \div 1$ нА/К. Сопротивление резистора R_M в ОУ обычно выбирается в интервале 0,1—1 МОм. Таким образом, в такой схеме $E_{см\ i} = 0,1 \div 10$ мкВ и $a_{ET\ i} = 0,01 \div 1$ мкВ/К.

Существенное уменьшение этой составляющей достигается в схеме модулятора с последовательно-параллельным ключом (рис. 2.19). Здесь происходит противофазная работа ключей: когда T_1 заперт, T_2 открыт, и наоборот. Если фронты управляющих импульсов несколько смещены во времени так, что переключения T_2 происходят при открытом T_1 , то протекание импульсного тока в моменты переключения T_2 создает ничтожное падение напряжения на малом сопротивлении T_1 . Так как сопротивление открытого транзистора T_1 обычно лежит в интервале 30—200 Ом, то при том же $I_{вх}$ и его дрейфе, что и выше, получим $E_{см\ i} = 0,02 \div 2$ нВ, т. е. пренебрежимо малое значение. Также мало $E_{см\ i}$ в мостовых схемах модуляторов, если на входе они не содержат сопротивлений для реализации входного фильтра. Напомним, что по определению $E_{см}$ самого ОУ не зависит от внутреннего сопротивления источника сигнала. Однако для определения смещения нуля всего устройства (ПУ) необходимо учитывать составляющую, вызванную протеканием входного тока через это сопротивление.

Составляющие $E_{см\ c}$ и $a_{ET\ c}$ в (2.33) и (2.34) вызваны тем, что если имеется паразитная емкость монтажа $C_{пар}$ между цепью управления модулятора (затвор T_1 на рис. 2.18) и выходом модулятора (выходом усилителя переменного тока U_{-}) после разделительного конденсатора C_1 , то при закороченном входе и замкнутом ключе на конденсаторе появляется напряжение

$$U_C \approx U_{упр} C_{пар} / C_1,$$

где $U_{упр}$ — амплитуда управляющего импульса.

Появление U_C эквивалентно $E_{см\ c}$, а его нестабильность вследствие температурной зависимости $U_{упр}$ и $C_{пар}$ определяет $a_{ET\ м}$. При $U_{упр} = 2$ В, $C_{пар} = 0,1$ пФ, $C_1 = 0,02$ мкФ $E_{см\ c}$ равно 10 мкВ, а зна-

чение $a_{ET\ c}$, как показывают эксперименты, лежит в диапазоне 1—100 нВ/К. Отметим, что емкость затвор—сток самого модулятора вызывает появление входного тока, а не $E_{см\ c}$, так как она воздействует непосредственно на ключ модулятора, а не через конденсатор C_1 .

Составляющие $E_{см\ c}$ и $a_{ET\ c}$ легко могут быть сведены к нулю путем применения электростатического экрана между цепями генератора и усилителя переменного тока U_{-} .

Составляющие $E_{см\ дм}$ и $a_{ET\ дм}$, обусловленные демодуляцией паразитного напряжения, являются в ряде случаев доминирующими. Они возникают в связи с тем, что в моменты переключения ключа модулятора на выходе U_{-} возникают паразитные импульсы, которые после демодуляции могут дать постоянную составляющую $U_{дм}$, что эквивалентно $E_{см\ дм} = U_{дм} / K_{мдм}$. Значение $U_{дм}$ зависит от амплитуды и формы фронтов импульсов управления модулятором, схемы модулятора, полосы пропускания усилителя и частоты следования импульсов, а также от типа демодулятора. Так как параметры паразитных импульсов зависят от многих факторов, которые в свою очередь зависят от температуры, возникает температурный дрейф $a_{ET\ дм}$.

Как показывает опыт, если не принято специальных мер, значения $E_{см\ дм}$ и $a_{ET\ дм}$ (при использовании модуляторов на МОП-транзисторах с частотой преобразования 100—1000 Гц) составляют соответственно 20—100 мкВ и 0,2—1 мкВ/К. Уменьшение этой составляющей может быть достигнуто частично путем компенсации паразитных импульсов на выходе модулятора. В простейшем случае такая компенсация может быть реализована за счет подачи компенсирующих импульсов через подбираемую емкость $C_{ком}$, как показано на рис. 2.20. Паразитные импульсы проникают во входную цепь через емкость $C_{з.с}$ транзистора модулятора. Если выбрать $C_{ком} = C_{з.с}$, то при равных (но противофазных) амплитудах импульсов управления и компенсации происходит уменьшение паразитных импульсов примерно на порядок. Однако емкость $C_{з.с}$ нелинейна. Она является функцией напряжения на затворе, поэтому компенсация получается частичной. Лучший результат удастся получить при использовании комплементарной пары МОП-транзисторов, включенных параллельно (рис. 2.21). Для их синхронной работы требуются противофазные импульсы. При идентичности параметров транзисторов T_1 и T_2 , а также фронтов управляющих импульсов удается получить очень высокую степень компенсации и снизить $E_{см\ дм}$ до 1—2 мкВ и $a_{ET\ дм}$ до 0,1 мкВ/К.

Еще лучшего результата удастся достигнуть, если сдвинуть во времени работу ключа ДМ (имеется в виду ДМ

с параллельным коротящим ключом) так, чтобы его замыкание происходило после окончания переходного процесса на выходе U_{\sim} , вызванного передним фронтом импульса управления модулятором, а размыкание ключа ДМ—до момента начала заднего фронта импульса модулятора. В этом случае,

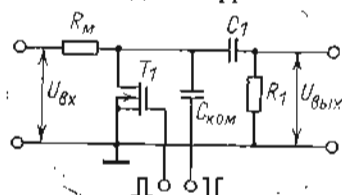


Рис. 2.20

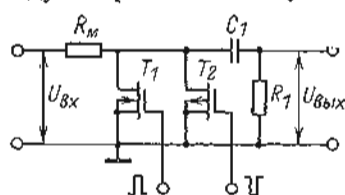


Рис. 2.21

если даже не производить компенсации паразитных импульсов, удастся свести эффект от их демодуляции к пренебрежимо малому значению (при условии работы усилителя в линейной области).

Если усилитель не перегружается, т. е. когда фронт управляющего импульса достаточно пологий, то в первом приближении можно принять, что амплитуда паразитного импульса $U_{\text{пар}}$ на выходе U_{\sim} затухает по экспоненте с постоянной времени $T_{\text{упр}}$, определяемой верхней границей полосы пропускания усилителя $\omega_{\sim} = f_{\text{в}}$, т. е.

$$U_{\text{пар}}(t) \approx U_{\text{пар.м}} K_{\text{у}} e^{-2\pi f_{\text{в}} t},$$

где $U_{\text{пар.м}}$ — амплитуда паразитного импульса на входе U_{\sim} ; $K_{\text{у}}$ — коэффициент усиления усилителя U_{\sim} . Отсюда необходимый временной сдвиг Δt между передним фронтом импульса, замыкающего ключ модулятора, и моментом размыкания ключа демодулятора (в схеме ДМ с коротящим — параллельным ключом) должен выбираться на основании следующего условия:

$$\Delta t \geq (1/2\pi f_{\text{в}}) \ln(U_{\text{пар.м}}/E_{\text{см.дм}}), \quad (2.35)$$

где $E_{\text{см.дм}}$ — максимально допустимое значение смещения нуля, вызванное демодуляцией $U_{\text{пар}}$. При выводе (2.35) предполагалось, что схема ДМ обеспечивает на выходе постоянное напряжение, равное $E_{\text{см.дм}} K_{\text{у}} = U_{\text{п}}(t)$ в момент размыкания ключа ДМ. Схема такого ДМ приведена в гл. 5.

Существенную долю в $E_{\text{см}}$ и $a_{\text{БТ}}$ ОУ МДМ (см. рис. 2.16) вносят обычно составляющие $E_{\text{см.у}}$ и $a_{\text{БТ.у}}$, обусловленные наличием $E_{\text{см.1}}$, усилителя ОУ₁ и его входными токами ($I_{\text{вх.1}}^+$, $I_{\text{вх.1}}^-$). Для их компенсации на выходе МДМ требуется напряжение, равное

$U_{\text{вых.мдм}} = E_{\text{см.1}} + R_{\text{дм}} I_{\text{вх.1}}^+ - R_1 I_{\text{вх.1}}^-$, где $R_{\text{дм}}$ — эквивалентное выходное сопротивление канала МДМ, или, если привести

$U_{\text{вых.мдм}}$ ко входу, то оно будет эквивалентно смещению нуля, равному

$$E_{\text{см.у}} = (E_{\text{см.1}} + R_{\text{дм}} I_{\text{вх.1}}^+ - R_1 I_{\text{вх.1}}^-) / K_{\text{мдм}}.$$

Если R_1 и $R_{\text{дм}}$ выбраны одинаковыми с погрешностью $\Delta R_{\text{дм}}$, то

$$E_{\text{см.у}} = (E_{\text{см.1}} + R_{\text{дм}} \Delta I_{\text{вх.1}} + \Delta R_{\text{дм}} I_{\text{вх.1}}^+) / K_{\text{мдм}}. \quad (2.36)$$

Казалось бы, $E_{\text{см.у}}$ можно неограниченно уменьшать, увеличивая $K_{\text{мдм}}$. Однако такая возможность ограничена, так как с увеличением $K_{\text{мдм}}$ растет уровень пульсаций на его выходе. Это происходит за счет того, что при $U_{\text{вх}} = 0$ на выходе М всегда существует паразитное напряжение, обусловленное помехами модулятора, которое вызывает пульсации на выходе МДМ, пропорциональные $K_{\text{мдм}}$ и обратно пропорциональные постоянной времени $T_{\text{ф2}}$ фильтра Φ_2 . Поэтому для сохранения заданного уровня пульсаций приходится с увеличением $K_{\text{мдм}}$ увеличивать постоянную времени $T_{\text{ф2}} = C_{\text{ф2}} R_{\text{дм}}$ фильтра Φ_2 . Такая пропорциональность требуется в из соображений устойчивости по контуру МДМ. Можно показать, что для устойчивости необходимо обеспечить

$$K_{\text{мдм}} \leq \alpha_{\text{ф}} 2\pi f_{\text{пр}} C_{\text{ф2}} R_{\text{дм}}, \quad (2.37)$$

где $\alpha_{\text{ф}}$ — постоянный коэффициент, характеризующий отношение частоты единичного усиления канала МДМ $f_{\text{мдм}}$ к частоте преобразования $f_{\text{пр}}$; $C_{\text{ф2}}$ — конденсатор фильтра Φ_2 . В зависимости от конкретной схемы и требований к уровню пульсаций $\alpha_{\text{ф}}$ выбирается в диапазоне 0,2—2. Одновременно с увеличением $T_{\text{ф2}}$ приходится увеличивать и $C_1 R_1$ (см. рис. 2.16), что необходимо из условия сопряжения частотных характеристик обоих каналов. Увеличение постоянных времени в некоторых пределах можно осуществлять за счет емкостей конденсаторов C_1 и $C_{\text{ф2}}$ (фильтра Φ_2). Однако это приводит к увеличению габаритов и трудностям обеспечения соответствующей изоляции C_1 , от качества которой зависит, какая часть тока $I_{\text{вх.1}}^-$ попадает на вход ОУ. Если зафиксировать значения C_1 и $C_{\text{ф2}}$, а увеличивать R_1 и $R_{\text{ф2}}$, то, как видно из (2.36), будет происходить увеличение $E_{\text{см.у}}$. Подставив $R_{\text{дм}}$, найденное из (2.37), в (2.36), получим:

$$E_{\text{см.у}} = \frac{E_{\text{см.1}}}{K_{\text{мдм}}} + \frac{1}{\alpha_{\text{ф}} 2\pi f_{\text{пр}} C_{\text{ф2}}} \times \left(\Delta I_{\text{вх.1}} + I_{\text{вх.1}} \frac{\Delta R_{\text{дм}}}{R_{\text{дм}}} \right). \quad (2.38)$$

Увеличение $K_{\text{мдм}}$ имеет смысл только в том случае, если основную долю в $E_{\text{см.у}}$ вносит член $E_{\text{см.1}}/K_{\text{мдм}}$. Если $E_{\text{см.1}}/K_{\text{мдм}} \ll E_{\text{см.у}}$, то увеличение $K_{\text{мдм}}$ практически не будет снижать $E_{\text{см.у}}$, при этом $E_{\text{см.у}}$ принимает минимально возможное значение, определяемое вторым слагаемым в (2.38):

$$(E_{\text{см.у}})_{\text{min}} = (\Delta I_{\text{вх.1}} + I_{\text{вх.1}} \Delta R_{\text{дм}}/R_{\text{дм}}) / \alpha_{\text{ф}} 2\pi f_{\text{пр}} C_{\text{ф2}}. \quad (2.39)$$

Например, при $\alpha_{\text{ф}} = 1$, $I_{\text{вх.1}}^+ = 100$ нА, $\Delta I_{\text{вх.1}} = 20$ нА, $\Delta R_{\text{дм}}/R_{\text{дм}} = 0,1$, $f_{\text{пр}} = 100$ Гц, $C_{\text{ф2}} = 5$ мкФ оно равно 10 мкВ.

Для снижения $E_{см.у}$ кроме увеличения $K_{мдм}$ необходимо увеличивать частоту преобразования и емкость $C_{ф2}$ и снижать $I_{вх1}$ и $\Delta I_{вх1}$. Если обеспечить $\Delta I_{вх1} \leq I_{вх1} \leq 0,1$ нА и $f_{пр} \geq 1$ кГц, то для тех же значений остальных параметров, что и выше, $E_{см.у} \leq 10$ нВ. Однако надо учитывать, что увеличение $f_{пр}$ с уменьшением $E_{см.у}$ приводит к увеличению $E_{см.дм}$ и $I_{вх}$, что не всегда допустимо.

Как и для $E_{см.у}$, для $a_{ЕТу}$ можно записать

$$a_{ЕТу} = \frac{1}{K_{мдм}} (\alpha_{ЕТ1} + R_{дм} \Delta a_{IT1} + \Delta R_{дм} a_{IT1}) = \frac{a_{ЕТ1}}{K_{мдм}} + \frac{f_1}{\alpha_{ф} 2\pi f_{пр} C_{ф2}} \times \left(\Delta a_{IT1} + a_{IT1} \frac{\Delta R_{дм}}{R_{дм}} \right). \quad (2.40)$$

Минимальное значение $a_{ЕТу}$ при $K_{мдм} \rightarrow \infty$ определяется по формуле

$$(a_{ЕТу})_{min} = \left(\Delta a_{IT1} + a_{IT1} \frac{\Delta R_{дм}}{R_{дм}} \right) / \alpha_{ф} 2\pi f_{пр} C_{ф2}. \quad (2.41)$$

Например, при $\alpha_{ф} = 1$, $f_{пр} = 100$ Гц, $C_{ф2} = 5$ мкФ, $\Delta a_{IT1} \leq 0,5$ нА/К, $a_{IT1} = 0,1$ нА/К, $\Delta R_{дм}/R_{дм} = 0,1$ получим $(a_{ЕТу})_{min} \leq 20$ нВ/К.

Если в (2.40) задаться отношением

$$n = (R_{дм} \Delta a_{IT1} + \Delta R_{дм} a_{IT1}) / a_{ЕТ1},$$

то для получения заданного уровня $a_{ЕТу}$ необходимо обеспечить

$$K_{мдм} \geq a_{ЕТ1} (1 + n) / a_{ЕТу}$$

и выбрать ОУ₁, обладающий такими Δa_{IT1} и a_{IT1} , чтобы

$$\Delta a_{IT1} + a_{IT1} \Delta R_{дм}/R_{дм} \leq a_{ЕТу} n \alpha_{ф} 2\pi f_{пр} C_{ф2} / (1 + n).$$

Для оценки суммарных значений $E_{см}$ и $a_{ЕТ}$ ОУ МДМ необходимо найденные выше значения подставить соответственно в (2.33) и (2.34).

В настоящее время типичные для ОУ МДМ (без внешней регулировки нуля) значения $E_{см}$ лежат в диапазоне 10—50 мкВ, а $a_{ЕТ} = 0,1 \div 0,3$ мВ/К. В более сложных схемах, предназначенных для измерительных целей, удастся обеспечить $a_{ЕТ} = 3 \div 10$ нВ/К.

Усилители с периодической компенсацией дрейфа по структуре несколько отличаются от ОУ МДМ, однако методы снижения их $E_{см}$ и $a_{ЕТ}$ аналогичны рассмотренным выше. Минимальные значения $E_{см}$ и $a_{ЕТ}$ также близки к приведенным значениям. Специфика методов уменьшения смещения нуля температурного дрейфа и входного тока ОУ ПКД рассмотрена в гл. 6.

Выше в этом параграфе рассмотрены вопросы, связанные со смещением нуля, температурным дрейфом ОУ и методами их снижения. Значительно трудней проанализировать источники временного дрейфа (изменения $E_{см}$ во времени при фиксированной температуре) и оценить предельные значения. Здесь ограничимся только некоторыми общими сведениями по этому вопросу. Дрейф во времени будем характеризовать величиной

$$a_{Et} = \Delta E_{см} / t,$$

где $\Delta E_{см}$ — изменение ЭДС смещения (с заданной вероятностью) за интервал времени t . Отметим, что на практике интерес представляет как a_{Et} для малых t (порядка секунд или минут), так и для больших t (сутки, месяц, год). Первые позволяют оценить минимальный уровень сигнала, который можно достоверно измерить за время эксперимента сразу после внешней установки нуля. Вторая величина важна для оценки погрешности при длительной работе без подстройки нуля.

В усилителях без преобразования сигнала a_{Et} в значительной мере коррелирована с $E_{см}$ и $a_{ЕТ}$. Чем меньше начальное смещение нуля и чем меньше его температурная зависимость, тем, как правило, меньше и $a_{ЕТ}$, так как $E_{см}$ и $a_{ЕТ}$ характеризуют симметрию дифференциального каскада, идентичность обеих его половин. Но чем лучше эта симметрия, тем ближе характеристики старения его половин, т. е. тем меньше изменения $E_{см}$ будут происходить во времени вследствие старения его элементов.

Современные ОУ с биполярными или полевыми (с p - n -переходом) транзисторами на входе за время около нескольких минут имеют $\Delta E_{см}$, обусловленное временным дрейфом, заметно меньшее напряжения шумов и $\Delta E_{см}$, вызванное изменением окружающей температуры на 1 К. В связи с этим значения a_{Et} при малых t для этих ОУ обычно не приводятся. Однако можно утверждать, что эти значения a_{Et} намного больше значений a_{Et} , определенных за длительное время и уменьшенных пропорционально t . За длительное время (около 1 мес) a_{Et} ОУ с биполярными транзисторами на входе обычно лежит в диапазоне 20—1000 мкВ, причем наблюдается сильная зависимость a_{Et} от качества технологии, в особенности от чистоты исходного материала и вводимых примесей. При попадании загрязнений a_{Et} увеличивается до нескольких милливольт за 1 ч.

Заметно больший временной дрейф имеют ОУ с полевыми транзисторами на входе. При интегральной технологии их a_{Et} лежит в диапазоне 0,1—10 мВ в месяц. Еще большим

временным дрейфом обладают ОУ с входными каскадами на МОП-транзисторах. Для них a_{BT} может достигать нескольких милливольт за 1 ч, причем, как показали экспериментальные исследования, значительную роль играет предыстория, т. е. состояние, в котором находился ОУ до начала измерения a_{BT} . Перегрузка входным сигналом, несимметрии включения напряжений питания—все это может вызвать резкое увеличение a_{BT} , а затухание процессов, вызванных этими возмущениями, происходит очень медленно (несколько часов и даже сутки).

Для снижения a_{BT} таких ОУ важно обеспечить при включении плавное и симметричное нарастание напряжений обоих источников питания и защиту усилителя от перегрузки входным сигналом. Как показали экспериментальные исследования, такие мероприятия позволяют снизить a_{BT} ОУ на МОП-транзисторах до 0,1—1 мВ в месяц.

Величина a_{BT} для ОУ с МОП-транзисторами должна измеряться после длительного выдерживания усилителя в стационарных условиях при $U_{вх} = 0$.

Временной дрейф ОУ с преобразованием сигнала также оказывается пропорциональным начальному смещению нуля. Как правило, чем меньше $E_{см}$, тем меньше a_{BT} . Поэтому методы снижения временного дрейфа практически совпадают с методами уменьшения $E_{см}$ (исключая, конечно, внешнюю компенсацию $E_{см}$). Современные ОУ МДМ позволяют получить a_{BT} менее 1 мкВ в час после самопрогрева в течение 30 мин, а после самопрогрева в течение нескольких часов a_{BT} может быть снижено до 1 мкВ за год. Естественно, что a_{BT} определяется при хорошо стабилизированной температуре окружающей среды, стабильных источниках питания и при защите ОУ от воздействия воздушных потоков, которые могут вызвать $\Delta E_{см}$ за счет изменения температуры корпуса усилителя.

2.4. СНИЖЕНИЕ ВХОДНЫХ ТОКОВ И ИХ ТЕМПЕРАТУРНОГО ДРЕЙФА

Входные токи усилителей без преобразования сигнала определяются базовыми токами входных биполярных транзисторов или токами затворов для ОУ с полевыми транзисторами на входе. Зависимости этих токов от параметров транзисторов, температуры и режимов рассмотрены в [1, 2, 4, 5, 16], поэтому здесь будут приведены только краткие сведения по этим вопросам, а также даны некоторые практические рекомендации по снижению входных токов. Более

подробно остановимся на задаче снижения входных токов в ОУ МДМ.

Для биполярных входных транзисторов

$$I_{вх} \approx I_{к/\beta} - I_{к0}, \quad (2.42)$$

где первый член представляет собой базовый ток смещения транзистора; $I_{к}$ —коллекторный ток транзистора; $\beta = h_{21в}$ —коэффициент усиления транзистора по току в схеме с ОЭ; $I_{к0}$ —ток утечки коллекторного перехода, смещенного в обратном направлении. Для кремниевых планарных транзисторов при комнатной температуре $I_{к0}$ обычно очень мал (единицы наноампер и менее). Очевидно, для снижения $I_{вх}$ необходимо выбирать малый ток $I_{к}$ и большой коэффициент усиления β . Однако при малых $I_{к}$ снижается быстродействие ОУ, поэтому более целесообразным является увеличение β . С этой целью в ранних образцах ОУ нередко применяли составную схему (схему Дарлингтона), которая позволяла уменьшить $I_{вх}$ примерно в 20—50 раз при том же $I_{к}$. Но при такой схеме снижается также быстродействие, так как коллекторный ток входных транзисторов очень мал ($I_{к}/\beta$). Кроме того, при обычной составной схеме примерно вдвое увеличиваются $E_{см}$, a_{BT} и напряжение шумов.

В настоящее время широко применяются транзисторы типа «супер- β » (со сверхвысоким усилением по току). Типичное значение β таких транзисторов составляет несколько тысяч при $I_{к} = 1 \div 100$ мкА. Их применение на входе ОУ позволяет обеспечить $I_{вх} = 1 \div 20$ нА при сохранении типичных для биполярных транзисторов $E_{см}$ и a_{BT} . Так как транзисторы типа «супер- β » обладают малым допустимым напряжением коллектор—база $U_{к.б}$, при их использовании необходимо строить схемы входных каскадов со следящей связью (см. рис. 2.10) или аналогичные им, обеспечивающие $U_{к.б}$ близкие к нулю. Это оказывается полезным и для снижения $I_{к0}$, который при малых (100—200 мВ) $U_{к.б}$ начинает пропорционально убывать. Заметим, что при $I_{вх} = 1 \div 20$ нА доля $I_{к0}$ возрастает, особенно при увеличении температуры.

Разность входных токов в дифференциальном каскаде определяется как величиной $I_{вх}$, так и разбросом β . При $\Delta\beta/\beta \ll 1$

$$\Delta I_{вх} = I_{вх1} - I_{вх2} \approx I_{вх} \Delta\beta/\beta - \Delta I_{к0}. \quad (2.43)$$

При интегральной технологии производства удается обеспечить $\Delta\beta/\beta = 0,05 \div 0,3$ и в соответствующее число раз уменьшить $\Delta I_{вх}$ по сравнению с $I_{вх}$ (когда величиной $\Delta I_{к0}$ можно пренебречь).

Температурную зависимость входного тока и разности входных токов можно оценить следующими выражениями (при $I_K = \text{const}$):

$$a_{IT} = \frac{dI_{вх}}{dT} \approx -\frac{I_K}{\beta^2} \frac{d\beta}{dT} + I_{к0} (T_0) 2(T - T_0) / 10 \frac{\ln 2}{10}; \quad (2.44)$$

$$\Delta a_{IT} = \frac{d(I_{вх1} - I_{вх2})}{dT} \approx -\frac{\Delta I_{вх}}{\beta} \frac{d\beta}{dT} + \frac{d\Delta I_{к0}}{dT}. \quad (2.45)$$

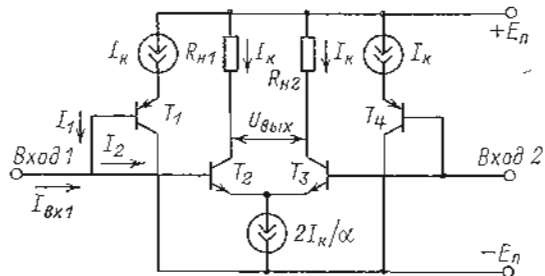


Рис. 2.22

Среднее значение $d\beta/\beta dT \approx (0,6 \div 0,7)\%/K$. Для температур ниже нуля эта зависимость возрастает до $1,5\%/K$, а при положительных температурах уменьшается до $0,4-0,5\%/K$. Как следует из (2.44), для снижения a_{IT} важно снижать величину $I_{вх}$ и долю в нем $I_{к0}$, так как значение последнего удваивается при увеличении температуры на $10K$. Для снижения температурной зависимости разности входных токов необходимо также стремиться к максимальной идентичности транзисторов дифференциальной пары. Заметим, что одинаковые значения $I_{к0}$ не удается получить даже при интегральной технологии изготовления. Поэтому при малых $\Delta I_{вх}$ и повышенной температуре температурная зависимость $\Delta I_{вх}$ может определяться членом $d\Delta I_{к0}/dT \approx dI_{к0}(T)/dT$. По той же причине эффективность различных схем компенсации $I_{вх}$ снижается с уменьшением входного тока и увеличением температуры.

В связи с этим компенсацию $I_{вх}$ целесообразно применять только в схемах быстродействующих ОУ, в которых приходится выбирать большие токи коллектора.

Простейшая схема компенсации $I_{вх}$ и снижения a_{IT} приведена на рис. 2.22, где транзисторы T_2, T_3 , резисторы $R_{Н1}, R_{Н2}$ и генератор тока $2I_K/\alpha$ образуют входной дифференциальный каскад, а T_1 и T_4 служит для компенсации $I_{вх}$. Для такой схемы

$$I_{вх1} \approx I_2 - I_1 \approx I_K (1/\beta_2 - 1/\beta_1).$$

При равенстве между собой β_1 и β_2 с точностью до 10% (в том числе и по температурному коэффициенту) $I_{вх}$ и a_{IT} снижаются примерно на порядок. Однако даже такое согласование затруднительно из-за разброса параметров генераторов тока и из-за противоположного типа проводимости основных и компенсирующих транзисторов.

Значительно лучший результат обеспечивают схемы, в которых компенсирующий ток зависит от I_K основных тран-

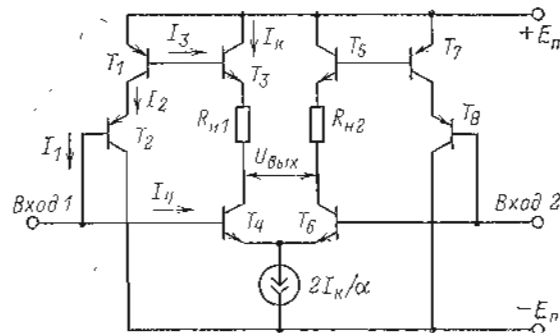


Рис. 2.23

зисторов. Пример такой схемы приведен на рис. 2.23, где основной каскад образован транзисторами T_4, T_6 , нагруженными резисторами $R_{Н1}, R_{Н2}$ и генератором тока $2I_K/\alpha$. Так как базовые токи T_1 и T_2 равны между собой, то

$$I_2 = I_K \beta_1 / \beta_3; \quad I_1 = I_2 / \beta_2; \quad I_4 = I_K / \beta_4,$$

поэтому

$$I_{вх} = I_4 - I_1 \approx I_K (1/\beta_4 - \beta_1/\beta_3\beta_2). \quad (2.46)$$

Для компенсации достаточно равенства β_3 с β_4 (T_3 и T_4) и β_1 с β_2 (T_1 и T_2). Так как требуется согласование однотипных транзисторов практически при одинаковом коллекторном токе, то в схеме на рис. 2.23 может быть достигнута значительно лучшая степень согласования, чем в схеме на рис. 2.22. При хорошо отработанном технологическом процессе удается снизить $I_{вх}$ в $20-50$ раз и почти во столько же раз снизить температурный дрейф, однако снижения $\Delta I_{вх}$ и Δa_{IT} практически не происходит.

Отметим, что в приведенных схемах должно обеспечиваться строгое равенство температур для всех транзисторов, что практически возможно только при интегральной технологии изготовления схемы.

Для снижения входных токов до $10-100$ пА на входе ОУ целесообразно применять полевые транзисторы с $p-n$ -

переходом, особенно при малых рабочих температурах окружающей среды ($\leq 70^\circ\text{C}$). Входные токи полевых транзисторов практически совпадают с их токами затворов (некоторую долю вносят токи утечек через изоляцию, вызванные напряжением питания).

Для уменьшения токов затворов применяют специальные технологические методы, в том числе введение «нижнего» затвора с более слабым легированием, чем канал транзистора. Уменьшению $I_{вх}$ способствует также снижение напряжения сток—затвор, но оно не может быть сделано близким к нулю, так как при этом резко падает крутизна транзистора.

Как известно, температурная зависимость тока затвора описывается показательной функцией. Для кремниевых транзисторов можно приближенно считать, что входной ток удваивается при повышении температуры на 10 К. При изменении температуры от комнатной до $+125^\circ\text{C}$ происходит увеличение $I_{вх}$ примерно в 1000 раз. Поэтому при температурах около $+100^\circ\text{C}$ и выше $I_{вх}$ полевых транзисторов обычно превышает ток транзисторов типа «супер- β », работающих при $U_{к.б} = 0$.

Согласование входных токов дифференциального каскада на полевых транзисторах намного труднее, чем на биполярных. В связи с большим разбросом токов затворов даже при интегральной технологии изготовления схемы методы компенсации $I_{вх}$ оказываются малоэффективными и в настоящее время не применяются. Можно надеяться, что дальнейшее совершенствование технологии позволит создавать на одном кристалле полевые транзисторы с небольшим разбросом токов затворов в достаточно большом температурном диапазоне. Тогда можно будет применить схемы компенсации $I_{вх}$, а также обеспечить малую разность входных токов.

Наименьший входной ток удается обеспечить в ОУ с МОП-транзисторами на входе, ток затвора которых обычно равен 0,01—0,1 пА. Специальные МОП-транзисторы с защитным электродом обеспечивают $I_{вх} < 10^{-16}$ А, причем $I_{вх}$ слабо зависит от температуры. Однако применение МОП-транзисторов на входе ОУ ограничено в связи с большими $E_{см}$ и $a_{гг}$, а также увеличенным уровнем низкочастотных шумов по сравнению с шумами биполярных и полевых транзисторов с p - n -переходом. Некоторую трудность вызывает также необходимость защиты затворов от необратимого пробоя статическим электричеством.

В тех случаях, когда требуется одновременное получение малых $E_{см}$, $a_{гг}$, $I_{вх}$ и $a_{гг}$, целесообразно применять ОУ

МДМ или ОУ ПКД. Для этих типов ОУ основным источником $I_{вх}$ является периодически работающий ключ, выполняющий в ОУ МДМ роль модулятора. Рассмотрим качественно механизм возникновения $I_{вх}$ на примере простейшей схемы модулятора, показанной на рис. 2.18. Пусть импульсы управления $U_{упр}$ имеют идеальную прямоугольную форму, т. е. длительность их фронта $\tau_{фр}$ пренебрежимо мала. Тогда после подачи на затвор отпирающего импульса происходит заряд емкости затвор—сток $C_{з.с}$ до амплитуды $U_{упр}$, причем практически весь заряд $C_{з.с}U_{упр}$ пройдет через замкнутый (открытый) ключ, так как его сопротивление $R_{зам}$ намного меньше R_m , а постоянная времени $C_{з.с}R_{зам}$ намного меньше длительности импульса. При импульсе обратной полярности ключ разомкнется и тот же заряд $C_{з.с}U_{упр}$ пройдет через R_m . Таким образом, при частоте управляющего напряжения $f_{упр}$ через R_m будет протекать входной ток

$$I_{вх} \approx U_{упр} C_{з.с} f_{упр} \quad (2.47)$$

Эта оценка достаточно хорошо согласуется с экспериментальными данными. Некоторое отличие вызвано тем, что в (2.47) не учтены нелинейная зависимость $C_{з.с}$ от $U_{упр}$, конечное значение $R_{зам}$ и длительность фронта. Температурная зависимость $C_{з.с}$ ($TKE \approx 10^{-3}$ 1/К) определяет величину

$$a_{гг} \approx U_{упр} f_{упр} (dC_{з.с}/dT) \approx I_{вх} 10^{-3} 1/K.$$

Так, при $U_{упр} = 10$ В, $f_{упр} = 100$ Гц, $C_{з.с} = 0,5$ пФ получим $I_{вх} = 500$ пА, $a_{гг} \approx 0,5$ пА/К. Введение компенсирующего конденсатора $C_{ком}$, подключенного к источнику противофазных импульсов (см. рис. 2.20), позволяет при его регулировке установить $I_{вх} = 0$, но значение $a_{гг}$ практически останется прежним, если только не подбирать специальный конденсатор с таким же TKE , что и у $C_{з.с}$.

Очевидно, что для снижения $I_{вх}$ и $a_{гг}$ следует выбирать транзисторы с минимальным значением $C_{з.с}$ и малым напряжением отсечки, что позволяет уменьшить $U_{упр}$ и работать с возможно более низкой частотой преобразования. Все эти мероприятия способствуют снижению не только $I_{вх}$, но и $a_{гг}$.

Существуют и другие пути уменьшения $I_{вх}$ и $a_{гг}$. Один из них состоит в затягивании фронтов управляющих импульсов. В самом деле, если $U_{упр}$ изменяется настолько медленно, что в каждый момент времени $C_{з.с}$ успевает зарядиться практически до установившегося значения (если в этот момент зафиксировать значение $U_{упр}$), то в процессе отпираания T_1 через R_m проходила бы точно такая же часть заряда $C_{з.с}U_{упр}$, как и при запирании. Но это означает, что $I_{вх} = 0$. Практически всегда существует некоторая разница в зарядах, проходящих через R_m , но уменьшение скорости изменения U_y позволяет снизить $I_{вх}$ и $a_{гг}$ в

в несколько раз. Для этого достаточно, чтобы

$$\tau_{\text{фр}} \gg R_{\text{м}}(C_{\text{з.с}} + C_{\text{вх}}),$$

где $C_{\text{вх}}$ — входная емкость усилителя канала МДМ. Например, при $R_{\text{м}} = 20 \text{ кОм}$ и $\tau_{\text{фр}} = 20 \text{ мкс}$ для приведенного выше примера, как установлено экспериментально, $I_{\text{вх}}$ и $a_{\text{ИТ}}$ снижаются примерно в 4 раза.

Заметим, что при уменьшении скорости изменения $U_{\text{упр}}$ на значенные $I_{\text{вх}}$ начинает влиять напряжение отсеки U_0 (пороговое напряжение). Это связано с тем, что при отпирании ключа часть заряда, проходящая через $R_{\text{м}}$, зависит от $U_{\text{упр}} - U_0$, как и заряд, проходящий через ключ, перед его запирающим, причем, если выбрать уровни $U_{\text{упр}}$ такими, чтобы они были симметричны относительно напряжения отсеки и имели минимальную амплитуду (для транзисторов типа КП301 $U_{\text{упрmin}} \approx -9 \text{ В}$, $U_{\text{упрmax}} \approx -2 \text{ В}$), то удается дополнительно снизить $a_{\text{ИТ}}$ до 0,01—0,02, пА/К. Существенного снижения $I_{\text{вх}}$ и $a_{\text{ИТ}}$ можно достигнуть путем не

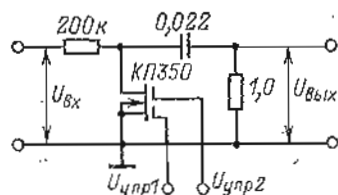


Рис. 2.24

только выбора параметров управляющих импульсов, но и применения комплементарной пары МОП-транзисторов, например, по схеме на рис. 2.21. При равенстве параметров T_1 и T_2 [$C_{\text{з.с}}$ и $R_{\text{с}}(U_{\text{упр}})$] с точностью 10%, входной ток и его дрейф удается снизить без специальной регулировки при $f_{\text{ФР}} = 100 \text{ Гц}$ соответственно до 10—20 пА и 0,02—0,05 пА/К.

Очень хороший результат удается получить при использовании двухзатворных МОП-транзисторов, например типа КП350, по схеме на рис. 2.24. Если управляющие импульсы изменяются на первом и втором затворах в противофазе, то при $U_{\text{упр1}} C_{\text{з1}} = U_{\text{упр2}} C_{\text{з2}}$ удается обеспечить $I_{\text{вх}}$ и $a_{\text{ИТ}}$, близкие к нулю. Для транзистора КП350 оптимальными являются следующие уровни управляющих напряжений: при открытом транзисторе $U_{\text{упр1}} = -1,4 \text{ В}$, $U_{\text{упр2}} = +2,4 \text{ В}$, при открытом $U_{\text{упр1}} = +1,4 \text{ В}$, $U_{\text{упр2}} = +2,1 \text{ В}$. Длительность фронтов в зависимости от скважности работы модулятора может выбираться в интервале 10—100 мкс. Если не производить индивидуальной регулировки $U_{\text{упр}}$, то такая схема обеспечивает $I_{\text{вх}} \leq 20 \text{ пА}$ и $a_{\text{ИТ}} \leq 0,1 \text{ пА/К}$. Для установки $I_{\text{вх}} = 0$ необходима регулировка $U_{\text{упр2}}$ в пределах примерно 20%.

Таким образом, применение простейших схем модуляторов на МОП-транзисторах позволяет удовлетворить самым высоким требованиям, предъявляемым к ОУ по $I_{\text{вх}}$ и $a_{\text{ИТ}}$.

Отметим, что более сложные схемы [модуляторов с последовательно-параллельным ключом и мостовые схемы не обеспечивают таких малых величин $a_{\text{ИТ}}$. Это объясняется в основном тем, что транзисторы, в которых исток и подложка не заземлены, при коммутации вызывают зна-

чительно большие заряды (и токи), чем при их заземлении.

Помимо уменьшения входных токов, создаваемых модуляторами, при построении ОУ МДМ важно обеспечить также соответствующую изоляцию входной цепи, при этом надо учитывать, что многие изоляторы при нагревании могут сами генерировать значительные токи. Например, изоляция конденсаторов типа КМ5Н90 емкостью 0,02—0,1 мкФ при нагревании со скоростью 1К/мин способна генерировать ток около 20—50 пА (без подключения конденсатора к какому-либо источнику напряжения). После окончания тепловых переходных процессов (примерно через 1—2 ч) этот ток снижается до нуля, но при охлаждении снова возникает ток противоположной полярности. Этот пример показывает важность правильного выбора типов разделительных конденсаторов. При выполнении ОУ в виде модуля из корпусных элементов для минимизации $I_{\text{вх}}$ и $a_{\text{ИТ}}$ в качестве изоляции входной цепи желательно применять фторопласт или полистирол. Разделительные конденсаторы также желательно фторопластовые или полистироловые.

Операционные усилители ПКД с одним входом имеют примерно одинаковые с ОУ МДМ $I_{\text{вх}}$ и $a_{\text{ИТ}}$. Но при построении дифференциальных ОУ ПКД $a_{\text{ИТ}}$ может возрасти на несколько порядков за счет утечки тока через разомкнутый ключ (см. гл. 6).

2.5. ПУТИ СНИЖЕНИЯ ШУМОВ

Шумовые свойства ОУ целесообразно характеризовать эквивалентным генератором ЭДС шумов $E_{\text{ш}}$ и тока шумов $I_{\text{ш}}$, включенных, как показано на рис. 2.25. Напряжение шумов на выходе ОУ, измеренное в режиме короткого замыкания на обоих входах и приведенное ко входу, соответствует $E_{\text{ш}}$. Генераторы шумового тока по инвертирующему $I_{\text{ш}}^-$ и неинвертирующему $I_{\text{ш}}^+$ входам определяются соответственно в режимах, близких к холостому ходу ($R_{\text{Г}} \rightarrow \infty$) на соответствующем входе и коротком замыкании на другом входе, т. е.

$$\bar{I}_{\text{ш}}^2 = \bar{U}_{\text{ш.вых}}^2 / R_{\text{Г}}^2 K_{\text{У}}^2,$$

где $\bar{I}_{\text{ш}}^2$ — среднее значение квадрата тока шумов входа, к которому подключено $R_{\text{Г}}$; $\bar{U}_{\text{ш.вых}}^2$ — среднее значение квадрата напряжения шумов на выходе.

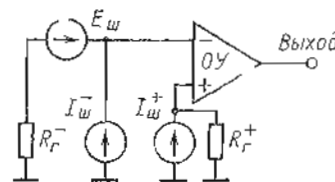


Рис. 2.25.

Зная $E_{ш}$, $I_{ш}^-$, $I_{ш}^+$, можно определить напряжение шумов на выходе для любых значений сопротивлений цепи обратной связи. Например, для масштабного усилителя, выполненного по схеме на рис. 2.26, если пренебречь тепловыми шумами резисторов обратной связи,

$$U_{ш. вых} = \sqrt{E_{ш}^2 (1 + R_2/R_1)^2 + I_{ш}^2 R_2^2 + 2C_{кор} E_{ш} I_{ш} R_2 (1 + R_2/R_1)}, \quad (2.48)$$

где $C_{кор}$ — коэффициент корреляции $E_{ш}$ и $I_{ш}$, значения которого в общем случае лежат в интервале 0—1.

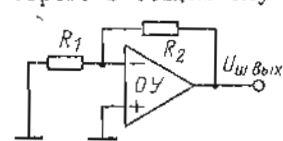


Рис. 2.26

Обычно $E_{ш}$ и $I_{ш}$ в ОУ статистически независимы, т. е. коэффициент $C_{кор}$ близок к нулю, и последним членом в (2.48) можно пренебречь.

Отметим, что при использовании коэффициента шума¹ можно найти $U_{ш. вых}$ только в частном случае, когда сопротивление, для которого приведено значение коэффициента, совпадает с эквивалентным сопротивлением обратной связи. Поэтому в дальнейшем понятием коэффициента шума ОУ пользоваться не будем.

Напомним, что в общем случае, когда коэффициент усиления усилителя K_y и спектральная плотность шумов на входе $S_{ш}$ зависят от частоты, напряжение шумов на выходе в полосе от f_1 до f_2 определяется следующим выражением:

$$U_{ш} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} S_{ш}(f) |K_y(f)|^2 df}. \quad (2.49)$$

В ОУ без преобразования сигнала $E_{ш}$ и $I_{ш}$ определяются свойствами входных транзисторов. Вопросы расчета шумов подробно освещены в [4, 17—19], поэтому ограничимся краткими сведениями по оценке шумов ОУ с биполярными и полевыми транзисторами на входе, приведем рекомендации по их минимизации за счет выбора типов транзисторов и их режимов, а затем остановимся на шумах ОУ МДМ и методах их уменьшения.

В ОУ без преобразования сигнала источниками шумов являются тепловые шумы в резисторах, дробовые шумы тока и составляющие фликер-шумов. Кроме того, в ряде случаев имеет место составляющая так называемых взрывных шумов, проявляющаяся в виде отдельных

¹ Коэффициент шума определяют как отношение полной мощности шумов на выходе усилителя к той ее части, которая обусловлена тепловым шумом сопротивления источника сигнала. Часто его выражают в децибелах.

всплесков (импульсов) выходного напряжения. Эта составляющая обусловлена в основном дефектами изготовления транзисторов. Она мало изучена и в дальнейшем не рассматривается.

Спектральная плотность тепловых шумов не зависит от частоты и равна:

$$S_T = 4kTR.$$

Поэтому согласно (2.49)

$$\bar{E}_{ш. T}^2 = 4kTR\Delta f.$$

Дробовый шум связан с дискретностью зарядов. Спектральная плотность напряжения дробовых шумов на сопротивлении R при протекании через него тока I также не зависит от частоты и равна:

$$S_{др} = 2qIR^2, \text{ а } \bar{E}_{ш. др}^2 = 2qIR^2\Delta f.$$

Механизм возникновения фликер-шумов изучен недостаточно. Обычно эта составляющая находится экспериментально. Ее спектральная плотность обратно пропорциональна частоте $S_{фл} = a_{фл}/f$, поэтому

$$\bar{E}_{ш. фл}^2 = a_{фл} \ln(f_2/f_1).$$

Так как эти составляющие практически независимы ($C_{кор} = 0$), суммарное напряжение шумов в полосе $f_1 - f_2$ находится следующим образом:

$$\bar{U}_{ш}^2 = (4kTR + 2qIR^2) \Delta f + a_{фл} \ln(f_2/f_1), \quad (2.50)$$

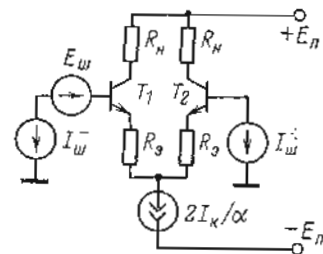


Рис. 2.27

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона; $\Delta f = f_2 - f_1$; $a_{фл}$ — коэффициент фликер-шумов, зависящий от типов входных транзисторов и их режима. В первом приближении $a_{фл}$ пропорционален $I_{ш}^2$. Типичные значения $a_{фл}$ лежат в интервале $(0,1 - 2) \cdot 10^{-12}$ В².

Для дифференциального каскада на рис. 2.27 [17] на биполярных транзисторах спектральные плотности ЭДС шумов и тока шумов соответственно равны:

$$S_{Eш} \approx 8kT(R_3 + r_6) + 8qI_{ш}(R_3 + r_6 + r_6/\beta)^2 + 4r_{фл}I_{ш}^2/f;$$

$$S_{Iш}^- \approx 2qI_{ш} + b_{фл}I_{ш}^2/f;$$

$$S_{Iш}^+ \approx 2qI_{ш} + b_{фл}I_{ш}^2/f.$$

Интегрируя эти значения в пределах полосы пропускания $f_1 - f_2$, для эквивалентных генераторов соответственно ЭДС и тока шумов получаем:

$$E_{ш} \approx 2 \left[2kT(R_3 + r_6)(f_2 - f_1) + 2qI_{ш} \times (R_3 + r_6 + r_6/\beta)^2 (f_2 - f_1) + r_{фл} I_{ш}^2 \ln(f_2/f_1) \right]^{1/2}; \quad (2.51)$$

$$I_{ш}^- \approx \sqrt{2qI_{ш}(f_2 - f_1) + b_{фл}I_{ш}^2 \ln(f_2/f_1)}; \quad (2.52)$$

$$I_{ш}^+ \approx \sqrt{2qI_{ш}(f_2 - f_1) + b_{фл}I_{ш}^2 \ln(f_2/f_1)}; \quad (2.53)$$

где r_b и r_e — соответственно сопротивление базы и эмиттерного перехода транзисторов; I_b и I_k — токи соответственно базы и коллектора; $r_{фл} = \sqrt{a_{фл}}/I_b$ — эквивалентное сопротивление, определяющее составляющую фликер-эффекта (практически не зависит от I_b и находится экспериментально); $b_{фл}$ — коэффициент, определяющий долю фликер-эффекта в токе шумов. Обычно для планарных кремниевых транзисторов $b_{фл} \approx 0,05 \div 0,2$, $r_{фл} \approx 3 \div 16$ Ом.

Первый член в (2.51) соответствует тепловым шумам в r_b и R_b , второй — дробовому эффекту коллекторного тока, последний — составляющей фликер-шумов. В (2.50) и (2.53) первый член соответствует дробовому шуму тока базы, второй — эквивалентному току фликер-шумов. При выводе приведенных выражений для $E_{ш}$ и $I_{ш}$ предполагалось, что $\beta \gg 1$, $I_{к0} \ll I_b$. В них опущены члены, вносящие вклад менее 10 % общего значения $E_{ш}$ или $I_{ш}$. Выражения для фликер-шумов менее точны, так как зависимость фликер-шумов от тока базы может быть более слабой.

Из приведенных формул видно, что при широкой полосе пропускания ($f_2 > 10$ кГц) основной вклад в $E_{ш}$ вносят тепловые и дробовые шумы. Тепловые шумы равны примерно 0,1–2 мкВ при $R_b = 0$ и $f_2 - f_1 = 10$ кГц. Они практически не зависят от тока коллектора. Дробовые шумы пропорциональны I_k , но при $R_b = 0$ и $r_b/\beta \ll r_e$ они убывают с ростом I_k как $1/\sqrt{I_k}$. При $I_k = 10$ мкА, $R_b = 0$, $f_2 - f_1 = 10$ кГц эта составляющая равна 1 мкВ. В области низких частот, где преобладают фликер-шумы, $E_{ш}$ практически пропорционально току базы.

Как показывают эксперименты при $R_b = 0$, в области частот до 1 кГц зависимость суммарного шума от I_k имеет минимум при значениях $I_k = 20 \div 100$ мкА. При меньших токах $E_{ш}$ растет за счет составляющей дробового шума, при больших — за счет увеличения I_b и фликер-шумов.

Ток шумов, как видно из (2.52) и (2.53), убывает с уменьшением I_b , поэтому для ОУ, применяемых с высокоомными цепями обратной связи (при больших $R_T \gg 100$ кОм), во входном каскаде особенно эффективны транзисторы типа «супер- β » или полевые. Отметим, что граничное значение R_T (предполагая, что $R_T \ll R_{вх}$), выше которого преобладают составляющие от $I_{ш}$, равно:

$$R_{ш} = E_{ш}/I_{ш}, \quad (2.54)$$

что соответствует минимальному коэффициенту шума.

Величины r_b , $a_{фл}$, $r_{фл}$, I_b в основном зависят от топологии транзистора и технологии его изготовления. Но эти вопросы требуют подробного анализа структуры транзисторов и здесь не рассматриваются.

При применении на входе ОУ полевых транзисторов с p - n -переходом спектральные плотности ЭДС шумов и токов шумов соответственно равны:

$$\begin{aligned} S_{E_{ш}} &\approx 32 kT (S + 1/R_n) (R_n + 1/S)^2 + 16 a'_{фл} I_b / f; \\ S_{I_{ш}}^+ &\approx 2q I_{s1} + b'_{фл} I_{s1}^2 / f; \\ S_{I_{ш}}^- &\approx 2q I_{s2} + b'_{фл} I_{s2}^2 / f, \end{aligned}$$

а ЭДС и токи шумов определяются следующими выражениями [4]:

$$E_{ш} \approx 4 \sqrt{2kT (S + 1/R_n) (R_n + 1/S)^2 (f_2 - f_1) + a'_{фл} \ln (f_2/f_1)}, \quad (2.55)$$

$$I_{ш}^+ \approx \sqrt{2q I_{s1} (f_2 - f_1) + b'_{фл} I_{s1}^2 \ln (f_2/f_1)}, \quad (2.56)$$

$$I_{ш}^- \approx \sqrt{2q I_{s2} (f_2 - f_1) + b'_{фл} I_{s2}^2 \ln (f_2/f_1)}, \quad (2.57)$$

где S — крутизна транзисторов; R_n — сопротивление нагрузки в цепях стоков; R_n — сопротивление в цепях истоков (каждого транзистора); I_s — ток затвора; $a'_{фл}$ и $b'_{фл}$ — коэффициенты, определяющие долю фликер-шумов (обычно они в несколько раз больше соответственно $a_{фл}$ и $b_{фл}$ биполярных транзисторов).

Первый член в (2.55) обусловлен тепловым шумовым током проводимости $S + 1/R_n$, протекающим через сопротивление $R_n + 1/S$. Второй член соответствует напряжению фликер-шумов, которое в отличие от напряжения фликер-шумов биполярных транзисторов практически не зависит от тока через транзистор.

Шумовой ток определяется дробовым эффектом тока затвора и составляющей фликер-эффекта. По сравнению с биполярными транзисторами полевые транзисторы обладают $E_{ш}$ примерно в 2–5 раз большим, но их $I_{ш}$ обычно в 10^2 – 10^3 раз меньше.

Влияние фликер-шумов у полевых транзисторов сказывается при $f \leq 5 \div 20$ кГц, а у биполярных — при $f < 1 \div 5$ кГц.

Применение на входе МОП-транзисторов позволяет практически полностью исключать $I_{ш}$, но $E_{ш}$ оказывается значительно выше, чем у полевых транзисторов с p - n -переходом, особенно в области низких частот за счет влияния фликер-шумов. Последние слабо зависят от режима работы транзистора и в полосе 0,01–10 кГц достигают 20–40 мкВ. В той же полосе частот биполярные транзисторы и полевые с p - n -переходом имеют $E_{ш} = 1 \div 5$ мкВ.

Рассмотрим некоторые вопросы по расчету и снижению шумов ОУ МДМ.

Шумы ОУ МДМ в области высоких частот (выше частот сопряжения канала МДМ) полностью определяются основным усилителем без преобразования сигнала, к которому применимы приведенные выше методы оценки шумов и их снижения, поэтому здесь остановимся только на шумах самого канала МДМ для типовой схемы на рис. 2.28, где $K_{л1}$ — ключ модулятора (М), $K_{л2}$ — ключ демодулятора (ДМ), U_- — усилитель переменного тока, $R_{вх. у_-}$ — выходное сопротивление усилителя переменного тока; $ГУ_-$ — генератор управляющих импульсов, R_s , C_s — выходной фильтр.

Прежде всего отметим, что при малых значениях $R_{вх. у_-}$ и сопротивления ключа $K_{л2}$ процесс демодуляции в такой схеме нельзя свести к умножению напряжения на выходе U_- на периодически изменяющийся коэффициент передачи ДМ (как это делается в ряде работ).

Действительно, при замкнутом ключе ДМ $K_{л2}$ конденсатор C_2 запоминает напряжение, имеющееся на нем в момент размыкания $K_{л2}$, примерно равное U_- на выходе Y_- , причем именно это напряжение передается на выход при разомкнутом ключе, так как все остальные составляющие на выходе Y_- ослабляются во много раз, проходя через цепь C_2, R_3, C_3 . Таким образом, процесс демодуляции сводится к выборке и хранению в интервалах между импульсами значений в дискретные моменты времени $t = nT_{пр}$ ($T_{пр} = 1/f_{пр}$ — период преобразования, $n = 1, 2, \dots, \infty$). Поэтому при непрерывном спектре шумов вклад в $E_{ш-}$ будут вносить только составляющие, лежащие в интервалах частот $(if_{пр} - \Delta f) - (if_{пр} + \Delta f)$ для всех $i = 1, 2, \dots, \infty$. С учетом этого можно показать, что значение шума ОУ МДМ в полосе $0 - \Delta f$, приведенное ко входу и обусловленное наличием усилителя переменного тока при высокой скважности управляющих импульсов, не превышает

$$E_{ш-}(\Delta f) \approx \frac{1}{K_{мдм}} \sqrt{\frac{2\Delta f}{f_{пр}} \int_{f_{пр}}^{\infty} U_{C_2}^2(f) df} = \bar{U}_{C_2} \sqrt{\frac{2\Delta f}{f_{пр}}}, \quad (2.58)$$

где \bar{U}_{C_2} — среднеквадратическое напряжение шума усилителя Y_- на C_2 (приведенное ко входу) в диапазоне $f_{пр} - \infty$.

Отметим, что формула (2.58) очень удобна для экспериментальной минимизации $U_{ш}(\Delta f)$ при фиксированных $f_{пр}$ и Δf , так как достаточно использовать малоинерционный измеритель среднеквадратического напряжения \bar{U}_{C_2} в области сравнительно высоких частот вместо измерения очень низкочастотного $U_{ш}(\Delta f)$, что требует применения самописца с последующей обработкой.

Спектр шумов на конденсаторе C_2 в большинстве случаев можно представить в следующем виде:

$$U_{C_2}(f) \approx U_0 K_- \sqrt{\frac{1 + f_{фл}/f}{[1 + (f/f_в)^2][1 + (f/f_{дм})^2]}}, \quad (2.59)$$

где U_0 — напряжение шумов в полосе 1 Гц в области равномерного спектра, приведенное ко входу Y_- ; K_- — коэффициент усиления усилителя Y_- ; $f_{фл}$ — частота, ниже которой преобладает составляющая фликер-шумов; $f_в$ — верхняя граница полосы пропускания усилителя Y_- ; $f_{дм} = 1/2\pi C_2 R_{вых.у-}$ (см. рис. 2.28).

Подставив $U_{C_2}(f)$ из (2.59) в (2.58), получим:

$$E_{ш-}(\Delta f) \approx \frac{U_0}{K_m} \sqrt{\frac{2\Delta f}{f_{пр}} \int_{f_{пр}}^{\infty} \frac{[1 + (f_{фл}/f)] df}{[1 + (f/f_в)^2][1 + (f/f_{дм})^2]}}, \quad (2.60)$$

где K_m — коэффициент передачи модулятора, близкий к единице.

Из (2.60) видно, что для уменьшения $E_{ш-}$ следует увеличивать $f_{пр}$, уменьшать $f_в$ и $f_{дм}$ и применять на входе Y_- транзисторы с малыми U_0 и $f_{фл}$. Увеличение $f_{пр}$ ограничено требованиями малого значения смещения нуля и параметрами Y_- , поэтому в (2.60) пренебрегли зависимостью $K_{мдм}$ от $f_{пр}$. С учетом этой зависимости, как показывает эксперимент, $E_{ш-}$ имеет минимум на частоте, близкой к f_u .

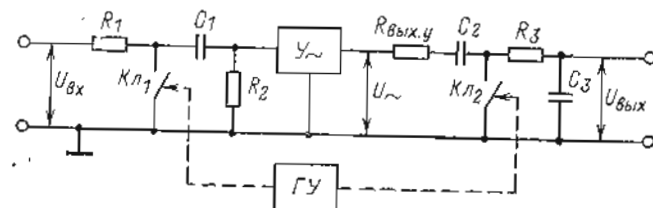


Рис. 2.28

Если задать допустимым значением смещения нуля $E_{см.м}$ и амплитудой выбросов E_m и считать, что напряжение на конденсаторе C_2 (выбросы) затухает по экспоненте с постоянной времени $T_{эвб} \approx 1/2\pi f_{дм} + 1/2\pi f_в$, то можно показать, что на время замыкания ключа ДМ $t_{зам.дм}$ накладывается следующее условие:

$$t_{зам.дм} \geq 2,3 T_{эвб} \lg(E_m/E_{см.м}). \quad (2.61)$$

Если фиксировать $f_{дм}$ и время замыкания ключа ДМ ($t_{зам.дм}$), то при увеличении $f_{пр}$ уменьшается скважность. Следовательно, для уменьшения \bar{U}_{C_2} и $E_{ш-}$ выгодно работать при скважности, равной 2, при которой частота преобразования максимальна:

$$f_{пр\max} = 1/2t_{зам.дм} \approx 1/4,6 T_{эвб} \lg(E_m/E_{см.м}). \quad (2.62)$$

Здесь минимальное значение $T_{эвб}$ ограничено сопротивлением $R_{вых.у-}$ ключа ДМ и значением C_2 , которое определяется условиями устойчивости и допустимым уровнем пульсаций. Из (2.62) следует, что при $f_{дм} = f_в$ минимально отношение

$$f_{дм}/f_{пр\max} \approx (4,6/\pi) \lg(E_m/E_{см.м}) \approx 1,5 \lg(E_m/E_{см.м}). \quad (2.63)$$

При типичных значениях $E_m = 0,2$ мВ и $E_{см.м} = 0,2$ мкВ максимальная частота преобразования должна быть примерно в 5 раз меньше $f_{дм} = 1/2\pi C_2 R_{вых.у-}$.

При высокой f_{np} и $\Delta f \ll f_{np}$ выражение (2.60) можно заменить более удобным:

$$E_{ш\sim}(\Delta f) \approx \frac{U_0}{K_M} \sqrt{2\Delta f \sum_{i=1}^n \frac{1 + (f_{\Phi A}/f_{np})}{[1 + (f_{np}/f_n)^2] [1 + (f_{np}/f_{DM})^2]}} \quad (2.64)$$

Достаточная для практики точность обеспечивается при $n \geq 2f_{min}/f_{np}$, где f_{min} — наименьшая из частот f_n или f_{DM} .

При увеличении f_{np} пропорционально увеличивается входной ток усилителя, поэтому увеличение f_{np} целесообразно только в ОУ МДМ с высокой чувствительностью по напряжению, предназначенных специально для работы от низкоомных источников малых ЭДС. Надо также учитывать, что уменьшение $E_{ш}$ с ростом f_{np} происходит только в диапазоне частот, где существенную роль играют фликер-шумы. При $f_{np} > 5$ кГц их роль становится ничтожной и $E_{ш}$ практически не уменьшается с увеличением f_{np} .

Ранее была найдена составляющая $E_{ш\sim}$ канала МДМ, обусловленная шумами его усилителя переменного тока. Естественно, что полное значение ЭДС шумов должно учитывать тепловые шумы входной цепи $E_{шT}$, в первую очередь R_M (см. рис. 2.18), которые рассчитываются по известной формуле

$$E_{шT} = \sqrt{4kTR_M\Delta f}$$

Здесь Δf — полоса пропускания, в которой определяется тепловой шум.

Для снижения этой составляющей важно сделать входную цепь по возможности низкоомной.

Полная ЭДС шумов усилителя МДМ

$$E_{ш} = \sqrt{4kTR_M\Delta f + E_{ш\sim}^2}$$

В этом отношении предпочтение следует отдать модулятору с последовательно-параллельным ключом (см. рис. 2.19), где высокоомное сопротивление R_M в схеме на рис. 2.28 заменяется сопротивлением замкнутого ключа, что позволяет снизить $E_{шT}$ до 2 нВ/ $\sqrt{\Gamma}$.

Помимо снижения скважности и увеличения f_{np} существует другой путь снижения низкочастотных шумов ОУ МДМ. Он состоит в замене ключевых М и ДМ на непрерывные и использовании преобразования по синусоидальному закону. В этом случае (при условии, что генератор управляющего напряжения М вносит пренебрежимо малые шумы) в полосу пропускания канала МДМ Δf попадут после демодуляции составляющие шумов, лежащие только в полосе

$(f_{np} - \Delta f) - (f_{np} + \Delta f)$. Уровень шумов, приведенных ко входу, может быть определен из следующего соотношения:

$$E_{ш\sim}(\Delta f) \approx \frac{U_0}{K_M} \sqrt{\frac{(1 + f_{\Phi A}/f_{np}) 2\Delta f}{1 + (f_{np}/f_n)^2}} \quad (2.65)$$

Сопоставление (2.65) с (2.60) показывает, что при одинаковых параметрах применение синусоидальной модуляции и демодуляции позволяет снизить $E_{ш\sim}(\Delta f)$ примерно в 2—5 раз. Однако применение этого способа в основном ограничено сложностью построения генератора несущей частоты. Его напряжение должно быть специальной формы, чтобы компенсировать нелинейность зависимости коэффициента передачи модулятора от управляющего напряжения. Кроме того, увеличение частоты f_{np} обычно приводит к увеличению дрейфа нуля.

Очень эффективным способом снижения шумов является применение принципа двойного преобразования сигнала [3, 20]. Он состоит в том, что вначале сигнал подвергается низкочастотной модуляции ключевым модулятором, затем высокочастотной модуляции, далее усиливается усилителем высокой частоты и демодулируется сначала по высокой, а затем по низкой частоте. Модуляция ключевым модулятором с низкой частотой обеспечивает малые значения смещения нуля, входного тока и их дрейфа. Усиление на высокой частоте обеспечивает существенное снижение шумов, особенно если применить синусоидальное преобразование или в качестве модулятора применить параметрический усилитель.

Эффективность двойного преобразования сигнала была подтверждена экспериментально. При тех же усилительных элементах и одинаковой частоте низкочастотного преобразования, что и в обычном ОУ МДМ, при двойном преобразовании уровень шумов в полосе 0,01—1 Гц удается связить с 600—800 до 20—30 нВ, при этом входной ток и дрейф нуля оказываются такими же, как у ОУ МДМ с однократным преобразованием.

Не будем останавливаться на известном методе уменьшения $E_{ш}$ путем введения повышающего трансформатора между модулятором и U_{\sim} , что позволяет уменьшить шумы усилителя U_{\sim} в число раз, равное коэффициенту трансформации, и приблизить их к уровню тепловых шумов сопротивления замкнутого ключа модулятора, составляющих примерно 2 нВ/Гц. Это значение может считаться предельным для усилителей МДМ. Однако при применении трансформаторов резко увеличиваются габариты усилителя, и, очевидно, их применение целесообразно только в специальных измерительных усилителях с предельной чувствительностью по напряжению.

Отметим, что спектр $E_{ш}$ канала МДМ в пределах полосы пропускания практически не содержит составляющей $1/f$. В этом заключается преимущество усилителей МДМ по

сравнению с любыми полупроводниковыми усилителями без преобразования сигнала.

Токовые шумы канала МДМ определяются дробовым эффектом его входного тока. Они также практически не содержат составляющей $1/f$ и равны $I_{ш.др} = \sqrt{2qI_{вх}\Delta f}$. Так как $I_{вх}$ канала МДМ обычно очень мал, величиной $I_{ш.др}$ можно пренебречь по сравнению с тепловым током шумов источника сигнала и входного сопротивления. Последнее генерирует $I_{ш.Т} = \sqrt{4kT\Delta f/R_{вх}}$.

Выше были приведены выражения, позволяющие найти шумовые параметры ОУ без преобразования сигнала и канала МДМ. Чтобы определить $E_{ш}$ и $I_{ш}$ всего ОУ МДМ,

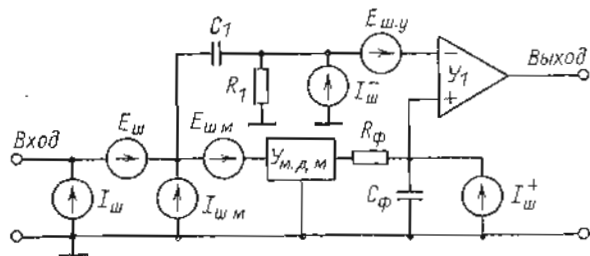


Рис. 2.29

можно воспользоваться схемой на рис. 2.29, где $E_{ш}$, $E_{ш.м}$ — эквивалентные генераторы ЭДС шумов соответственно всего ОУ и канала МДМ ($Y_{мдм}$), $E_{ш.у}$ — ЭДС шумов усилителя U_1 со спектральной плотностью $S_{ш.у}$; $I_{ш}$, $I_{ш.м}$ — эквивалентные генераторы токов шумов соответственно всего ОУ и канала МДМ; $I_{ш}^+$, $I_{ш}^-$ — эквивалентные токи шумов усилителя U_1 , его инвертирующего и инвертирующего входов со спектральными плотностями $S_{ш}^+$ и $S_{ш}^-$ соответственно; $Y_{мдм}$ — усилитель МДМ с коэффициентом усиления $K_{мдм}$; U_1 — операционный усилитель без преобразования сигнала с коэффициентом усиления K_1 ; $R_{ф}$ — сопротивление фильтра, включающее в себя выходное сопротивление демодулятора.

Для расчета $E_{ш}$ в заданной полосе частот от f_1 до f_2 необходимо определить напряжение шумов на выходе всего ОУ и затем разделить его на общий коэффициент усиления K_y . В результате получим:

$$E_{ш} = \left\{ E_{ш.м}^2 + \int_{f_1}^{f_2} [4kT \operatorname{Re}[Z_1] + S_{ш}^- |Z_1|^2 + S_{ш}^+ |Z_{\phi}|^2 + S_{ш.у}] |K_1/K_y|^2 df \right\}^{1/2}, \quad (2.66)$$

где

$$\operatorname{Re}[Z_1] = R_1/(1 + \omega^2 T_1^2), \quad T_1 = R_1 C_1; \quad |Z_1|^2 = R_1^2/(1 + \omega^2 T_1^2); \\ |Z_{\phi}|^2 = R_{\phi}^2/(1 + \omega^2 T_{\phi}^2), \quad T_{\phi} = R_{\phi} C_{\phi}; \quad |K_y|^2 = |j\omega T_1/(1 + j\omega T_1) + K_{мдм}/(1 + j\omega T_{\phi})|^2 |K_1|^2.$$

В ОУ МДМ обычно хорошо выполняется соотношение

$$T_{\phi} \gg T_1 \gg T_{\phi}/K_{мдм} = T_{\phi}',$$

поэтому

$$|K_1/K_y|^2 \approx K_{мдм}^{-2} (1 + \omega^2 T_{\phi}'^2)/(1 + \omega^2 (T_{\phi}')^2).$$

Подставив приведенные значения в (2.66), получим:

$$E_{ш} \approx \left\{ \frac{1}{K_{мдм}^2} \int_{f_1}^{f_2} \left(\frac{4kTR_1 + S_{ш}^- R_1^2}{1 + \omega^2 T_1^2} + \frac{S_{ш}^+ R_{\phi}^2}{1 + \omega^2 T_{\phi}^2} + S_{ш.у} \right) \frac{1 + \omega^2 T_{\phi}'^2}{1 + \omega^2 (T_{\phi}')^2} df + E_{ш.м}^2 \right\}^{1/2}. \quad (2.67)$$

На основании (2.67) можно сделать следующие выводы: а) в полосе пропускания усилителя МДМ (от 0 до $1/2\pi T_{\phi}'$) шумы, обусловленные усилителем U_1 , и тепловые шумы R_1 ослабляются в $K_{мдм}$ раз; б) в полосе от $1/2\pi T_{\phi}'$ до $1/2\pi T_{\phi}$ эти составляющие шумов ослабляются примерно в $K_{мдм}/2\pi f T_{\phi}$ раз. На частотах выше $1/2\pi T_{\phi}' = K_{мдм}/2\pi T_{\phi}$

$$E_{ш} \approx \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} S_{ш.у} df + E_{ш.м}^2}$$

Составляющие, обусловленные $I_{ш}^+$, $I_{ш}^-$ и R_1 , на этих частотах обычно пренебрежимо малы вследствие действия C_1 и C_{ϕ} .

Токовый шум определяется суммой $I_{ш.м}$ и составляющих, связанных с $I_{ш}^-$ и тепловым шумом R_1 :

$$I_{ш} = \sqrt{I_{ш.м}^2 + \int_{f_1}^{f_2} \left(S_{ш}^- + \frac{4kT}{R_1} \right) \frac{\omega^2 T_1^2}{1 + \omega^2 T_1^2} df}. \quad (2.68)$$

Помимо флуктуационных шумов в ОУ с преобразованием сигнала существенную погрешность вносит напряжение пульсаций, связанное с импульсными помехами из ГУ (см. рис. 2.28) и неидеальностью фильтра на выходе МДМ. Напряжение пульсаций в основном определяется схемой ОУ МДМ или ОУ ПКД. Оценка этого напряжения и методы его снижения даны в гл. 5 и 6.

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ И УСТОЙЧИВОСТИ ОУ

3.1. СВЯЗЬ ПАРАМЕТРОВ АЧХ ОУ С БЫСТРОДЕЙСТВИЕМ И УСТОЙЧИВОСТЬЮ РЕШАЮЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ

Быстродействие ОУ при подключенных цепях обратной связи и цепях коррекции, т. е. в схеме решающего усилителя, целесообразно характеризовать частотой f_δ и временем установления τ_δ , определенных как для малого сигнала (заведомо в линейной области), так и для большого сигнала, соответствующего полному диапазону изменения выходного напряжения. Частота f_δ для малого сигнала характеризует диапазон частот синусоидального напряжения, в котором частотная погрешность $\delta(f)$ не превышает допустимое значение. Как известно из теории решающих усилителей, $\delta(f)$ практически определяется коэффициентом передачи в контуре обратной связи [3]:

$$\delta(f) = 1/|K_y(j\omega)K_{o.c}(j\omega)|, \quad (3.1)$$

где $K_y(j\omega)$ — комплексный коэффициент передачи (усиления) разомкнутого ОУ с учетом нагрузки; $K_{o.c}(j\omega)$ — комплексный коэффициент передачи цепи обратной связи с выхода ОУ на его вход, причем

$$K_{o.c}(j\omega) = Z_o(j\omega)/[Z_o(j\omega) + Z_{o.c}(j\omega)]; \quad (3.2)$$

$Z_{o.c}$ — сопротивление обратной связи между выходом и входом ОУ; Z_o — сопротивление, эквивалентное параллельному включению сопротивлений, в том числе входному сопротивлению ОУ относительно земли. В тех случаях, когда на входе РУ имеется всего одно сопротивление $Z_1(j\omega)$ и и для всех частот

$$|Z_1(j\omega)| \ll |Z_{вх}(j\omega)|,$$

где $Z_{вх}(j\omega)$ — входное сопротивление собственно ОУ, то

$$K_{o.c}(j\omega) \approx 1/(1 + K_n),$$

где K_n — коэффициент передачи РУ, равный $Z_{o.c}/Z_1$; Z_1 — сопротивление между входами РУ и ОУ.

Функция $|K_y(j\omega)|$ является амплитудно-частотной характеристикой ОУ. Ее обычно представляют в логарифмическом масштабе в виде асимптотической характеристики, состоящей из отрезков прямых.

Коэффициент передачи $K_y(j\omega)$ можно представить в виде дробно-рациональной функции:

$$K_y(j\omega) = K_y(0) \frac{P(j\omega)}{Q(j\omega)} = K_y(0) \frac{(1+j\omega/\omega_1') \dots (1+j\omega/\omega_n')}{(1+j\omega/\omega_1) \dots (1+j\omega/\omega_n)},$$

где ω_i' — корни многочлена числителя $P(j\omega)$, называемые нулями функции $K_y(j\omega)$, а ω_i — корни многочлена знаменателя $Q(j\omega)$, называемые полюсами $K_y(j\omega)$.

Если двигаться от нуля в сторону высоких частот, то отрицательный наклон (затухание γ) асимптотической АЧХ, соответствующей такому $K_y(j\omega)$, увеличивается на 20 дБ/дек при прохождении каждого полюса и уменьшается на 20 дБ/дек (при прохождении каждого нуля. Поэтому наклон (затухание) участка асимптотической АЧХ на частоте ω

$$\gamma = 20(l - k),$$

где l и k — соответственно число полюсов и нулей $K_y(j\omega)$, расположенных слева от ω (меньших ω).

Аргумент $K_y(j\omega)$, равный

$$\varphi(\omega) = \arg[K_y(j\omega)] = \arctg \frac{\text{Im}[K_y(j\omega)]}{\text{Re}[K_y(j\omega)]},$$

называют фазочастотной характеристикой (ФЧХ) ОУ.

Напомним, что для минимально-фазовой системы, к которой в большинстве случаев можно отнести ОУ, затухание γ его АЧХ, выраженное в децибелах на декаду, связано с ФЧХ приближенно (точная зависимость определяется более сложным интегральным соотношением [3,7]) следующим соотношением:

$$\varphi(\omega) \approx -\pi\gamma/40,$$

причем точность этого соотношения тем выше, чем шире диапазон частот с постоянным затуханием γ .

Если известна АЧХ и оговорено минимальное значение $K_{o.c}(j\omega) = K_{o.c \min} \approx 1/(1 + K_{n \max})$, то на основании (3.1) величина f_δ определяется путем решения следующего уравнения:

$$|K_y(f_\delta)| = 1/K_{o.c \min} \delta_{\text{доп}}. \quad (3.3)$$

Если АЧХ ОУ эквивалентна соответствующему инерционному звену первого порядка, т. е.

$$|K_y(j\omega)|_{\omega \gg f_0} \approx f_{cp}/f$$

и $\gamma = 20$ дБ/дек, $K_y(0) > (1 + K_{n \max})/\delta$, то

$$f_\delta = f_{cp} K_{o.c \min} \delta_{\text{доп}} \approx f_{cp} \delta_{\text{доп}} / (1 + K_{n \max}). \quad (3.4)$$

Например, при $f_{cp} = 10$ МГц, $K_{n\max} = 100$, $K_y > 10^6$ и $\delta_{доп} = 0,01\%$ значение f_δ составляет 10 Гц. Очевидно, что для увеличения f_δ в данном случае необходимо снижать $K_{n\max}$ (что можно достигнуть, заменив один РУ двумя, каждый с $K'_n = \sqrt{K_{n\max}}$) и увеличивать f_{cp} . Однако увеличение

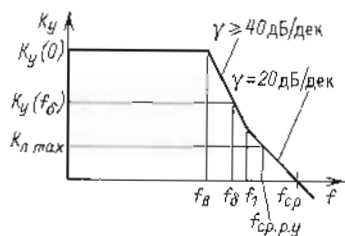


Рис. 3.1

f_{cp} обычно вызывает дополнительные трудности с обеспечением устойчивости, при этом, как правило, снижается допустимая емкость нагрузки $C_{n\max}$ и требуются специальные меры для снижения паразитных индуктивностей и емкостей монтажа, особенно емкости на входе ОУ (в суммирующей точке) относительно земли. Уже при $f_{cp} = 50 \div 100$ МГц эти проблемы настолько затрудняют использование ОУ, что увеличение f_{cp} свыше 100 МГц целесообразно только в исключительных случаях.

Существенного увеличения f_δ можно достигнуть, если сформировать АЧХ, имеющую участок (от f_n до f_1) с большим затуханием, как показано на рис. 3.1. Для такой формы АЧХ при $f > f_b$ и $K_{n\max} < f_{cp}/f_1$

$$|K_y(f_\delta)| \approx \frac{f_{cp}}{f_1} \left(\frac{f_1}{f_\delta}\right)^{\gamma/20}. \quad (3.5)$$

Отметим, что в области частот с $\gamma > 40$ дБ/дек фазовый сдвиг превышает -180° , поэтому выбирать $K_{n\max} > f_{cp}/f_1$ недопустимо, так как система становится неустойчивой.

Из (3.3) и (3.5) следует, что

$$f_\delta(\gamma) = f_1 \left(\frac{f_{cp}}{f_1} K_{o.c\ min} \delta_{доп}\right)^{20/\gamma} \approx f_1 \left(\frac{f_{cp}}{f_1} \frac{\delta_{доп}}{1+K_n}\right)^{20/\gamma}. \quad (3.6)$$

Разделив $f_\delta(\gamma)$ на $f_\delta(20)$, получим:

$$\frac{f_\delta(\gamma)}{f_\delta(20)} = \left[\frac{1+K_{n\max}}{\delta_{доп}} \frac{f_1}{f_{cp}}\right]^{1-(20/\gamma)}. \quad (3.7)$$

Частота среза РУ по контуру обратной связи

$$f_{cp.p.y} = f_{cp} K_{o.c\ min} \approx f_{cp} / (1 + K_{n\max})$$

должна оставаться менее f_1 , чтобы обеспечить некоторый запас по фазе $\Delta\varphi$. Если задаться $\Delta\varphi = 60^\circ$, то

$$f_{cp.p.y} \approx f_1 \cdot 2(20-\gamma)/20; \quad 1 + K_{n\max} \approx \frac{f_{cp}}{f_1} 2(20-\gamma)/20,$$

при этом относительный выигрыш составляет

$$f_\delta(\gamma)/f_\delta(20) = [20/2\delta(\gamma-20)]^{1-(20/\gamma)} = N. \quad (3.8)$$

В табл. 3.1 приведены численные значения получаемого выигрыша N для различных γ и δ .

Таблица 3.1

$\delta, \%$	N при $\gamma, \text{ дБ/дек}$			
	40	60	80	100
1	7,06	8,55	8,25	7,5
0,1	22,4	39,8	46,5	48
0,01	70,6	185	262	301

Из табл. 3.1 видно, что для $\delta \geq 0,1\%$ не имеет смысла увеличивать γ свыше 60 дБ/дек. Но даже при $\delta = 0,01\%$ дальнейшее увеличение N незначительно. Если учесть, что при $\gamma > 40$ дБ/дек система становится условно устойчивой, а в такой системе снижение K_y или $K_{o.c}$ приводит к потере устойчивости, то становится очевидным, что для практических целей (за редким исключением) нецелесообразно реализовывать АЧХ с $\gamma > 40$ дБ/дек. Для $\gamma = 40$ дБ/дек согласно (3.6) — (3.8) имеем:

$$f_\delta(40) = \sqrt{f_{cp} f_1 \delta_{доп} / (1 + K_{n\max})}; \quad (3.9)$$

$$N = \sqrt{\frac{(1 + K_{n\max}) f_{cp}}{\delta_{доп} f_1}} \approx \frac{1}{2\sqrt{\delta_{доп}}}. \quad (3.10)$$

Для приведенного ранее примера ОУ с $f_{cp} = 10$ МГц, $K_{n\max} = 100$, $\delta_{доп} = 0,01\%$ и $f_1 = 50$ кГц получим $f_\delta(40) \approx 706$ Гц.

Таким образом, для увеличения f_δ необходимо увеличивать f_{cp} ОУ и синтезировать АЧХ с затуханием 40 дБ/дек или выше.

При большом сигнале на выходе граничная частота $f_{гр}$ может оказаться значительно ниже f_δ , если скорость изменения сигнала превысит значение V_{max} , которое способен обеспечить ОУ, при этом даже ничтожное увеличение частоты приводит к резкому возрастанию погрешности.

Так как при синусоидальном сигнале с амплитудой $U_{вых\max}$

$$V_{max} = (dU_{вых}/dt)_{max} = U_{вых\max} 2\pi f,$$

то

$$f_{гр} \leq \begin{cases} V_{max}/2\pi U_{вых\max}; \\ f_\delta. \end{cases}$$

Если $f_{\delta} > \dot{V}_{max}/2\pi U_{вых max}$, то увеличение $f_{гр}$ может быть достигнуто только за счет повышения V_{max} усилителя.

Остановимся на зависимости времени установления τ_{δ} масштабного РУ от вида и параметров АЧХ ОУ. Под τ_{δ} для малого сигнала будем понимать время от момента подачи на вход прямоугольного импульса (скачка напряжения) до момента, когда относительное отклонение выходного напряжения от установившегося значения не превысит допустимой погрешности:

$$\delta = [U_{вых}(\infty) - U_{вых}(\tau_{\delta})] / U_{вых}(\infty),$$

при этом амплитуда импульса или скачка на входе должна быть выбрана достаточно малой, чтобы заведомо обеспечилось условие

$$U_{вых}(\infty) 2\pi f_{ср} / (1 + K_n) \leq V_{max},$$

где $K_n = R_{o.c} / R_1$, R_1 — сопротивление между входами РУ и ОУ.

В этом случае скорость изменения $U_{вых}(t)$ не превысит V_{max} , т. е. ОУ не будет перегружаться по скорости изменения сигнала. Переходный процесс в линейной системе однозначно определяется видом передаточной функции по разомкнутому контуру обратной связи $K_{p.y}(s) = K_y(s) K_{o.c}(s)$, где s — комплексная переменная; $K_{o.c}(s)$ — передаточная функция цепи обратной связи от выхода ОУ до его входа.

Для расчета необходимо перейти к передаточной функции РУ с замкнутой обратной связью

$$W(s) = K_n(s) \frac{K_{p.y}(s)}{1 + K_{p.y}(s)} = W(0) \frac{P(s)}{Q(s)}, \quad (3.11)$$

где $W(0)$ — значение $W(s)$ для $s=0$; $P(s)$ — полином числителя $W(s)$; $Q(s)$ — полином знаменателя; $K_n(s)$ — передаточная функция РУ при идеальном (безынерционном) ОУ.

Переходный процесс обычно рассматривают при скачке входного напряжения для масштабного РУ. В этом случае для инвертирующего входа, если сопротивление обратной связи $R_{o.c}$ шунтировано емкостью $C_{o.c}$, имеем:

$$K_n^-(s) = R_{o.c} / R_1 (1 + s C_{o.c} R_{o.c}),$$

а для неинвертирующего входа

$$K_n^+(s) = R_{o.c} / (R_{o.c} + R_1) (1 + s C_{o.c} R_{o.c}).$$

В общем случае переходный процесс на выходе такого РУ при скачке входного напряжения может быть выражен

через параметры $W(s)$ следующим образом [21]:

$$a(t) = \frac{U_{вых}(t)}{U_{вых}(\infty)} = 1 + e^{s_1 t} \sum_{k=0}^{m_1-1} h_{1k} \frac{t^k}{k!} + e^{s_2 t} \sum_{k=0}^{m_2-1} h_{2k} \frac{t^k}{k!} + \dots + e^{s_j t} \sum_{k=0}^{m_j-1} h_{jk} \frac{t^k}{k!} + \dots + e^{s_n t} \sum_{k=0}^{m_n-1} h_{nk} \frac{t^k}{k!}, \quad (3.12)$$

где

$$h_{jk} = \frac{1}{(m_j-1-k)!} \frac{d^{m_j-1-k}}{ds^{m_j-1-k}} \left[(s-s_j) \frac{m_j W(s)}{s W(0)} \right]_{s=s_j}, \quad (3.13)$$

причем s_j — корни характеристического уравнения $Q(s) = 0$; $j = 1, 2, \dots, n$ — номера корней и соответствующих коэффициентов; m_j — кратность j -го корня, $k = 0, 1, 2, \dots, m_j-1$.

Если корни не кратные, то

$$a(t) = 1 + e^{s_1 t} h_1 + e^{s_2 t} h_2 + \dots + e^{s_n t} h_n, \quad (3.14)$$

где

$$h_i = \left[(s-s_i) \frac{W(s)}{W(0)} \right]_{s=s_i} = \frac{1}{W(0)} \frac{\frac{d}{ds} [(s-s_i) P(s)]}{\frac{d}{ds} [s Q(s)]} \Big|_{s=s_i}. \quad (3.15)$$

Зависимость погрешности от времени выражается через $a(t)$ следующим образом:

$$\delta(t) = 1 - a(t).$$

Для определения τ_{δ} необходимо найти такое время $t = \tau_{\delta}$, для которого выполняется следующее условие:

$$\delta \geq 1 - a(\tau_{\delta}).$$

Как видно из (3.12) и (3.14), это неравенство, за исключением простейших случаев, неразрешимо относительно τ_{δ} . Поэтому в общем случае приходится прибегать к графическим либо машинным методам расчета. Однако, производя оценочный анализ (3.12), можно показать, что каждый излом¹ АЧХ РУ, где происходит изменение скорости ее затухания γ , вызывает увеличение числа членов в (3.12) и (3.14), причем чем в более низкочастотной области имеется излом, тем меньшим значениям корня он соответствует (за-

¹ Здесь и далее под изломом АЧХ понимается изменение наклона асимптотической (кусочно-линейной) АЧХ. Точная АЧХ РУ или ОУ, естественно, имеет плавные сопряжения участков с различным затуханием.

метим, что корни обратно пропорциональны постоянным времени). Поскольку вещественные значения корней для устойчивого РУ должны быть отрицательными, уменьшение корня означает замедление затухания со временем соответствующего члена в (2.12) и (2.14), что приводит к увеличению τ_{δ} .

Наличие комплексно-сопряженных корней, особенно с малой вещественной частью, приводит к колебательному медленно затухающему переходному процессу, что крайне нежелательно.

С учетом этого можно ожидать, что для $K_{p,y}(s)$ без изломов, т. е. с постоянным затуханием $\gamma = 20$ дБ/дек, время установления будет минимальным. В этом случае $K_{p,y}(s)$ можно представить в следующем виде:

$$K_{p,y}(s) = \frac{K_y(0) K_{o,c}(0)}{1 + sK_y(0)/\omega_{cp}} \approx \frac{\omega_{cp,p,y}}{s},$$

где $\omega_{cp,p,y} = \omega_{cp} K_{o,c}$ — частота среза в контуре обратной связи РУ; ω_{cp} — частота среза ОУ.

Здесь мы положили $K_y(0) \rightarrow \infty$, так как конечность $K_y(0)$ влияет только на статическую погрешность РУ и практи-

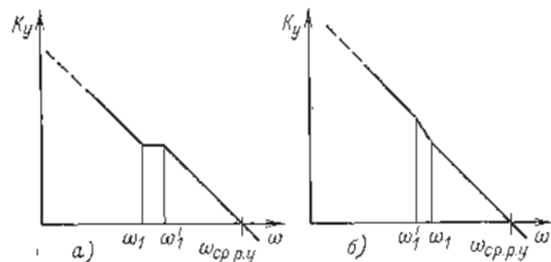


Рис. 3.2

чески не влияет на вид и время переходного процесса, при этом, если считать цепь обратной связи безынерционной ($K_{o,c} = \text{const}$, $K_n = \text{const}$), то

$$W(s) = \frac{K_n}{1 + s/\omega_{cp,p,y}}; \quad a(t) = 1 - e^{-\omega_{cp} K_{o,c} t}; \quad \tau_{\delta} = \frac{2,3}{\omega_{cp} K_{o,c}} \times \lg \left[\frac{U_{\text{вых}}(\infty)}{U_{\text{вых max}} \frac{1}{\delta}} \right], \quad (3.16)$$

где $U_{\text{вых}}(\infty)$ — установившееся значение $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} K_n$; $U_{\text{вых max}}$ — максимальное значение $U_{\text{вых}}$, соответствующее шкале ОУ; τ_{δ} — время установления с заданной погрешностью δ .

На практике для получения АЧХ с затуханием 20 дБ/дек нередко приходится согласовывать пару цепей коррекции или

более. Из-за разброса параметров этих цепей на АЧХ появляются изломы, показанные на рис. 3.2. Излом, приведенный на рис. 3.2, а, возникает, когда нуль передаточной функции низкочастотной цепи коррекции меньше полюса высокочастотной цепи. Излом, показанный на рис. 3.2, б, появляется, если нуль низкочастотной цепи больше полюса высокочастотной цепи.

Для таких АЧХ

$$K_{p,y}(s) = \frac{1 + sK_1/\omega_{cp,p,y}}{1 + \Delta \omega_{cp,p,y} \left[1 + s \frac{K_1}{\omega_{cp,p,y}} (1 + \Delta) \right]};$$

$$W(s) = \frac{1}{1 + \Delta + s \left[\frac{K_1}{\omega_{cp,p,y}} (1 + \Delta) + \frac{1}{\omega_{cp,p,y}} \right] + s^2 \frac{K_1(1 + \Delta)}{\omega_{cp,p,y}^2}},$$

где

$$K_1 = \omega_{cp,p,y}/\omega_1; \quad \Delta = (\omega_1 - \omega_1')/\omega_1',$$

причем Δ может быть как больше, так и меньше нуля.

На основании (2.14) можно записать

$$a(t) = 1 + h_1 e^{s_1 t} + h_2 e^{s_2 t}.$$

Приравняв нулю знаменатель $W(s)$, найдем корни характеристического уравнения:

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2} \omega_{cp,p,y} \left[1 + \frac{1}{K_1(1 + \Delta)} \right] \left\{ 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4}{K_1 \left[1 + \frac{1}{K_1(1 + \Delta)} \right]^2}} \right\}.$$

Коэффициенты h_1 и h_2 рассчитываются согласно (3.15):

$$h_1 = -s_2(s_1 - s_0)/s_0(s_1 - s_2); \quad h_2 = s_1(s_2 - s_0)/s_0(s_1 - s_2),$$

где $s_0 = -\omega_{cp,p,y}/K_1$.

Если учесть, что рассогласование постоянных времени корректирующих цепей мало, т. е. $\Delta \ll 1$, и предположить, что $K_1 = \omega_{cp,p,y}/\omega_1 \gg 1$, то выражения для s_1 , s_2 , h_1 , h_2 можно упростить, при этом

$$a(t) \approx \frac{1 - e^{-\omega_{cp,p,y} t} + \frac{\Delta}{K_1} [1 - e^{-\omega_{cp,p,y} t/K_1}]}{1 + \Delta/K_1}. \quad (3.17)$$

Отсюда видно, что $\delta(t) = a(t) - 1$ быстро затухает с малой постоянной времени $1/\omega_{cp,p,y}$ до значения, равного примерно Δ/K_1 , и затем происходит медленное затухание с постоянной времени в K_1 раз большей. Если $\Delta/K_1 > \delta_{\text{доп}}$, то время установления возрастает во много раз:

$$\tau_{\delta} \approx \frac{K_1}{2\pi f_{cp} K_{o,c}} \ln \left[\frac{\Delta}{K_1 \delta} \frac{U_{\text{вых}}(\infty)}{U_{\text{вых max}}} \right]. \quad (3.18)$$

Например, при $\Delta = 10\%$, $K_1 = 100$, $\delta = 0,01\%$, $U_{\text{вых}}(\infty)/U_{\text{вых max}} = 1$ увеличение τ_δ по сравнению с идеальной АЧХ с $\gamma = 20$ дБ/дек происходит в

$$K_1 \lg(\Delta/K_1 \delta) / \lg(1/\delta) \approx 25 \text{ раз.}$$

Если АЧХ имеет несколько изломов (рис. 3.3), т. е. передаточная функция РУ содержит несколько пар близко

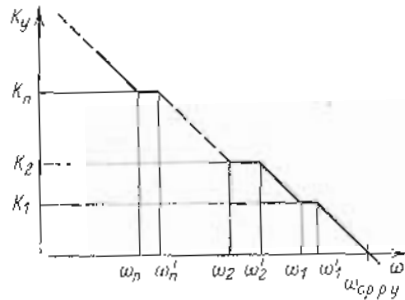


Рис. 3.3

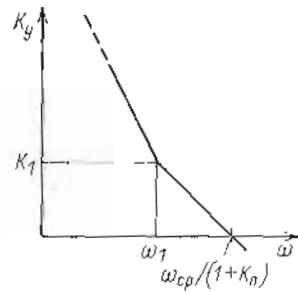


Рис. 3.4

расположенных нулей и полюсов, то

$$a(t) \approx \frac{1 - e^{-\omega_{\text{ср. п. у}} t} + \sum_{i=1}^n \frac{\omega_i - \omega_i'}{K_i \omega_i'} \left(1 - e^{-\frac{\omega_{\text{ср. п. у}} t}{K_i}}\right)}{1 + \sum_{i=1}^n \frac{\omega_i - \omega_i'}{K_i \omega_i'}} \quad (3.19)$$

Зависимость (3.19) является обобщением (3.17). Она справедлива только при

$$K_i \gg 1; \omega_{i+1}/\omega_i \ll 1; |\omega_i - \omega_i'|/\omega_i' \ll 1.$$

При такой АЧХ происходит быстрое затухание $\delta(t)$ с постоянной времени $1/\omega_{\text{ср. п. у}}$ до уровня

$$a(t) - 1 \approx \sum_{i=1}^n \frac{\omega_i - \omega_i'}{K_i \omega_i'}$$

после чего процесс резко замедляется и затухание происходит со значительно большими постоянными времени $K_i/\omega_{\text{ср. п. у}}$. Если

$$\sum_{i=1}^n \frac{\omega_i - \omega_i'}{K_i \omega_i'} \ll \delta_{\text{доп}},$$

то наличие изломов АЧХ не приводит к увеличению τ_δ . В противном случае время установления резко возрастает.

Таким образом, для минимизации τ_δ необходимо обеспечить АЧХ по контуру обратной связи РУ с затуханием либо точно 20 дБ/дек, либо с очень малыми значениями рассогласования частот $(\omega_i - \omega_i')/\omega_i'$, либо с рассогласованием, лежащим в области $K_y/(1+K_n) \geq 1/\delta_{\text{доп}}$.

Если АЧХ РУ затухает в области низких частот с $\gamma = 40$ дБ/дек, а затем с $\gamma = 20$ дБ/дек, т. е. имеет вид, показанный на рис. 3.4, то

$$K_{\text{ру}}(s) = \frac{1}{K_1} \left(\frac{\omega_{\text{ср. п. у}}}{s} \right)^2 \left(1 + s \frac{K_1}{\omega_{\text{ср. п. у}}} \right);$$

$$W(s) = \frac{1 + sK_1/\omega_{\text{ср. п. у}}}{1 + sK_1/\omega_{\text{ср. п. у}} + s^2 K_1/\omega_{\text{ср. п. у}}^2};$$

$$a(t) = 1 - \frac{s_2(s_1 - s_0)e^{s_1 t} - s_1(s_2 - s_0)e^{s_2 t}}{s_0(s_1 - s_2)}, \quad (3.20)$$

где $K_1 = \omega_{\text{ср. п. у}}/\omega_1$; $\omega_{\text{ср. п. у}} = \omega_{\text{ср}} K_{0.1}$; $s_0 = -\omega_{\text{ср. п. у}}/K_1$;

$$s_{1,2} = -\frac{\omega_{\text{ср. п. у}}}{2} (1 \pm \sqrt{1 - 4/K_1}).$$

Если $K_1 \gg 1$, то

$$a(t) \approx 1 - \frac{\left(1 - \frac{1}{K_1}\right) e^{-\frac{\omega_{\text{ср}}}{1+K_1}(1+1/K_1)t} - \frac{1}{K_1} e^{-\frac{\omega_{\text{ср}}}{K_1(1+K_1)}}}{1 - 2/K_1}. \quad (3.21)$$

Отсюда видно, что при $K_1 \gg 1/\delta_{\text{доп}}$ не происходит увеличения τ_δ .

При малых $\omega_{\text{ср. п. у}}/\omega_1$ ($K_1 < 4$) переходный процесс становится колебательным и может привести к значительному увеличению τ_δ . При $K_1 = 4$, $s_1 = s_2$

$$a(t) = 1 - \left(1 - \frac{\omega_{\text{ср. п. у}}}{2}\right) e^{-\omega_{\text{ср. п. у}} t/2}. \quad (3.22)$$

Характер зависимости $\delta(t) = 1 - a(t)$ показан на рис. 3.5, при этом τ_δ для $\delta_{\text{доп}} = 0,1\%$ возрастает примерно в 2,7 раза, а для $\delta_{\text{доп}} = 0,01\%$ — в 2,4 раза по сравнению со случаем идеальной АЧХ РУ с $\gamma = 20$ дБ/дек.

Если ОУ имеет идеальную АЧХ с затуханием 20 дБ/дек, то за счет входной емкости или емкости нагрузки в передаточной функции $K_{\text{р. у}}(s)$ добавляется полюс и АЧХ РУ принимает вид, показанный на рис. 3.6. В этом случае

$$K_{\text{р. у}}(s) = \frac{\omega_{\text{ср. п. у}}}{s(1 + s/K_1 \omega_{\text{ср. п. у}})}; \quad W(s) = \frac{1}{1 + s/\omega_{\text{ср. п. у}} + s^2/K_1 \omega_{\text{ср. п. у}}^2} = \frac{s_1 s_2}{(s - s_1)(s - s_2)};$$

$$a(t) = 1 + e^{s_1 t} h_1 + e^{s_2 t} h_2,$$

где

$$K_1 = \omega_1 / \omega_{\text{ср. п. у}}; \quad s_{1,2} = -\frac{\omega_{\text{ср. п. у}}}{2} K_1 (1 \pm \sqrt{1 - 4/K_1});$$

$$h_1 = -s_2 / (s_2 - s_1), \quad h_2 = s_1 / (s_2 - s_1).$$

Отсюда видно, что при $K_1 < 4$ переходный процесс становится колебательным, что может значительно увеличить τ_δ .

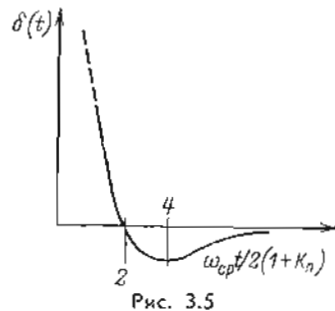


Рис. 3.5

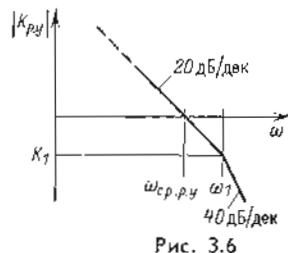


Рис. 3.6

В этом случае выражение для $a(t)$ принимает следующий вид:

$$a(t) = \left(\cos \omega_k t + \frac{1}{\sqrt{4/K_1 - 1}} \sin \omega_k t \right) e^{-\omega_c t / 2 K_1},$$

где

$$\omega_k = \frac{\omega_c}{\sqrt{K_1}} \sqrt{1 - \frac{K_1}{4}}; \quad \omega_c = \omega_{\text{ср. п. у}}.$$

Можно показать, что для $K_1 < 4$

$$\tau_\delta \approx \frac{2,3}{K_1 \omega_{\text{ср. п. у}}} \lg \frac{1}{\delta} \frac{U_{\text{вых}}(\infty)}{U_{\text{вых max}}},$$

т. е. τ_δ растет с уменьшением частоты полюса $K_1 \omega_{\text{ср. п. у}}$. Кроме того, при $K_1 < 4$ растет перерегулирование σ , значение которого в процентах можно определить по формуле

$$\sigma = \frac{U_{\text{вых max}} - U_{\text{вых}}(\infty)}{U_{\text{вых}}(\infty)} = e^{-\pi \sqrt{K_1 / (4 - K_1)}}.$$

На практике обычно недопустимо $\sigma > 20\%$, так как иначе $U_{\text{вых}}$ в переходном процессе может выйти за пределы линейной области ОУ, что приводит к резкому увеличению τ_δ . Для $\sigma \leq 18\%$ необходимо, чтобы $K_1 \geq 1$, при этом τ_δ возрастает примерно вдвое. При $K_1 \geq 2$ не происходит увеличения τ_δ , а $\sigma \approx 4\%$.

Таким образом, при расчете АЧХ ОУ целесообразно принять $K_1 \geq 2$.

Если $K_1 = 4$, то

$$s_1 = s_2 = -2\omega_{\text{ср. п. у}};$$

$$a(t) = 1 - (1 + 2\omega_{\text{ср. п. у}} t) e^{-2\omega_{\text{ср. п. у}} t}, \quad (3.23)$$

при этом $\delta(t)$ монотонно убывает, причем вначале процесс протекает несколько медленнее, чем при идеальной АЧХ с $\gamma = 20$ дБ/дек, но для малых $\delta(t)$ ускоряется так, что $\tau_{0,1}$ и $\tau_{0,01}$ оказываются примерно в 1,5 раза меньше, чем при идеальной АЧХ с $\gamma = 20$ дБ/дек.

По мере увеличения K_1 τ_δ приближается к значению, соответствующему $\gamma = 20$ дБ/дек, при этом

$$a(t) \approx 1 - \frac{\left(1 - \frac{1}{K_1}\right) e^{-\omega_{\text{ср. п. у}}(1+1/K_1)t} - \frac{1}{K_1} e^{-K_1 \omega_{\text{ср. п. у}}(1-1/K_1)t}}{1 - 2/K_1}. \quad (3.24)$$

Отметим, что если имеются несколько высокочастотных полюсов ($\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$), то их влияние на переходный процесс приближенно можно учесть, если ввести один эквивалентный полюс с частотой:

$$\omega_n = (1/\omega_1 + 1/\omega_2 + \dots + 1/\omega_n)^{-1}.$$

Если частоты всех полюсов значительно выше $\omega_{\text{ср. п. у}}$, так что $\omega_n \geq \omega_{\text{ср. п. у}}$, то определение τ_δ по приведенным выше формулам (считая $K_1 = \omega_n / \omega_{\text{ср. п. у}}$) будет давать несколько завышенные результаты, т. е. такая замена позволяет оценить верхнее значение τ_δ . Точные зависимости τ_δ и σ от K_1 для кратных полюсов приведены в [1].

До сих пор рассматривалась связь параметров АЧХ с τ_δ при работе ОУ без перегрузок как по отклонению $U_{\text{вых}}$, так и по скорости нарастания V_{max} . Если скорость нарастания сигнала превышает V_{max} , то происходит перегрузка одного каскада ОУ или нескольких, что вызывает обычно значительное затягивание переходного процесса. Значение дополнительного времени в значительной степени зависит от схемы ОУ и может во много раз превышать τ_δ , найденные в линейном приближении. Если приняты специальные меры, исключающие попадание транзисторов в режим насыщения (отпирания коллекторного перехода) или дополнительный перезаряд емкостей схемы, то время установления при АЧХ с $\gamma = 20$ дБ/дек можно оценить следующим образом. При скачке на входе вначале $U_{\text{вых}}$ изменяется с постоянной скоростью V_{max} , т. е.

$$\Delta U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых}}(\infty) - V_{\text{max}} t.$$

Этот процесс будет происходить до момента t_1 , когда $\Delta U_{\text{вых}}$ уменьшится до значения, при котором процесс будет

происходить в линейной области со скоростью, не превышающей V_{max} , т. е.

$$(U_{вых}(\infty) - V_{max} t_1) \omega_{ср. п. у} = V_{max}$$

Отсюда

$$t_1 = U_{вых}(\infty) / V_{max} - 1 / \omega_{ср. п. у}; \quad \Delta U_{вых}(t_1) = V_{max} / \omega_{ср. п. у}$$

При переходе в линейную область обычно происходит некоторая задержка на Δt (см. [1]), обусловленная тем, что необходимо время для разряда емкостей и рассасывания носителей в транзисторах после работы в режиме перегрузки. Если приняты специальные меры, обеспечивающие практически безынерционный переход в линейную область, то (при $\gamma = 20$ дБ/дек) по истечении времени t_1 затухание переходного процесса происходит по экспоненте с эквивалентной постоянной времени $1/\omega_{ср. п. у}$, при этом отклонение от $U_{вых}(\infty)$ войдет в зону $\delta U_{вых max}$ через

$$t_2 = \frac{2,3}{\omega_{ср. п. у}} \lg \left[\frac{U_{вых}(t_1)}{U_{вых max} \delta} \right] = \frac{2,3}{\omega_{ср. п. у}} \lg \left(\frac{V_{max}}{\omega_{ср. п. у} U_{вых max} \delta} \right)$$

В этом случае время установления равно сумме t_1 и t_2 :

$$\tau_\delta = \frac{U_{вых}(\infty)}{V_{max}} - \frac{1}{\omega_{ср. п. у}} + \frac{2,3}{\omega_{ср. п. у}} \lg \left(\frac{V_{max}}{\omega_{ср. п. у} U_{вых max} \delta} \right)$$

По сравнению со случаем неограниченного V_{max} τ_δ возрастает на величину не менее

$$\begin{aligned} \Delta \tau_\delta &= t_1 - \frac{1}{\omega_{ср. п. у}} \ln \frac{U_{вых}(\infty)}{\Delta U_{вых}(t_1)} = \\ &= \frac{U_{вых}(\infty)}{V_{max}} - \frac{1}{\omega_{ср. п. у}} - \frac{2,3}{\omega_{ср. п. у}} \times \lg \frac{U_{вых}(\infty) \omega_{ср. п. у}}{V_{max}} \end{aligned}$$

Например, при $U_{вых}(\infty) = 10$ В, $V_{max} = 100$ В/мкс, $f_{ср. п. у} = 8$ МГц, $\delta = 0,1\%$ значение $\tau_\delta \approx 190$ нс, а $\Delta \tau_\delta \approx 50$ нс.

Помимо влияния параметров АЧХ на f_δ и τ_δ они определяют область устойчивости РУ, которую на практике характеризуют диапазоном значений емкости нагрузки C_n , при которой обеспечивается устойчивость для заданного многообразия параметров цепи обратной связи. Как известно, для сохранения устойчивости РУ необходимо, чтобы его передаточная функция по контуру обратной связи $K_{р. у}(j\omega)$ обеспечивала фазовый сдвиг φ менее $|-180^\circ|$ на частоте $\omega_{ср. п. у}$, на которой $|K_{р. у}(j\omega)| = 1$, т. е. чтобы годограф $K_{р. у}(j\omega)$ на комплексной плоскости не охватывал точку -1 , $j0$ при изменении ω от 0 до ∞ . Если на более низких частотах отстающий фазовый сдвиг φ превышает $|-180^\circ|$, то усилитель является условно устойчивым (уменьшение его

$|K_y|$ может привести к неустойчивости), а если φ остается менее $|-180^\circ|$, то усилитель абсолютно устойчив.

Емкость нагрузки приводит к увеличению φ в области высоких частот, что может привести к нарушению устойчивости. Допустима тем большая C_n , чем меньше отстающий φ на частоте среза РУ, чем ниже эта частота и чем меньше выходное сопротивление ОУ. При оценке допустимой C_n необходимо анализировать все многообразие цепей обратной связи и ее параметров, для которых будет гарантироваться $C_{n max}$. Требование увеличения области устойчивости в значительной мере противоречиво с требованиями быстродействия РУ. Как было показано ранее, для повышения быстродействия требуется увеличение частоты среза $f_{ср}$ ОУ и скорости нарастания V_{max} . Увеличение допустимой C_n неизбежно приводит к уменьшению $f_{ср}$, так как увеличиваются трудности сохранения большого усиления на высоких частотах при малом φ . Уменьшается также V_{max} , которая ограничена величиной $I_{вых max} / C_n$.

Только сокращение диапазона изменения K_n благоприятно сказывается как на быстродействии РУ, так и на области устойчивости.

3.2. УВЕЛИЧЕНИЕ ЧАСТОТЫ СРЕЗА ОУ

Ранее было показано, что для малого сигнала полоса пропускания РУ, в которой погрешность δ не превышает заданную, может быть увеличена за счет введения участка в АЧХ ОУ с большим затуханием ($\gamma = 40$ или 60 дБ/дек). Кроме того, при прочих равных условиях f_δ и τ_δ улучшаются пропорционально росту частоты среза ($f_{ср}$) ОУ.

Частота среза входного каскада определяется его крутизной $S_{вх}$ и эквивалентной емкостью нагрузки $C_{н. вх}$:

$$f_{ср} \approx S_{вх} / 2\pi C_{н. вх}$$

Для входного каскада на биполярных транзисторах (рис. 3.7)

$$S_{вх} \approx 1/2 (R_s + \varphi_T / I_n)$$

При $R_s = 0$ частота среза максимальна и равна:

$$f_{ср} \approx I_{вх} \beta / 4\pi \varphi_T C_{н. вх}$$

где $\beta = h_{213}$.

Ее дальнейшее увеличение связано с ростом коллекторного тока, что крайне нежелательно, так как увеличиваются $I_{вх}$, шумы и нагрев транзисторов, что в свою очередь приводит к повышенному дрейфу нуля.

При применении полевых транзисторов возможна работа с большим током стока I_c , чем I_k , без увеличения $I_{вх}$. Однако I_c ограничен дополнительным нагревом транзистора. Кроме того, примерно, при $I_c = I_k \geq 0,2$ мА крутизна полевых транзисторов оказывается меньше, чем у биполярных.

Если $C_{н, вх}$ образована емкостью $C_{о, с}$ параллельной обратной связи в выходном усилителе (рис. 3.8) [где $U_{вх}$, $U_{вых}$ — соответственно входной и выходной усилитель (каскад) I , то $f_{ср}$ всего ОУ равна,

$$f_{ср} \approx S_{вх}/2\pi C_{о, с}$$

при условии, что частота среза $U_{вых}$ по контуру $C_{о, с}$ выше $f_{ср}$ всего ОУ. В широкополосных ОУ в качестве $C_{о, с}$ может использоваться емкость C_k коллекторного перехода транзисторов в $U_{вых}$. При интегральной технологии не представляет труда снизить C_k до 2 пФ (известны биполярные структуры с $C_k = 0,1$ пФ), тогда при $I_k U_{вх}$, равном 0,33 мА,

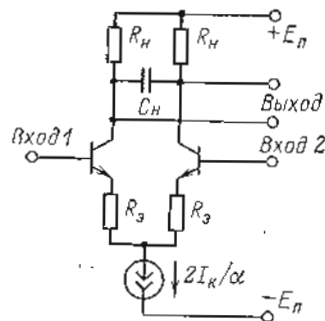


Рис. 3.7

использовать емкость C_k коллекторного перехода транзисторов в $U_{вых}$. При интегральной технологии не представляет труда снизить C_k до 2 пФ (известны биполярные структуры с $C_k = 0,1$ пФ), тогда при $I_k U_{вх}$, равном 0,33 мА,

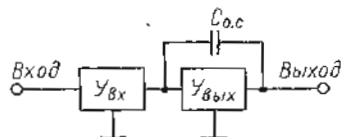


Рис. 3.8

и $R_3 = 0$ получим $f_{ср} \approx 1000$ МГц. Естественно, что транзисторы должны быть выбраны со значительно большей f_T (при которой $|\beta| = 1$). Но на практике ограничение связано не столько с самой величиной f_T , сколько с высокочастотными полюсами в передаточной функции $U_{вх}$ и $U_{вых}$, частоты которых оказываются тем ниже, чем меньше f_T .

При интегральной технологии с использованием боковых $p-n-p$ -транзисторов с малой f_T $f_{ср}$ составляет 1—3 МГц. Применение более совершенной технологии, например с диэлектрической изоляцией внутри кристалла, позволяет реализовать на одном кристалле высокочастотные $p-n-p$ - и $p-n-p$ -структуры (с f_c до 1000 МГц). В этом случае удается увеличить $f_{ср}$ до нескольких десятков мегагерц.

Максимальная $f_{ср}$ не должна быть выше частоты, на которой высокочастотные полюса в $K_y(j\omega)$ и емкость нагрузки C_n создают отстающий фазовый сдвиг -45° . Дальнейшее увеличение $f_{ср}$ приводит к уменьшению запаса устойчивости и колебательному переходному процессу, что ограничивает

применение ОУ во многих областях и потому нецелесообразно.

Если в $K_y(j\omega)$ содержится n высокочастотных полюсов на частотах f_1, f_2, \dots, f_n и $f_{ср} \ll f_i$ для всех i , то дополнительный фазовый сдвиг на частоте $f_{ср}$ можно оценить следующим образом:

$$\Delta\varphi(f_{ср}) \approx -57^\circ f_{ср} \sum_{i=1}^n \frac{1}{f_i}$$

Практически достаточно учесть два-три ближайших к $f_{ср}$ полюса, считая, что в худшем случае они совпадают и равны f_n , тогда

$$\Delta\varphi(f_{ср}) \approx -57^\circ f_{ср} n / f_n$$

где n — кратность полюса (1—3). Положив $\Delta\varphi(f_{ср}) = -45^\circ$, получим:

$$f_{срmax} \leq 0,8 f_n / n \quad (3.25)$$

Оценим величину f_n для типовой структуры ОУ, состоящей из дифференциального входного каскада по каскодной схеме ОЭ, предвыходного каскада ОЭ и выходного эмиттерного повторителя. Отметим, что более сложные схемы ОУ могут быть сведены к такой же схеме, так как полюса, вносимые промежуточными каскадами типа ОБ или ОК, как правило, лежат на значительно более высоких частотах. Для оценки f_n найдем приближенное выражение $K_y(j\omega)$ для упрощенной схемы такого ОУ, приведенной на рис. 3.9. Его эквивалентная схема для высоких частот представлена на рис. 3.10, где: I — часть схемы, соответствующая первому (входному) каскаду ОУ с крутизной $S_1(j\omega)$; II — схема, эквивалентная второму каскаду (T_8, T_9), образованная каскадом ОЭ ($U_{о, в}$) с входной емкостью C_0 , коэффициентом усиления $K_{о, в}(j\omega)$, охваченным емкостной обратной связью через $C_{о, с}$, и с эквивалентной нагрузкой в коллекторной цепи $Z_{кн}(j\omega)$; III — эквивалентная схема выходного эмиттерного повторителя (ЭП) на транзисторах T_{10}, T_{11} с выходным сопротивлением

$$Z_{вых}(j\omega) \text{ и нагрузкой } Z_n(j\omega).$$

Для такой схемы

$$U_{к} = U_0 K_{о, в}(j\omega) = K_{о, в}(j\omega) [U_{вх} S_1 / j\omega (C_0 + C_{о, с}) - U_k C_{о, с} / (C_0 + C_{о, с})],$$

откуда

$$\frac{U_k}{U_{вх}} = \frac{S_1}{j\omega C_{о, с} [1 + (1 + C_0 / C_{о, с}) / K_{о, в}(j\omega)]}$$

С учетом того что в области высоких частот

$$K_{о, в}(j\omega) \approx K_{о, в}(0) / (1 + j\omega / \omega_{ср, в}) \approx \omega_{ср, в} / j\omega,$$

где $\omega_{\text{ср.у}}$ — частота среза каскада с ОЭ, получим:

$$K_{\text{У}}(j\omega) = \frac{U_{\text{ВМХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \Big|_{\omega \gg \omega_{\text{ср.у}}/K_{\text{О.э}}(0)} \approx \frac{S_1}{j\omega C_{\text{О.э}}(1+j\omega/\omega_{\text{ср.у}})} \frac{Z_{\text{Н}}(j\omega)}{[Z_{\text{ВМХ}}(j\omega) + Z_{\text{Н}}(j\omega)]}, \quad (3.26)$$

где $\omega_{\text{ср.у}} = 2\pi f_{\text{ср.у}} C_{\text{О.э}} / (C_0 + C_{\text{О.э}})$ — частота среза $Y_{\text{О.э}}$ по контуру обратной связи через $C_{\text{О.э}}$.

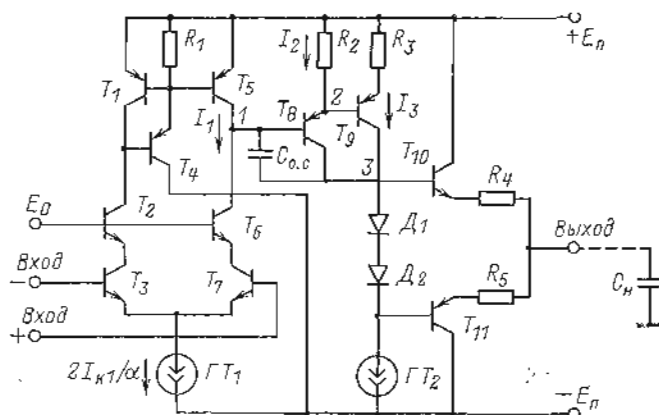


Рис. 3.9

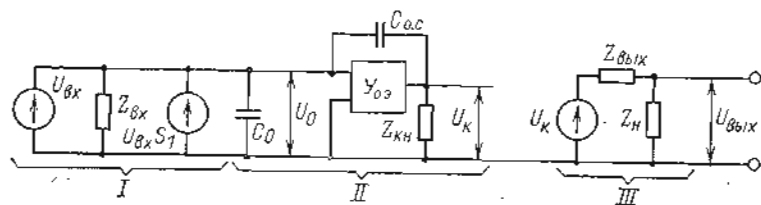


Рис. 3.10

Входной каскад за счет параллельной обратной связи через $C_{\text{О.э}}$ работает в режиме, близком к короткому замыканию по выходу. Можно показать, что на высокой частоте сопротивление его нагрузки можно считать равным примерно $1/(\omega_{\text{ср.у}} C_{\text{О.э}})$. Например, при $C_{\text{О.э}} = 10$ пФ и $f_{\text{ср.у}} = 50$ МГц сопротивление нагрузки составляет всего 310 Ом. Поэтому усиление каскада по напряжению невелико и обратной связью в T_5, T_6 через их $C_{\text{к}}$ можно пренебречь. Благодаря тому что E_0 не зависит от дифференциального входного сигнала, потенциалы коллекторов транзисторов T_3, T_7 практически фиксированы, поэтому эффектом обратной связи через их $C_{\text{к}}$ также можно пренебречь. При этих условиях

$$S_1 \approx \Delta I'_{\text{к6}} / \Delta U_{\text{ВХ}} + \Delta I''_{\text{к6}} / \Delta U_{\text{ВХ}},$$

где $\Delta I'_{\text{к6}}$ и $\Delta I''_{\text{к6}}$ — приращения тока в коллекторной цепи T_6 под действием $\Delta U_{\text{ВХ}}$ соответственно по цепи коллекторы T_3, T_2 , инверторы тока на T_4, T_1, T_5 и по цепи эмиттеры T_3, T_7 , коллектор T_6 ; отсюда имеем:

$$\frac{\Delta I'_{\text{к6}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} \approx \frac{1}{2r_3(1+j\omega C_{\text{к}}r_3)(1+j\omega r_6/\omega_{\text{T}}r_3)};$$

$$\frac{\Delta I''_{\text{к6}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} \approx \frac{1}{2r_3(1+j\omega C_1r_3)(1+j\omega r_6/\omega_{\text{T}}r_3)^2},$$

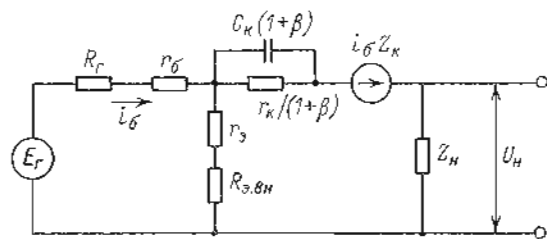


Рис. 3.11

где C_1 — емкость эмиттеров транзисторов T_3, T_7 относительно земли, включая емкость генератора тока ΓT_1 , $\omega_{\text{T}} = 2\pi f_{\text{T}}$; f_{T} — частота, при которой модуль усиления транзисторов по току $|\beta| = |h_{21\text{э}}|$ равен единице. Приведенные выражения получены в предположении, что $|\beta(j\omega)| \gg 1$, все транзисторы одинаковы и $\beta(j\omega) \approx \omega_{\text{T}}/j\omega$. Просуммировав обе составляющие, получим:

$$S_1(j\omega) \approx \frac{I_{\text{к1}}}{\Phi_{\text{T}}} \frac{1+j\omega r_6/2\omega_{\text{T}}r_3}{(1+j\omega C_{\text{к}}r_3)(1+j\omega r_6/\omega_{\text{T}}r_3)^2}, \quad (3.27)$$

Для расчета $K_{\text{О.э}}(j\omega)$ воспользуемся T -образной эквивалентной схемой транзистора (рис. 3.11), которая наиболее близко соответствует его внутренней структуре. Для нее

$$K_{\text{О.э}}(j\omega) = \frac{U_{\text{Н}}}{E_{\text{Г}}} = \frac{\beta Z_{\text{Н}} \left(\frac{Z_{\text{к}}}{1+\beta} - \frac{R_3}{\beta} \right)}{\left(Z_{\text{к}} + \frac{Z_{\text{к}}}{1+\beta} \right) \left[R_6 + R_3(1+\beta) \frac{Z_{\text{к}} + Z_{\text{Н}} + R_6}{Z_{\text{к}} + Z_{\text{Н}}(1+\beta)} \right]}, \quad (3.28)$$

где $R_6 = R_{\text{T}} + r_6$; $R_3 = R_{\text{э.вн}} + r_3$, причём $R_{\text{э.вн}}$ — внешнее сопротивление эмиттерной цепи.

Подставив в (3.28) значения

$$\beta \approx \omega_{\text{T}}/j\omega(1+j\omega T_{\beta}); \quad Z_{\text{Н}} = 1/j\omega C_{\text{Н}}; \quad Z_{\text{к}} = 1/j\omega C_{\text{к}}; \quad \omega_{\text{T}} = 1/T_{\text{T}},$$

получим:

$$K_{\text{О.э}}(j\omega) \approx \frac{(1-j\omega C_{\text{к}}R_3 + \omega^2 T_{\text{T}}C_{\text{к}}R_3) [1+j\omega T_{\text{T}}(1+C_{\text{Н}}/C_{\text{к}})]}{j\omega (C_{\text{Н}} + C_{\text{к}}) (R_6 + R_3) (1+j\omega T_{\beta}) [1+j\omega (T_{\text{T}} + T_{\beta}) - \omega^2 T_{\text{T}}T_{\beta}]}, \quad (3.29)$$

где $T_0 = C'_n C_k R_6 R_3 / (C'_n + C_k) (R_6 + R_3)$; T_β -- постоянная времени, учитывающая второй порядок в аппроксимации;

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta(0)}{(1 + j\omega T_\tau)(1 + j\omega T_\beta)}$$

Обычно $T_\beta \approx (0,3 + 3) T_\tau$. Здесь в состав C'_n необходимо включить сумму емкостей C_k коллекторных переходов транзисторов $T_8 - T_{11}$ и GT_2 , а также $C_{o.c.}$, т. е. $C'_n \approx 5C_k + C_{o.c.}$ (см. рис. 3.9).

Так как на входе T_9 стоит T_8 в режиме малых коллекторных токов, для расчета $K_{o.з}$ примем:

$$R_6 = r_{69} + R_{вмхв} \approx r_{69} + \varphi_T / I_{к8}; R_9 = r_{99} + R_3.$$

Здесь индексы означают номера транзисторов, к которым относятся эти параметры. Остальные параметры в (3.29) принадлежат T_9 .

Анализ (3.29) показывает, что в области высоких частот каскад с ОЭ с емкостной нагрузкой имеет постоянное затухание 20 дБ/дек, причем его частота среза определяется выражением

$$f_{ср.у} \approx \frac{1}{2\pi(r_{69} + \varphi_T / I_{к8} + r_{99} + R_3)(5C_k + C_{o.c.})}$$

Например, при $r_{69} = 60$ Ом, $r_{99} = 30$ Ом, $I_{к8} = 100$ мкА, $R_3 = 100$ Ом, $C_k = C_{o.c.} = 5$ пФ частота среза равна 11 МГц.

При тех же значениях параметров и $f_T \geq 300$ МГц полюса в $K_{o.з}(j\omega)$ лежат на частотах более $10f_{ср.у}$, поэтому ими можно пренебречь.

Для определения $Z_в$ и $Z_н$ в (3.26) на высоких частотах можно учитывать только емкостные составляющие, тогда

$$Z_{вмх} \approx 1/j\omega(5C_k + C_{o.c.}); Z_n \approx 1/j\omega C_n;$$

$$Z_{вмх} = (r_{610} + Z_в)/(1 + \beta_{10}) + R_{910} \approx R_{910} + 1/\omega_T(5C_k + C_{o.c.}) + j\omega r_{610}/\omega_T,$$

где $R_{910} = R_4 + r_{910} = R_5 + r_{911}$.

Следовательно,

$$\frac{Z_n}{Z_n + Z_{вмх}} \approx \frac{1}{1 + j\omega C_n [R_{910} + 1/\omega_T(5C_k + C_{o.c.})] - \omega^2 C_n r_{610}/\omega_T}$$

Подставив полученные значения в (3.26), получим:

$$K_y(j\omega) \approx \frac{1 + j\omega r_{61}/2\omega_{T1}r_{91}}{j\omega r_{91}C_{o.c.}(1 + j\omega C_k r_{91})(1 + j\omega r_{61}/\omega_{T1}r_{91})^2} \rightarrow$$

$$\frac{1}{(1 + j\omega/\omega'_{ср.у})\{1 - \omega^2 C_n r_{610}/\omega_T + [1/\omega_T(5C_k + C_{o.c.}) + R_{910}]j\omega C_n\}} \quad (3.30)$$

Анализ (3.30) с учетом численных значений параметров показывает, что наиболее низкочастотным полюсом является

$$f'_{ср.у} = f_{ср.у} \frac{C_{o.c.}}{C_0 + C_{o.c.}} = \frac{C_{o.c.}}{(C_0 + C_{o.c.})} \times$$

$$\times \frac{1}{2\pi(5C_k + C_{o.c.})(r_{69} + r_{99} + R_3 + \varphi_T/I_{к8})}$$

Согласно (3.25) эта величина и определяет максимально возможную $f_{ср}$ всего ОУ. Заметим, что $f_{ср}$ имеет максимум при

$$C_{o.c.опт} = \sqrt{5C_k C_0},$$

равный

$$f_{срmax} = \frac{1}{2\pi(\sqrt{C_0} + \sqrt{5C_k})^2 (r_{69} + r_{99} + R_3 + \varphi_T/I_{к8})}$$

Например, при $r_{69} = 60$ Ом, $r_{99} = 30$ Ом, $R_3 = 100$ Ом, $I_{к8} = 100$ мкА, $C_k = 5$ пФ, $C_0 = 10$ пФ получим $C_{o.c.опт} = 16$ пФ, $f_{срmax} = 5$ МГц. Для реализации такой $f_{ср}$ необходимо обеспечить при $C_{o.c.опт} = 16$ пФ $S_1 = 0,5$ мА/В, т. е. $r_{91} \approx 2$ кОм. Это значит, что либо коллекторный ток $I_{к1}$ входного каскада должен составлять около 13 мкА, либо последовательно с эмиттерами транзисторов T_8, T_7 должны быть введены соответствующие резисторы. С уменьшением $I_{к8}$ падает f_T транзисторов входного каскада, что в свою очередь способствует снижению частоты полюсов, обусловленных членами $C_k r_{91}$ и $r_{61}/\omega_T r_{91}$ в (3.30). При этом они также могут ограничивать $f_{ср}$ ОУ, поэтому предпочтительней введение последовательных резисторов.

Очевидно, для увеличения $f_{ср}$ необходимо выбирать транзисторы с минимальными C_k и r_6 , снижать R_3 (правда, при этом будет падать общее усиление), увеличивать ток $I_{к8}$ и уменьшать R_3 .

Из (3.30) следует еще одно важное ограничение на максимальное значение $f_{ср}$. Оно связано с индуктивной составляющей r_{61}/ω_T в выходном сопротивлении ОУ. При емкостной нагрузке (C_n) на частоте

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\omega_T}{C_n r_6}}$$

множитель в фигурных скобках (3.30) вносит дополнительный фазовый сдвиг, равный -90° . Кроме того, как следует из (3.30), на этой частоте происходит увеличение $|K_y(j\omega)|$ в

$$\frac{5C_k + C_{o.c.}}{1 + \omega_T(5C_k + C_{o.c.})R_{910}} \sqrt{\frac{\omega_T r_{610}}{C_n}}$$

раз. В результате, если $f_{ср}$ приблизить к f_p , ОУ оказывается неустойчивым. При $f_T = 300$ МГц, $r_{610} = 60$ Ом, $C_n = 1000$ пФ $f_p \approx 30$ МГц.

Для увеличения f_p необходимы транзисторы с большим отношением ω_T/r_6 и ограничение допустимого значения C_n . Например, при $C_n = 20$ пФ, $f_T = 1000$ МГц, $r_{610} = 60$ Ом удается увеличить верхний предел для f_p до 360 МГц. Снижению резонансного эффекта способствуют увеличение $R_{910} = R_{911}$, f_T и уменьшение r_{610} .

Увеличение $f_{ср}$ может быть достигнуто путем компенсации наиболее низкочастотного полюса f_n в $K_y(j\omega)$ путем введения нуля на той же частоте. Это может быть достигнуто путем подключения параллельно R_3 (см. рис. 3.9)

конденсатора C_1 , значение которого определяется значениями f_0 и R_3 :

$$C_1 = 1/2\pi f_0 R_3.$$

Если в эмиттерах T_3, T_7 стоят добавочные резисторы R_8, R_9 , то введение нуля может быть осуществлено за счет конденсатора между эмиттерами этих транзисторов. Его значение определяется аналогично C_1 , но с заменой R_3 на $2R_8$. Таким способом удается в 2—3 раза расширить предел для выбора $f_{ср}$.

Существенное увеличение $f_{ср}$ удается получить в схемах с параллельным высокочастотным каналом, например, как

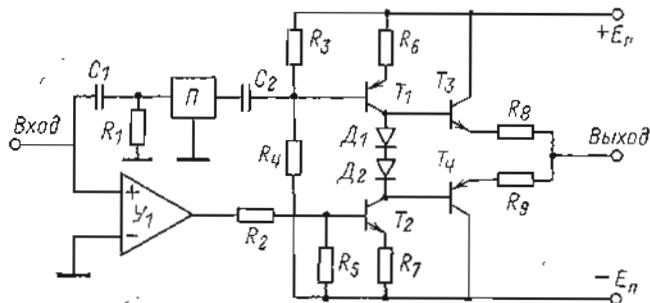


Рис. 3.12

показано на рис. 3.12 [3, 5, 9]. Здесь Π — эмиттерный или истоковый повторитель, образующий высокочастотный канал, Y_1 — усилитель низкочастотного канала. Для такой структуры при $C_1 R_1 \ll C_2 R_3$.

$$K_y(j\omega) = [j\omega C_1 R_1 / (1 + j\omega C_1 R_1) + K_1(j\omega)] K_{в.у}(j\omega), \quad (3.31)$$

где $K_1(j\omega)$ и $K_{в.у}(j\omega)$ — коэффициенты усиления соответственно Y_1 с учетом делителя R_2, R_6 и выходного усилителя (ВУ), состоящего из каскадов с ОЭ и эмиттерного повторителя. Коэффициент усиления повторителя считаем равным единице, а его верхнюю границу полосы пропускания — значительно большей полюсов в $K_{в.у}(j\omega)$.

Из (3.31) видно, что в области частот, где $|K_1(j\omega)| \ll 1$,

$$K_y(j\omega) \approx K_{в.у}(j\omega),$$

т. е. происходит «выключение» низкочастотного канала и исключение из $K_y(j\omega)$ высокочастотных полюсов, содержащихся в $K_1(j\omega)$. Если выбрать частоту среза $K_1(j\omega)$ равной верхней границе полосы пропускания $K_{в.у}(j\omega)$, то АЧХ всего ОУ будет обладать затуханием $\gamma = 20$ ДБ/дек. Отметим, что в такой структуре частота среза ВУ может быть

существенно увеличена по сравнению с аналогичной величиной для схемы на рис. 3.9, так как здесь исключен каскад на T_8 с малым коллекторным током, а выходное сопротивление повторителя Π может быть сделано очень малым. При такой структуре удается получить $f_{ср}$ около 20—100 МГц на транзисторах с $f_T \approx 300$ МГц и $C_k = 3$ пФ. Экспериментальные данные по такой схеме приведены в гл. 4.

Отметим, что параллельный высокочастотный канал влияет и на другие параметры ОУ: увеличивает V_{max} и $C_{вх}$, изменяет вид АЧХ и значение τ_0 .

Основные ограничения для дальнейшего увеличения $f_{ср}$ в структуре на рис. 3.12 связаны с резонансным эффектом в выходном каскаде и с высокочастотными полюсами в $K_{в.у}(j\omega)$.

В этом отношении значительными преимуществами обладает структура ОУ с ВУ на паре двухзатворных элементарных МОП-транзисторов. Упрощенная схема такого ОУ приведена на рис. 3.13. Здесь высокочастотный канал образуется за счет непосредственной связи первых затворов T_1 и T_2 со входами. Низкочастотный сигнал через усилитель Y_1 управляет этими транзисторами по вторым затворам. В такой структуре практически нет резонансных явлений, присущих выходным эмиттерным повторителям, а высокочастотные полюса во много раз превышают достижимое значение $f_{ср}$.

Если выход такого ОУ нагружен на параллельно соединенные R_n и C_n , а $K_1(j\omega) = K_0 / (1 + j\omega T_1)$, то $K_y(j\omega)$ можно представить в следующем виде:

$$K_y(j\omega) = \frac{S_1 R_n (1 + S_2 K_0 / S_1) (1 + j\omega T_1 / (1 + S_2 K_0 / S_1))}{(1 + j\omega C_n R_n) (1 + j\omega T_1)}$$

Выбрав $T_1 = C_n R_n (1 + S_2 K_0 / S_1)$, получим:

$$K_y(j\omega) = \frac{S_1 R_n (1 + S_2 K_0 / S_1)}{1 + j\omega C_n R_n (1 + S_2 K_0 / S_1)}, \quad (3.32)$$

где S_1 и S_2 — соответственно крутизна по первому и второму затворам T_1, T_2 .

Например, при $S_1 = 15$ мА/В и $C_n = 10$ пФ частота среза равна 250 МГц, причем на этой частоте $\varphi = -90^\circ$, т. е. практически нет влияния неучтенных в (3.32) высокочастотных полюсов. Однако следует иметь в виду, что для схемы на рис. 3.13 необходимы специальные двухзатворные МОП-транзисторы с большой крутизной и с потенциалами на затворах $+E_n$ для n -канального транзистора и $-E_n$ для p -канального. При транзисторах, требующих другие потенциалы на затворах, пришлось бы вводить соответствующие стабилизаторы или делители для согласования уровней по постоянному току, а на входе высокочастотного канала ставить рездательный конденсатор.

Серьезным недостатком схемы на рис. 3.13 является почти пропорциональная зависимость усиления от R_n и частоты среза от $1/C_n$. Поэтому

ее применение ограничено областью, где R_n и C_n фиксированы. При расчет такой схемы следует учитывать положительную обратную связь с выхода Y_1 на его вход через емкость между затворами транзисторов T_1 и T_2 .

Отметим, что увеличение f_{cp} до 100 МГц и выше вызывает значительные трудности при использовании ОУ, так как при таких частотах существенную роль играют индуктивность подводящих проводов и паразитные параметры цепи обратной связи.

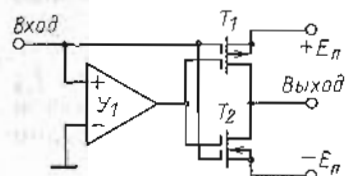


Рис. 3.13

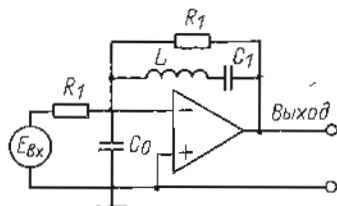


Рис. 3.14

Например, для инвертора с резисторами сопротивлением 10 кОм и $f_{cp} = 10$ МГц необходимо, чтобы входная емкость ОУ с учетом емкости монтажа не превышала

$$C_0 \leq 1/2\pi f_{cp} R_{o.c} \approx 1,6 \text{ пФ},$$

что соответствует полюсу, вносимому C_0 , совпадающему с f_{cp} . Как было показано ранее, переходный процесс на выходе инвертора при этом будет колебательным и при дальнейшем увеличении C_0 может нарушиться устойчивость. Если $f_{cp} = 100$ МГц, то требуется $C_0 \leq 0,16$ пФ, что практически невыполнимо. Чтобы избежать эту трудность, применяют шунтирование сопротивлений цепи обратной связи конденсаторами. Однако в этом случае может возникнуть неустойчивость на очень высоких частотах, превышающих f_{cp} усилителя. Если учесть индуктивность L проводов, эквивалентная схема инвертора может быть представлена, как показано на рис. 3.14. Коэффициент передачи цепи обратной связи этой схемы

$$K_{o.c}(j\omega) = \frac{1 - \omega^2 LC_1 + j\omega C_1 R_1}{2(1 - \omega^2 LC_1) + j\omega R_1 [C_1 + C_0(1 - \omega^2 LC_1)]}$$

На частоте

$$\omega_0 = \sqrt{(C_0 + C_1)/C_0 C_1 L}$$

$$|K_{o.c}(j\omega_0)| = \frac{1}{2} \sqrt{1 + \frac{C_0 R_1^2}{L} \left(1 + \frac{C_0}{C_1}\right)}$$

$$\text{tg } \varphi(\omega_0) = R_1 \sqrt{C_0(C_0 + C_1)/C_1 L}$$

Отсюда видно, что $|K_{o.c}(j\omega)|$ возрастает от 0,5 на низких частотах до большего значения на частоте ω_0 . Например, при $C_0 = C_1 = 5$ пФ, $R_1 = 10$ кОм, $L = 0,1$ мкГн значение $f_0 = \omega_0/2\pi \approx 300$ МГц, $\varphi(\omega_0) \approx -90^\circ$, $|K_{o.c}(j\omega_0)| \approx 50$. Если $|K_y(j\omega_0)| > 0,02$, то на частоте ω_0 может возник-

нуть неустойчивость. Чтобы избежать этого, необходимо либо сводить к минимуму длину проводов, паразитные емкости и входную емкость ОУ, либо снижать f_{cp} .

С учетом изложенного для большинства применений ОУ можно рекомендовать ограничиться $f_{cp} \leq 10$ МГц. Значительно меньшую долю должны составлять быстродействующие ОУ с $f_{cp} = 10 \div 100$ МГц, и только для специальных целей могут потребоваться ОУ с $f_{cp} = 100 \div 1000$ МГц. Исключение составляют ОУ с повторителем тока на входе, в которых удается избежать отмеченные выше трудности, несмотря на очень большую f_{cp} (более 1000 МГц).

3.3. МИНИМИЗАЦИЯ ВРЕМЕНИ УСТАНОВЛЕНИЯ

В § 3.1 было показано, что время установления τ_0 определяется видом передаточной функции $K_{p.y}(s) = K_y(s) K_{o.c}(s)$ по разомкнутому контуру обратной связи. Минимальное τ_0 обеспечивается, когда $K_{p.y}(s)$ обладает максимальной частотой среза $\omega_{cp.p.y}$ и соответствует АЧХ с наклоном 20 дБ/дек, включая частоту $2\omega_{cp.p.y}$.

При наличии в $K_{p.y}(s)$ диполей необходимо, чтобы соответствующие им полюсы ω_i и нули ω_j были достаточно близко расположены друг к другу, т. е. удовлетворялось следующее условие:

$$\sum_{i=1}^n (\omega_i - \omega_j) / K_i \omega_i \leq \delta_{доп} \quad (3.33)$$

где (для масштабного РУ) $K_i = \omega_{cp.p.y} / \omega_i' = \omega_{cp} K_{o.c} / \omega_i'$.

В этом случае при $U_{вых}(\infty) = U_{max}$

$$\tau_0 \approx (2,3/\omega_{cp.p.y}) \lg(1/\delta_{доп}) \quad (3.34)$$

Например, если имеется всего одна пара полюс — нуль, расположенная на частоте $f_1 = 0,01 f_{cp.p.y}$, то при $\delta_{доп} = 0,01\%$ для выполнения (3.33) необходимо согласование ω_i и ω_j с погрешностью не более $\pm 1\%$. Такую точность без специальной подгонки элементов обеспечить не удастся. Если ввести подстроечные элементы, то надо одновременно обеспечить стабильность резисторов и конденсаторов, чтобы $(f_i - f_j)/f_i$ не увеличилось со временем или под действием температуры.

Учитывая эту трудность, целесообразно так синтезировать схему ОУ и цепи обратной связи, чтобы либо переместить изломы АЧХ в область более низких частот, где требуемая точность подгонки понижается, так как растут K_i , либо вообще избежать их в диапазоне частот от $2f_{cp.p.y}$ до $f_{cp.p.y} \delta_{доп}$.

Так как $K_{p,y}(j\omega)$ определяется передаточной функцией как $K_y(j\omega)$ самого ОУ, так и цепи обратной связи $K_{o,c}(j\omega)$, то для минимизации τ_0 совершенно недостаточно обеспечить АЧХ ОУ с большой f_{cp} и наклоном 20 дБ/дек, что часто не учитывается при разработке ОУ и при их применении.

Рассмотрим сначала задачу построения схемы ОУ без изломов АЧХ или с изломами, не нарушающими условия (3.33). Наиболее простой и распространенный метод построения такого ОУ состоит в его реализации всего из двух каскадов, т. е. по структуре, приведенной на рис. 3.15, в которую входят неинвертирующий преобразователь напряжения в ток HT с кру-

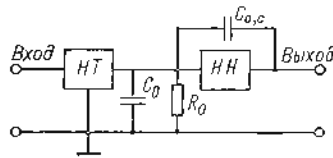


Рис. 3.15

тизной $S_{вх}$ и инвертирующий преобразователь напряжения f_v напряжением HH с передаточной функцией $K_{в,y}(s)$, входным сопротивлением R_0 и входной емкостью C_0 .

Для такой схемы

$$K_y(s) = S_{вх} R_0 K_{в,y}(s) / \{1 + s [T_0 + T_{o,c} K_{в,y}(s)]\}, \quad (3.36)$$

где $T_0 = R_0 (C_0 + C_{o,c})$, $T_{o,c} = R_0 C_{o,c}$.

Предположим сначала, что HH соответствует инерционному звену первого порядка, т. е.

$$K_{в,y}(s) = K_0 / (1 + s K_0 / \omega_{cp,y}),$$

где $\omega_{cp,y}$ — круговая частота среза разомкнутого HH .

Тогда

$$K_y(s) = \frac{S_{вх} R_0 K_0}{1 + s (K_0 / \omega_{cp,y} + T_0 + T_{o,c} K_0) + s^2 K_0 T_0 / \omega_{cp,y}} = \frac{S_{вх} R_0 K_0}{(1 + s/\omega_1)(1 + s/\omega_2)}, \quad (3.37)$$

где

$$\omega_{1,2} = \frac{\omega_{cp,y}}{K_0 T_0} \left(\frac{K_0}{\omega_{cp,y}} + T_0 + T_{o,c} K_0 \right) \times (1 \pm \sqrt{1 - \Delta});$$

$$\Delta = \frac{4 K_0 T_0}{\omega_{cp,y} (K_0 / \omega_{cp,y} + T_0 + T_{o,c} K_0)^2}.$$

Обычно $T_{o,c} \gg 1/\omega_{cp,y}$, $C_0 \ll K_0 C_{o,c}$, поэтому

$$\Delta \approx 4(1 + C_0/C_{o,c})/K_0 \omega_{cp,y} T_{o,c} \ll 1; \quad \omega_1 \approx 1/T_{o,c} K_0;$$

$$\omega_2 \approx \omega_{cp,y} C_{o,c} / (C_0 + C_{o,c}); \quad \omega_{cp} \approx \omega_1 K_y(0) \approx S_{вх} / C_{o,c}.$$

Отсюда видно, что если обеспечить $\omega_2 \gg 2\omega_{cp}$, то АЧХ ОУ будет идеальной, т. е. с затуханием 20 дБ/дек, включая ча-

стоту $2\omega_{cp}$. Для этого достаточно выполнить следующее условие:

$$\omega_{cp,y} C_{o,c} / (C_0 + C_{o,c}) \geq 2 S_{вх} / C_{o,c},$$

которое эквивалентно неравенству

$$C_{o,c} \geq \frac{S_{вх}}{\omega_{cp,y}} (1 + \sqrt{1 + 2 C_0 \omega_{cp,y} / S_{вх}}).$$

В этом случае

$$f_{cp} \leq \frac{S_{вх}}{2\pi C_{o,c}} = \frac{\omega_{cp,y}}{2\pi(1 + \sqrt{1 + 2 C_0 \omega_{cp,y} / S_{вх}})}.$$

Пример схемы ОУ по структуре, приведенной на рис. 3.15, показан на рис. 3.9. Входной дифференциальный каскад на транзисторах $T_1 - T_7$ с высокоомным выходом можно рассматривать как преобразователь напряжения в ток (HT), а выходной усилитель на транзисторах $T_8 - T_{11}$ — как преобразователь напряжения в напряжение (HH). Более подробно различные варианты схем ОУ рассмотрены в следующей главе. Здесь отметим только, что наибольшая трудность в реализации структуры, приведенной на рис. 3.15, состоит в обеспечении высокого входного сопротивления R_0 преобразователя HH и большого K_0 . При малом значении R_0 не удастся получить достаточно большой $K_y(0)$, так как увеличение $S_{вх}$ или K_0 требует применения дополнительных усилительных каскадов со своими цепями коррекции. При этом $K_{в,y}(s)$ уже нельзя считать звеном первого порядка, так как из-за разброса параметров цепей коррекции появляется по крайней мере одна пара полюсов — нуль (ω'_1, ω_1), т. е. на АЧХ возникают изломы, как показано на рис. 3.2. Однако при определенных условиях необходимая точность согласования ω'_1 и ω_1 может быть значительно снижена за счет обратной связи через $C_{o,c}$ (см. рис. 3.15).

Чтобы оценить этот эффект, для простоты положим $K_{в,y}(0) = \infty$ и

$$K_{в,y}(s) = \omega_{cp,y} (1 + s/\omega_1) / s (1 + s/\omega'_1).$$

Подставив это значение $K_{в,y}(s)$ в (3.36), найдем:

$$K_y(s) = \frac{S_{вх} R_0 \omega_{cp,y} (1 + s/\omega_1)}{s(1+a) [1 + s(1/\omega'_1 + T_0 + a/\omega_1) / (1+a) + s^2 T_0 / \omega'_1 (1+a)]} = \frac{S_{вх} R_0 \omega_{cp,y} (1 + s/\omega_1)}{s(1+a) (1 + s/\omega_{n1}) (1 + s/\omega_{n2})}, \quad (3.38)$$

где $a = T_{o,c} \omega_{cp,y}$;

$$\omega_{п1,2} = \omega'_1 (1/\omega'_1 + T_0 + a/\omega_1) (1 \pm \sqrt{1 - \Delta}) / 2T_0, \quad (3.39)$$

$$\Delta = \frac{4T_0(1+a)}{\omega'_1(1/\omega'_1 + T_0 + a/\omega_1)^2} \leq \frac{4T_0\omega_1}{a} = \frac{4(1 + C_0/C_{0.c})\omega_1}{\omega_{ср.в.у}} \ll 1.$$

С учетом малости Δ и близости ω_1/ω'_1 к единице (3.39) можно представить в следующем виде:

$$\omega_{п1} \approx \frac{\omega'_1}{T_0} \left(\frac{1}{\omega'_1} + T_0 + \frac{T_{0.c}\omega_c}{\omega_1} \right) \approx \omega_{ср.в.у} \frac{C_{0.c}}{C_0 + C_{0.c}};$$

$$\omega_{п2} \approx \frac{1+a}{\frac{1}{\omega'_1} + T_0 + \frac{a}{\omega_1}} \approx \omega_1 \frac{1}{1 + \frac{\delta\omega + a(1 + C_0/C_{0.c})/K_1}{1+a}},$$

где $\delta\omega = (\omega_1 - \omega'_1)/\omega'_1$.

Отсюда видно, что в такой схеме рассогласование частот нуля и полюса в $K_y(s)$ равно:

$$\delta\omega' = \frac{\omega_1 - \omega_{п2}}{\omega_{п2}} \approx \frac{\delta\omega + a(1 + C_0/C_{0.c})/K_1}{1+a}.$$

Если учесть, что

$$\omega_{ср} \approx \omega_{ср.в.у} S_{вх} R_0 / (1+a); \quad K'_1 = \omega_{ср} / \omega_{п2},$$

то требования к точности согласования ω_1 и ω'_1 в выходном усилителе при его использовании в структуре на рис. 3.15 могут быть снижены в

$$\frac{\delta\omega}{K_1} \frac{\delta\omega'}{K'_1} \approx \frac{\delta\omega S_{вх} R_0}{\delta\omega + a(1 + C_0/C_{0.c})/K_1} \quad (3.40)$$

раз, т. е. выигрыш достигается в основном за счет коэффициента усиления $S_{вх} R_0$ преобразователя НТ.

Если $S_{вх} R_0 \leq 1$ или если преобразователь напряжение — ток схемы на рис. 3.15 заменить резистором R_1 , как показано на рис. 3.16, то использование обратной связи не позволяет снизить требования к точности подгонки ω_1 и ω'_1 в ВУ.

Приведенные выражения для $\delta\omega'$, K'_1 и условия (3.33) позволяют найти необходимую точность согласования ω'_1 и ω_1 в ВУ. Если выходной усилитель — преобразователь (НН) для реализации большого K_0 выполнен двухкаскадным, то по крайней мере в одном каскаде должна быть введена корректирующая цепь, чтобы общая АЧХ этих каскадов

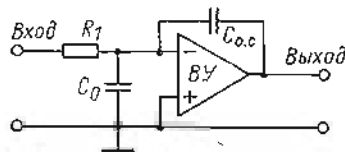


Рис. 3.16

была эквивалентна инерционному звену. Пусть эти каскады имеют передаточные функции, соответственно равные:

$$K_1(s) = \frac{K_1}{1 + sK_1/\omega_1} \quad \text{и} \quad K_2(s) = \frac{K_2}{1 + sK_2/\omega_2},$$

тогда $K_1(s)$ надо преобразовать к следующему виду:

$$K_1(s) = \frac{K_1(1 + sT'_2)}{(1 + sT_0)(1 + sT_3)} = \frac{K_1(1 + s/\omega_2)}{(1 + s/\omega_0)(1 + s/\omega_3)}.$$

Такое преобразование выполняется обычной корректирующей цепью, состоящей из последовательно соединенных

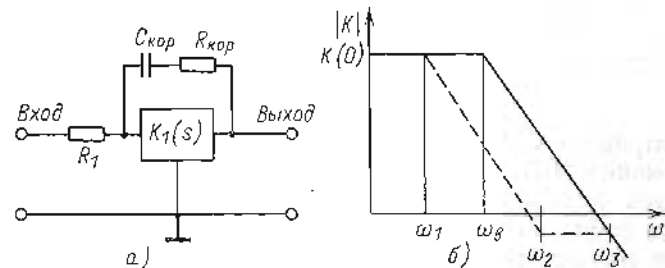


Рис. 3.17

$R_{кор}$ и $C_{кор}$, которые включаются либо в качестве отрицательной обратной связи, либо на выходе каскада. Параметры цепей выбираются такими, чтобы вносимый корректирующей цепью нуль в $K_1(s)$ совпал с полюсом во втором каскаде. Причем высокочастотный полюс в $K_1(s)$ первого каскада должен быть не менее $2\omega_{ср}$. При выборе параметров корректирующих цепей можно руководствоваться следующими соотношениями:

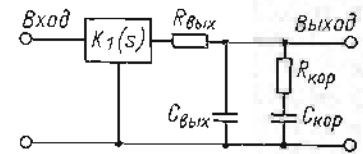


Рис. 3.18

а) для схемы каскада, приведенной на рис. 3.17, а, и для АЧХ до коррекции и после коррекции, показанной на рис. 3.17, б,

$$\omega_1 = 1/C_{кор} R_1 (1 + K_1); \quad \omega_2 = 1/C_{кор} R_{кор}; \quad \omega_3 \approx \omega_0 R_1 / R_{кор};$$

б) для схемы каскада, приведенной на рис. 3.18,

$$\omega_1 = 1/R_{вых} (C_{вых} + C_{кор}); \quad \omega_2 = 1/C_{кор} R_{кор}; \quad \omega_3 \approx 1/C_{вых} R_{кор},$$

где $R_{вых}$, $C_{вых}$ — соответственно выходное сопротивление и емкость каскада без коррекции.

Особое внимание должно быть обращено не только на снижение $\delta\omega'$, но и на то, чтобы обеспечить ω_3 не менее $2\omega_{ср}$. Для получения большого значения $K_y(0)$ и АЧХ без

изломов может быть применена структура ОУ, показанная на рис. 3.19. Здесь преобразователи напряжение—ток HT_2 и напряжение—напряжение HH_2 совместно с $C_{o.c2}$ образуют схему, аналогичную приведенной на рис. 3.15. Для этой схемы ранее были получены условия, при которых она обладает требуемой АЧХ без изломов. Эта часть схемы может

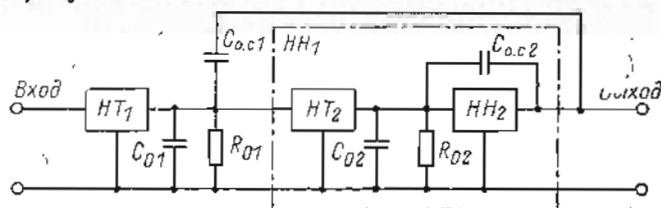


Рис. 3.19

рассматриваться тоже как преобразователь напряжение—напряжение HH_1 , который с остальными элементами эквивалентен структуре, приведенной на рис. 3.15. Следовательно, схема в целом может обеспечить АЧХ без изломов. Для ее расчета могут быть дважды использованы соотношения (3.36) и (3.37). Подставив в них значения параметров HT_2 , C_{02} , R_{02} , $C_{o.c2}$, HH_2 , получим параметры HH_1 , а затем, подставив его параметры и параметры HT_1 , C_{01} , R_{01} , $C_{o.c1}$, HH_1 в те же формулы, найдем передаточную функцию всего ОУ. Отметим, что частота среза HH_1 оказывается в несколько раз меньше, чем у HH_2 , а частота среза всего ОУ в несколько раз меньше, чем у HH_1 .

Таким образом, увеличение общего $K_y(0)$ достигается ценой снижения ω_{cp} HH_1 по крайней мере в 3—4 раза. Следовательно, для получения заданного τ_0 и ω_{cp} необходимо реализовать HH_2 со значительно большей ω_{cp} , чем это следует из (3.34). Конкретные схемы ОУ, обеспечивающие малые τ_0 , рассмотрены в следующей главе.

Остановимся на методах снижения τ_0 с учетом цепи обратной связи, считая, что сам ОУ обладает АЧХ с затуханием 20 дБ/дек.

Коэффициент передачи цепи обратной связи $K_{o.c}$ масштабного РУ (рис. 3.20)

$$K_{o.c}(s) = \frac{R_1}{(R_1 + R_{o.c})(1 + s/\omega_{o.c})} \quad (3.41)$$

где

$$\omega_{o.c} = (1/R_1 + 1/R_{o.c})/C_0.$$

Даже при малом значении C_0 значение $\omega_{o.c}$ оказывается довольно низким. Например, при $C_0 = 10$ пФ,

$$R_1 = R_{o.c} = 10 \text{ кОм} \quad f_{o.c} = \omega_{o.c}/2\pi = 3 \text{ МГц.}$$

106

Начиная с этой частоты, $|K_{p.y}(j\omega)|$ имеет затухание 40 дБ/дек, поэтому при $f_{cp} \geq f_{o.c}$ переходный процесс носит колебательный характер и τ_0 будет во много раз больше, чем рассчитанное по (3.34). Повысить $f_{o.c}$ можно путем снижения R и $R_{o.c}$, однако их минимальные значения ограничены нагрузочной способностью ОУ. При малом значении C_0 (≤ 5 пФ

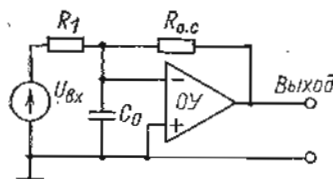


Рис. 3.20

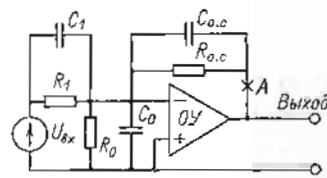


Рис. 3.21

при $R_{o.c} = R_1 = 2$ кОм и $f_{cp} = 16$ МГц такой путь позволяет обеспечить $\tau_{0,01} \approx 0,2$ мкс.

Значительно лучший результат удается получить при компенсации полюса в $K_{o.c}(s)$ путем введения конденсаторов C_1 , $C_{o.c}$ и резистора R_0 такого значения, чтобы обеспечить равенство постоянных времени $C_1 R_1 = C_0 R_0 = C_{o.c} R_{o.c}$ (рис. 3.21). При точном выполнении этого равенства (R_0 включает в себя и собственное входное сопротивление ОУ) цепь обратной связи становится безынерционной, т. е.

$$K_{o.c}(s) = K_{o.c}(0) = 1/(1 + R_{o.c}/R_0 + R_{o.c}/R_1). \quad (3.42)$$

При этом согласно (3.34)

$$\tau_0 = 2,3 \lg(1/\delta_{доп})/2\pi f_{cp} K_{o.c}(0). \quad (3.43)$$

Например, при $R_1 = R_0 = R_{o.c} = 10$ кОм, $\delta_{доп} = 0,01\%$ и для ОУ с $f_{cp} = 50$ МГц получаем $\tau_{0,01} \approx 100$ нс.

Однако такой метод плох тем, что годится только для фиксированных значений R_1 , $R_{o.c}$ и C_0 и требует точной подгонки $C_{o.c}$, C_1 и R_0 . Кроме того, при больших C_0 требуются сравнительно малые значения R_0 , что приводит к увеличению смещения и дрейфа нуля. Последний недостаток можно частично устранить, если последовательно с R_0 подключить разделительный конденсатор C_p . Емкость C_p должна быть достаточно большой, чтобы частота, равная $1/2\pi C_p R_0$, лежала в области, где

$$|K_y(j\omega)| K_{o.c}(0) \geq 1/\delta_{доп}.$$

Требуемая точность подгонки постоянных времени определяется значением

$$K_1 = \omega_{cp} |K_{o.c}| R_0 C_0.$$

Считая резисторы точными, допустимые относительные отклонения емкостей конденсаторов C_1 и $C_{o.c}$ от расчетных согласно (3.33) не должны превышать следующего значения:

$$\delta C = \Delta C/C \leq K_1 \delta_{доп} = \omega_{cp} |K_{o.c}| R_0 C_0 \delta_{доп}. \quad (3.44)$$

107

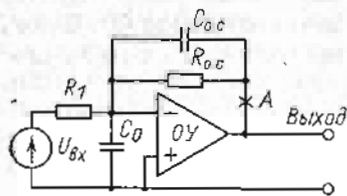


Рис. 3.22

В этом случае

$$K_n(s) = \frac{R_{0.c}}{R_1(1+sT_{0.c})};$$

$$K_{0.c} = \frac{R_1(1+sT_{0.c})}{R_1(1+sT_{0.c}) + R_2(1+sT_0)},$$

где

$$T_{0.c} = C_{0.c}R_{0.c}, \quad T_0 = C_0R_1.$$

Пусть $K_y(s) = \omega_{cp}/s$ и для простоты $R_{0.c} = R_1$, тогда

$$W(s) = \frac{K_n(s)}{1 + \frac{1}{K_{p.y}(s)}} = \frac{1}{1 + s \left(T_{0.c} + \frac{2}{\omega_{cp}} \right) + \frac{s^2 T_{0.c} (1 + C_0/C_{0.c})}{\omega_{cp}}}$$

Анализ выражения для $W(s)$ показывает, что минимальное время установления РУ при заданных $R_{0.c}$, C_0 , ω_{cp} будет, если обеспечить (хотя бы приближенно) выполнение следующего условия:

$$C_{0.c} = \frac{2\sqrt{\omega_{cp}R_{0.c}C_0 - 1}}{\omega_{cp}R_{0.c}} \Big|_{\omega_{cp}R_{0.c}C_0 \gg 1} \approx 2\sqrt{\frac{C_0}{\omega_{cp}R_{0.c}}}$$

При этом характеристическое уравнение имеет кратные (или близко расположенные корни), равные:

$$s_i = -\frac{1 + \omega_{cp}T_{0.c}/2}{T_{0.c}(1 + C_0/C_{0.c})} \Big|_{\omega_{cp}T_{0.c} \gg 2} \approx -\sqrt{\omega_{cp}\omega_{0.c}}$$

где $\omega_{0.c} = 1/R_{0.c}C_0$, а реакция РУ на скачкообразное входное воздействие имеет вид:

$$a(t) \approx 1 - (1 + 2\sqrt{\omega_{cp}\omega_{0.c}}t) e^{-\sqrt{\omega_{cp}\omega_{0.c}}t}$$

Как показывает расчет, для $\tau_{0,01}$ удается получить выигрыш за счет применения $C_{0.c}$ и увеличения ω_{cp} (при заданных $R_{0.c}$ и C_0) примерно в $\sqrt{\omega_{cp}R_{0.c}C_0}$ раз. Например, при $R_{0.c} = 10$ кОм, $C_0 = 60$ пФ и $C_{0.c} = 0$, чтобы избежать колебательного переходного процесса, приходится выбирать $f_{cp} \leq 1/4\pi R_{0.c}C_0 \approx 135$ кГц, что соответствует для инвертора

$\tau_{0,01} \approx 11$ мкс. А при $C_{0.c} = 6,4$ пФ и $f_{cp} = 100$ МГц время установления уменьшается до 0,37 мкс, т. е. обеспечивается выигрыш в 30 раз.

За счет увеличения f_{cp} ОУ и соответствующего уменьшения $C_{0.c}$ возможно дальнейшее снижение τ_0 . Поскольку в такой схеме РУ $f_{cp.p.y} \approx f_{cp}C_{0.c}/(C_{0.c} + C_0)$, т. е. намного меньше f_{cp} , то в $K_y(s)$ допустимо иметь высокочастотный полюс на частотах $f \geq 2f_{cp.p.y}$, что облегчает задачу увеличения f_{cp} . Отметим, что при изменении K_n за счет R_1 не увеличивается τ_0 , если $\omega_{cp.p.y}C_0R_1 \geq 1$, что эквивалентно изменению K_n от 0 до $\omega_{cp.p.y}C_0R_{0.c}$. Для приведенного примера τ_0 сохраняет свое значение при $0 < K_n \leq 40$.

Особенно большие трудности получения малого значения τ_0 возникают в случаях, когда в процессе эксплуатации параметры цепи обратной связи изменяются в широких пределах. Если даже сохраняется безынерционность цепи обратной связи, то все равно с увеличением коэффициента передачи K_n РУ пропорционально растет τ_0 , так как уменьшается $K_{0.c}(0)$, а следовательно, и $\omega_{cp.p.y}$ [см. (3.34)]. Например, чтобы получить $\tau_{0,01} \leq 1,6$ мкс при изменении K_n от 1 до 1000, необходим ОУ с $f_{cp} \geq 1000$ МГц, причем требуется отсутствие полюсов в передаточной функции $K_{0.c}(s)$ $K_y(s)$ в диапазоне частот от 100 Гц (при $K_n = 10^3$) до 1000 МГц (при $K_n = 1$). Такая задача при использовании современных транзисторов практически неразрешима.

В ряде случаев отмеченные трудности удастся преодолеть, используя один из изложенных далее принципов.

Почти все многообразие изменяемых цепей обратной связи масштабных и суммирующих РУ можно разбить на два класса: с изменяемым $R_{0.c}$ и неизменными резисторами R_1 на входе ОУ (например, масштабный усилитель с диодным ограничителем в цепи обратной связи) и с изменяемым R_1 и фиксированным $R_{0.c}$ (например, ОУ в схеме цифро-аналогового преобразователя).

Чтобы свести к минимуму диапазон изменения $K_{0.c}$, целесообразно в первом случае обеспечить $R_{вх} \geq R_1 \geq \geq 4R_{0.c \max}$. Тогда при изменении $R_{0.c}$ от максимального значения до нуля $K_{0.c}$ будет изменяться от 0,7 до 1, тогда как $K_{n \max}/K_{n \min} = \infty$. Таким образом, если выбрать $R_{0.c \max}$ достаточно малым, диапазон изменения $K_{0.c}$ становится также очень малым, что позволяет значительно увеличить f_{cp} РУ и обеспечить малое τ_0 . Уменьшение K_n при малом $R_{0.c \max}$ можно компенсировать вторым РУ с большим, но фиксированным K_n . При фиксированном K_n резко снижаются требования к ФЧХ ОУ, так как требуется обеспечить $\varphi = -90^\circ$ только до частоты $f_{cp.p.y} = f_{cp}/(1 + K_n)$, а не до частоты f_{cp} .

Поэтому может быть применен ОУ с такими цепями коррекции, которые обеспечивают затухание 20 дБ/дек. только до $2f_{\text{ср. в. у}}$, в результате чего резко увеличивается его $f_{\text{ср. в. у}}$.

В первом из указанных РУ должен использоваться ОУ с большим входным сопротивлением $R_{\text{вх. п. т}}$, т. е. должно выполняться преобразование напряжения в напряжение.

Во второй схеме с фиксированным $R_{\text{о. с}}$, наоборот, целесообразно иметь $R_{\text{вх. п. т}} \rightarrow 0$, т. е. применять ОУ как преобразователь тока в напряжение. Очевидно, если $R_{\text{вх. п. т}} \rightarrow 0$, то изменения R_1 или C_0 не будут влиять на $K_{\text{о. с}}$, так как они шунтируются значительно меньшим сопротивлением $R_{\text{вх. п. т}}$.

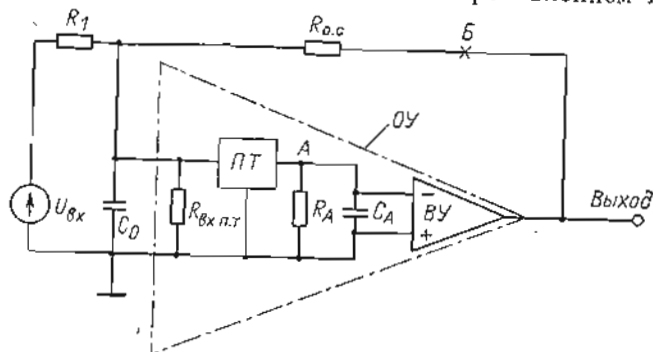


Рис. 3.23

Операционный усилитель с преобразованием тока в напряжение может быть реализован [22] на обычном ОУ, если на его входе включить повторитель тока (ПТ), при этом схема РУ будет соответствовать структуре, показанной на рис. 3.23, где R_1 , $R_{\text{о. с}}$ — резисторы цепи обратной связи; C_0 — емкость на входе ОУ; ПТ — повторитель тока с малым входным сопротивлением $R_{\text{вх. п. т}}$; R_A и C_A — соответственно сопротивление и емкость на выходе ПТ, образованные полными выходным сопротивлением ПТ и входным сопротивлением ВУ; ВУ — выходной усилитель с передаточной функцией:

$$K_{\text{в. у}}(s) = \frac{K_0}{1 + sK_0/\omega_{\text{ср. в. у}}}$$

Передаточная функция такого РУ по контуру обратной связи (при размыкании цепи в точке Б)

$$K_{\text{р. у}}(s) \approx \frac{R_A}{R_{\text{о. с}}} \frac{K_{\text{п. т}}}{(1 + sR_A C_A)} \frac{K_0}{(1 + sK_0/\omega_{\text{ср. в. у}})}, \quad (3.45)$$

где $K_{\text{п. т}}$ — коэффициент передачи по току ПТ, близкий к единице и практически не зависящий от частоты.

При выводе (3.45) предполагалось, что

$$R_{\text{о. с}} \gg R_{\text{вх. п. т}} \ll |R_1 / (1 + j\omega_{\text{ср. в. у}} C_0 R_1)|$$

При выполнении этого неравенства $K_{\text{р. у}}(s)$ практически не зависит от R_1 и C_0 и затухает со скоростью 20 дБ/дек. до частоты $1/C_A R_A$. Поэтому требуемая АЧХ с затуханием 20 дБ/дек. будет обеспечена, если

$$\omega_{\text{ср. в. у}} = \omega_{\text{ср. в. у}} R_A / R_{\text{о. с}} \leq 1/2C_A R_A$$

Минимальное τ_0 при этом равно:

$$\tau_0 = 4,6 R_A C_A \lg(1/\delta_{\text{доп}}). \quad (3.46)$$

Уменьшая R_A , можно пропорционально снижать τ_0 , но при этом будут увеличиваться смещение и дрейф нуля, обусловленные наличием ВУ, и, кроме того, придется во столько же раз увеличивать K_0 ВУ и его частоту среза,

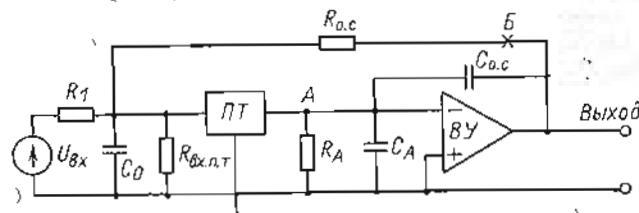


Рис. 3.24

что вызовет большие трудности, так как увеличение K_0 приведет к появлению в $K_{\text{в. у}}(s)$ дополнительных высокочастотных полюсов, ограничивающих $\omega_{\text{ср. в. у}}$.

Значительно лучший результат удается достигнуть, если обеспечить резкое увеличение R_A и ввести дополнительную обратную связь с выхода ВУ через $C_{\text{о. с}}$ на его вход (рис. 3.24). Тогда

$$K_{\text{р. у}}(s) \approx \frac{R_A K_{\text{п. т}} / K_0}{(Z_{\text{вх. п. т}} + R_{\text{о. с}}) (1 + sR_A C_{\text{о. с}} K_0) [(1 + s(C_{\text{о. с}} + C_A) / \omega_{\text{ср. в. у}} C_{\text{о. с}})]}, \quad (3.47)$$

Отсюда, считая $|Z_{\text{вх. п. т}}| \ll R_{\text{о. с}}$, находим:

$$\omega_{\text{ср. в. у}} \approx 1/C_{\text{о. с}} R_{\text{о. с}}; \quad \omega_{\text{п}} \approx \omega_{\text{ср. в. у}} C_{\text{о. с}} / (C_{\text{о. с}} + C_A),$$

где R_A — сопротивление, образованное выходным сопротивлением ПТ и входным ВУ; C_A — емкость, включающая выходную емкость ПТ и входную емкость ВУ; $K_{\text{п. т}}$ — коэффициент передачи по току (близкий к единице) ПТ; $\omega_{\text{п}}$ — частота, соответствующая высокочастотному полюсу.

Если принять, что $(\omega_{ср.р.у})_{max} = \omega_n/2$, то с учетом выражений для $\omega_{ср.р.у}$ и ω_n , получим:

$$C_{о.с} min \geq (1 + \sqrt{1 + 2\omega_{ср.в.у} C_A R_{о.с}}) / \omega_{ср.в.у} R_{о.с}; \quad (3.48)$$

$$(\omega_{ср.р.у})_{max} = \omega_{ср.в.у} / (1 + \sqrt{1 + 2\omega_{ср.в.у} C_A R_{о.с}}).$$

На основании (3.33)

$$\tau_{\delta min} \approx \frac{2,3}{\omega_{ср.в.у}} (1 + \sqrt{1 + 2\omega_{ср.в.у} C_A R_{о.с}}) \lg \frac{1}{\delta_{доп}}. \quad (3.49)$$

Заметим, что в схеме на рис. 3.24 от точки *Б* до точки *А* на низкой частоте обеспечивается усиление, равное $R_A/R_{о.с}$, поэтому снижаются требования к K_0 ВУ.

Для снижения погрешности, обусловленной конечностью $K_y(0)$ до 0,01% при $R_{о.с} = 10$ кОм, $R_A = 1$ МОм, достаточно иметь $K_0 \geq 1000$. При снижении K_0 облегчается получение высокой $f_{ср.в.у}$. На базе современных транзисторов с $f_T \geq 1$ ГГц, $C_K \leq 0,5$ пФ удается реализовать ВУ с $f_{ср} \geq 300$ МГц при $C_A \leq 2$ пФ, тогда с $R_{о.с} = 2,5$ кОм можно получить $\tau_{0,01} \approx 35$ нс и $\tau_{0,1} \approx 20$ нс, причем возможно дальнейшее снижение τ_{δ} за счет $R_{о.с}$.

Очень важным достоинством структуры ОУ с повторителем тока является то, что $\omega_{ср.р.у}$ и τ_{δ} практически не зависят от R_1 , т.е. от K_n РУ. Например, если $R_1 = 100$ Ом, $R_{о.с} = 10$ кОм, т.е. $K_n = 100$, то удастся обеспечить $\tau_{0,1} \approx 40$ нс. Если бы удалось обеспечить такое время установления с обычным ОУ при $K_n = 100$, то он должен был бы обладать $f_{ср} \approx 5$ ГГц.

Для сравнения отметим, что при структуре, изображенной на рис. 3.23, с теми же $R_{о.с} = R_A = 2,5$ кОм, $C_A = 2$ пФ согласно (3.47) $\tau_{0,01} \approx 200$ нс, при этом должен быть использован ВУ с $K_0 \geq 2 \cdot 10^4$ и $f_{ср.в.у} \approx 32$ МГц.

Построение конкретных схем ОУ — ПТ рассматривается в следующей главе.

Выше оценивалось время установления в предположении, что усилитель работает в линейной области и что не происходит ограничений из-за конечности максимальной скорости нарастания V_{max} . Для выполнения этого условия необходимо, чтобы во время переходного процесса $U_{вых}$ не вышло за пределы линейной области и чтобы

$$(dU_{вых}/dt)_{max} = V_{вых max} \leq V_{max}, \quad (3.50)$$

причем для инвертирующего РУ

$V_{вых max} = U_{вых max} \omega_{ср} / (1 + K_{min})$, а для неинвертирующего

$$V_{вых max} = U_{вых max} \omega_{ср} / K_{n min}.$$

Так как в первом случае значение $K_{n min}$ может быть близко к нулю, а во втором равно единице, то в худшем случае

(3.30) эквивалентно следующему условию:

$$V_{max} \geq U_{вых max} 2\pi f_{ср}.$$

Кроме того, чтобы избежать динамической перегрузки в момент приложения ко входу РУ ступенчатого напряжения, когда на входе ОУ возникает большое напряжение разбаланса, необходимы соответствующая структура РУ и схема входного каскада. На схемотехнике таких ОУ остановимся в гл. 4.

В большинстве ОУ условие (3.50) не выполняется и происходит перегрузка одного или нескольких каскадов ОУ. В этом случае время установления принципиально не может быть меньше $U_{вых max} / V_{max}$. В большинстве случаев происходит резкое затягивание переходного процесса, так как после перегрузки требуется дополнительное время для выхода каскадов из режима насыщения, необходимое для рассасывания носителей. Кроме того, при перегрузке происходит изменение режимов каскадов по постоянному току, что приводит к изменению разностей потенциалов на емкостях. Для выхода в линейную область требуется значительное время для их разряда. Этот эффект особенно выражен в усилителях с параллельными каналами при наличии разделительных конденсаторов. При перегрузке возможно нарушение монотонности переходного процесса, что дополнительно затягивает его длительность. Чтобы избежать нежелательных эффектов при перегрузках, широко применяют различные ограничители. В ряде случаев бывает целесообразным искусственно снизить скорость изменения входного сигнала (за счет затягивания фронтов), чтобы обеспечить $V_{вых} < V_{max}$, при этом нередко удается существенно уменьшить время перехода с одного уровня напряжения на другой с заданной точностью.

3.4. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ВЫСОКОЙ СКОРОСТИ ИЗМЕНЕНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В схемах ОУ всегда имеются либо емкости для цепей коррекции, либо входные и выходные емкости транзисторов. При изменении входного сигнала происходит изменение потенциалов на этих емкостях. Так как ток через емкость C под влиянием изменения напряжения равен

$$I_c = CdU_c/dt = CV_c,$$

то максимально возможная скорость изменения сигнала в какой-либо точке схемы ограничена максимальным током, который способна отдать предшествующая часть схемы, т.е.

$$V_{max} = I_{max} / C.$$

Большинство современных схем ОУ, как отмечалось ранее, в упрощенном виде эквивалентны схеме на рис.3.9. Рассмотрим ограничение V_{max} для различных точек схемы. Для коллекторной цепи T_3 (точка 3) $V_3 \approx I_3/5C_k$, где I_3 — начальный (режимный) коллекторный ток T_3 , C_k — емкость коллекторного перехода транзисторов T_3 — T_{11} и транзистора в составе ΓT_2 . Предполагается, что все транзисторы однотипны.

В точке 2

$$V_2 = I_2/C_k.$$

Сигнал в точке 2 изменяется незначительно за счет большого усиления транзистора T_3 , поэтому, казалось бы, что требования к I_2 значительно ниже, чем к I_3 . Но это не так. Ток, проходящий через емкость C_k транзистора T_3 , определяется не столько самой скоростью V_2 , сколько V_3 . Поэтому при оценке V_{max} и $I_{к2}$ в качестве V_2 надо принимать V_{max} . Так как обычно $I_2 < I_3/5$, то ограничение V_{max} в большей степени обусловлено значением I_2 . Аналогичная ситуация имеет место и в точке 1, так как через $C_{o.c}$ протекает ток, равный $V_2 C_{o.c}$.

Таким образом, V_{max} для схемы на рис.3.9 определяется наименьшим из следующих значений:

$$V_{max} = \begin{cases} I_1/(C_k + C_{o.c}); \\ I_2/C_k; \\ I_3/(5C_k + C_{o.c}). \end{cases} \quad (3.51)$$

В большинстве случаев основное ограничение накладывает малое значение I_1 . Например, при $I_1 = 100$ мкА, $C_{o.c} = 30$ пФ $V_{max} = 3$ В/мкс. Для увеличения V_{max} , очевидно, необходимо снижать $C_{o.c}$, выбирать транзисторы с минимальными C_k и увеличивать токи. Однако это вызывает рост f_{cp} , увеличение которой ограничено условиями устойчивости и требованиями к качеству переходного процесса, поэтому важно учитывать связь f_{cp} и V_{max} . Для той же схемы на рис. 3.9

$$f_{cp} \approx S_1/2\pi(C_{o.c} + C_k),$$

где $S_1^2 \approx I_1/2\varphi_T$ — крутизна входного каскада, причем φ_T — температурный потенциал, равный 0,026 В. Подставив отсюда $C_{o.c} + C_k$ в (3.51), получим:

$$V_{max} \approx 2\pi f_{cp} I_1/S_1 \approx 4\pi f_{cp} \varphi_T. \quad (3.52)$$

Если f_{cp} фиксирована, то увеличение V_{max} в такой схеме невозможно. Например, при $f_{cp} = 16$ МГц $V_{max} \approx 5$ В/мкс. Однако если в эмиттерные цепи T_3, T_4 ввести R_3 и тем самым уменьшить S_1 , то можно повысить V_{max} , не увеличивая f_{cp} .

Чтобы удовлетворить условию (3.50) с учетом (3.52), необходимо, чтобы

$$I_1/S_1 \approx 2I_1R_3 \geq U_{вых}/(1 + K_n).$$

Если K_n может снижаться до 0, то требуется $R_3 > U_{вых max}/2I_1$, но при этом падение напряжения на R_3 оказывается недопустимо большим, поэтому схему входного каскада на рис.3.9 полезно модифицировать как показано на рис.3.25. С увеличением R_3 падает усиление всего ОУ, поэтому такой путь не всегда приемлем. Для увеличения V_m оказывается предпочтительным применение полевых транзисторов во входном каскаде, отношение I_c/S_1 у которых больше, чем у биполярных.

Однако если даже во входном каскаде не происходит ограничения V_{max} и каскад на T_8 исключен из схемы на рис.3.9, а в качестве $C_{o.c}$ используется C_k транзистора T_3 , то V_{max} не может быть больше $I_3/4C_k$. Так, при $I_3 = 1$ мА и $C_k = 2$ пФ $V_m \leq 125$ В/мкс.

Радикальным методом увеличения V_m является переход к двухтактным схемам выходного усилителя (ВУ) и введение высокочастотного канала с большим выходным током. Как известно, выходной ток двухтактных схем не ограничен

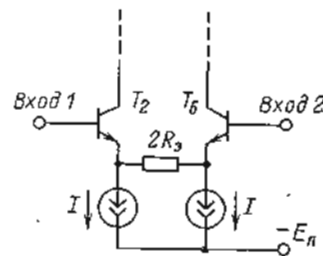


Рис. 3.25

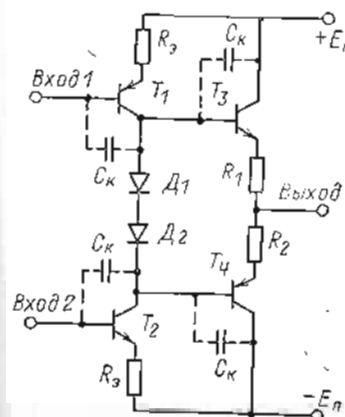


Рис. 3.26

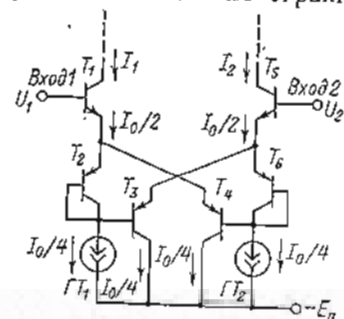


Рис. 3.27

начальным током транзисторов и определяется только предельно допустимыми значениями тока и мощности. Поэтому в двухтактных схемах V_{max} может быть увеличена в 10—100 раз по сравнению с однотактными схемами. Пример схемы

двухтактного ВУ приведен на рис.3.26. Она аналогична схеме ВУ в ОУ на рис. 3.9, но входной сигнал (от входного каскада) подается одновременно (в фазе) на базы T_1 и T_2 . При положительном сигнале запирается T_1 , а коллекторный ток T_2 равен $U_{вх}/R_3$. При обратной полярности роли транзисторов меняются. Для такой схемы

$$V_{max} \approx U_{вх max}/R_3 4C_k,$$

т.е. V_{max} ограничено только значением $U_{вх max}$. Так, при $R_3 = 100 \text{ Ом}$, $C_k = 2 \text{ пФ}$, $U_{вх max} = 2 \text{ В}$ скорость нарастания достигает 2500 В/мкс.

Такое значение V_m легко реализовать в схеме ОУ с высокочастотным параллельным каналом, который должен обеспечить $I_{вх} \geq 2C_k V_{max} \approx 10 \text{ мА}$.

Однако в одноканальном ОУ с дифференциальным каскадом добиться увеличения $I_{вх}$ трудно, так как обычный дифференциальный каскад имеет $I_{вх max}$ не более удвоенного значения начального тока. Начальный ток ограничен малым значением, так как его увеличение у биполярных транзисторов приводит к пропорциональному росту $I_{вх}$, а у полевых — к увеличению смещения и дрейфа нуля из-за дополнительного нагрева входного каскада. Поэтому такой путь увеличения V_{ax} малоэффективен.

Значительно лучший результат может быть получен в специальной схеме входного дифференциального каскада, показанной на рис. 3.27. При синфазном входном сигнале, т. е. при $U_1 = U_2$, коллекторные токи через T_1 и T_6 (предполагается строгая идентичность всех транзисторов) равны $I_0/2$ и практически не зависят от синфазного сигнала. Но при положительном дифференциальном сигнале $U_{вх} = U_1 - U_2$ растет напряжение на переходах база-эмиттер T_1 и T_4 . В результате токи через T_1 и T_4 будут неограниченно возрастать. При обратной полярности будут расти токи через T_3 и T_6 . Таким образом, максимальная разность коллекторных токов транзисторов T_1 и T_6 будет ограничена только предельно допустимыми значениями токов для этих транзисторов. Зависимость $I_{вх}$ от $U_{вх}$ для такой схемы можно выразить следующим образом [2]:

$$I_{вх} = I_1 - I_2 = I_0 \text{sh}(U_{вх}/2\varphi_T)/2. \quad (3.53)$$

При использовании входного каскада по схеме на рис. 3.27 возникают значительные схемотехнические трудности в согласовании его выхода со входом двухтактного выходного усилителя. Этот вопрос рассматривается в гл.4.

Другой эффективный путь увеличения V_m состоит в применении квазилинейного входного каскада [1]. Идея его по-

строения состоит в том, что в обычный дифференциальный каскад вводится дополнительная схема, входные транзисторы которой заперты и не влияют на статические параметры ОУ. Но в переходном процессе, когда входной сигнал превышает линейный диапазон основного каскада, происходит отпирание дополнительных транзисторов и их ток (пропорциональный $U_{вх}$) либо поступает на выход основного каскада, либо увеличивает ток I_0 и тем самым выходной ток. Примеры схем квазилинейных дифференциальных каскадов приведены на

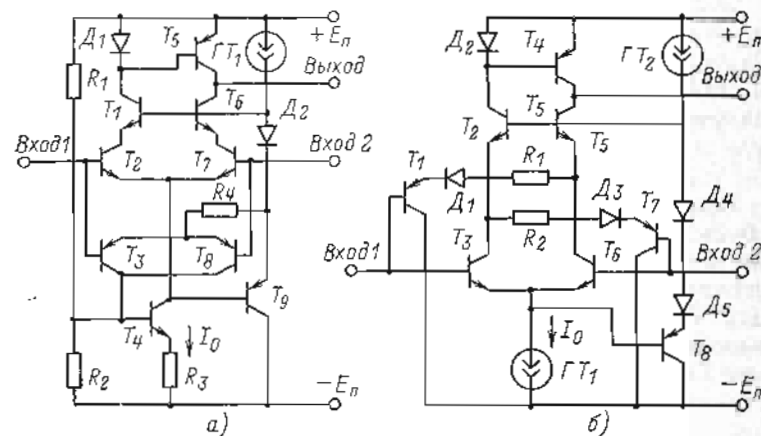


Рис. 3.28

рис. 3.28. Схема на рис. 3.28, а представляет собой дифференциальный каскад на транзисторах T_2, T_7 с генератором тока на T_4 в эмиттерной цепи. В коллекторную цепь каскада введена динамическая нагрузка D_1, T_5 с переходом на однополюсный выход. Каскад охвачен следящей связью с помощью эмиттерных повторителей на T_3, T_1, T_6 . При малом входном сигнале напряжение между базами и эмиттерами T_3, T_8 мало. Они практически заперты и не оказывают влияния на статические параметры схемы. В переходном процессе при большом входном напряжении (между базами T_2, T_7) происходит отпирание либо T_8 (при положительном сигнале на Входе 1), либо T_3 , при этом их коллекторный ток повышает потенциал на базе T_4 , что увеличивает его ток I_0 и, тем самым максимальный ток, отдаваемый каскадом. Таким образом, происходит расширение рабочего диапазона каскада и рост его V_{max} . Максимальный ток ограничен сопротивлением резистора R_1 .

Схема на рис. 3.28, б аналогична рассмотренной, за исключением элементов, расширяющих ее линейный диапазон. К ним

относятся $T_1, T_7, D_1, D_3, R_1, R_2$. При малом дифференциальном сигнале потенциалы на коллекторах T_3, T_6 относительно их баз равны примерно 0,5—0,6 В. Это напряжение недостаточно для отпираания переходов D_1, T_1 или D_3, T_7 , поэтому транзисторы T_1 и T_7 практически заперты. Только при большом разбалансе на входе происходит отпираание D_1, T_1 (при отрицательном напряжении на Входе 1), либо D_3, T_7 . Это приводит к увеличению тока транзистора T_2 (или T_5), т. е. дает примерно тот же эффект, что и в схеме на рис. 3.28, а.

Существует довольно большое разнообразие схем квазилинейных дифференциальных каскадов. Они подробно проанализированы в [1], поэтому здесь не будем рассматривать их свойства. Отметим только, что они позволяют во много раз увеличивать V_{max} и сокращать τ_6 без ухудшения дрейфа нуля и без увеличения $I_{вх}$, что является важным достоинством таких схем.

При их применении, так же как и схемы на рис. 3.27, с большим выходным током необходимо учитывать ограничения на величину V_{max} при одной из полярностей входного сигнала. Пусть напряжение на Входе 2 фиксировано, а на Входе 1 подан скачок напряжения отрицательной полярности относительно Входа 2. Тогда в схеме на рис. 3.27 происходит запираание T_1 , так как потенциал на его эмиттере не может мгновенно измениться из-за емкости C_k коллекторного перехода транзистора T_3 и транзистора, входящего в ΓT_1 , при этом скорость изменения потенциала на базе T_3 будет ограничена значением $I_0/8C_k$ (предполагается, что транзисторы в схеме имеют одинаковые C_k). Аналогичная ситуация имеет место в схемах на рис. 3.28 при положительном скачке напряжения на Входе 1. Чтобы началось увеличение тока через T_2 в схеме на рис. 3.28, а (или T_7 в схеме на рис. 3.28, б), необходимо увеличение потенциала на эмиттере T_6 (T_5) в цепи следящей связи. Но скорость изменения напряжения в этой цепи в начальный момент ограничена значением $I_0/2C_k$ из-за емкостей коллекторных переходов транзисторов T_4 и T_9 (T_8 и транзистора в ΓT_1 в схеме на рис. 3.28, б).

При другой полярности сигнала на том же входе происходит практически мгновенно увеличение токов T_3, T_4 (T_1). В результате V_{max} зависит от полярности сигнала. Однако это не означает, что V_{max} каскада ограничена значением $I_0/2C_k$. Как только начинает отпирается T_3 (схема на рис. 3.28, а) происходит увеличение I_0 и скорости изменения потенциала на его коллекторе. Но при большом значении V_{max} может наступить ограничение в цепи следящей связи. Поэтому ток ΓT_1 в схеме на рис. 3.28, а (или ΓT_2 в схеме на рис. 3.28, б) должен выбираться достаточно большим.

3.5. УМЕНЬШЕНИЕ ВРЕМЕНИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ПОСЛЕ ПЕРЕГРУЗОК

В ряде применений ОУ в течение части рабочего цикла возможно превышение входным сигналом линейного диапазона работы усилителя. Если после перегрузки скачком уменьшить $U_{вх}$ до уровня, лежащего в линейной области усилителя, то выходное напряжение придет к установившемуся значению со значительным запаздыванием по сравнению с тем, которое было при работе ОУ в линейной области. Это связано с насыщением отдельных транзисторов, а также с перезарядом емкостей, входящих в схему ОУ, что вызвано изменением режимов по постоянной составляющей усилительных каскадов при перегрузке.

Чтобы избежать запаздывания, вызванного выходом транзисторов из режима насыщения, необходимо так составить схему ОУ, чтобы при перегрузке транзисторы, участвующие в усилении сигнала, не входили

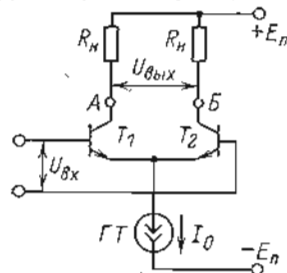


Рис. 3.29

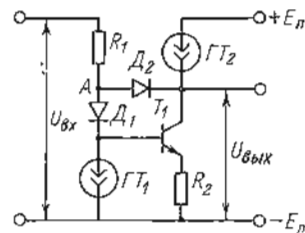


Рис. 3.30

в режим насыщения, т. е. чтобы их работа происходила всегда при запертом переходе коллектор—база. Этого можно достигнуть различными способами. Первый из них состоит в ограничении сигнала на входе каждого каскада с помощью диодов с малым временем рассасывания носителей, лучше всего с помощью диодов Шоттки. Такой способ применим только к каскадам с небольшим усилением, так как при большом усилении требуемый уровень ограничения значительно ниже, чем напряжение на открытых диодах.

Второй способ применим к дифференциальным каскадам. Он состоит в том, чтобы при максимальном $U_{вх}$ уровень $U_{вых}$ оставался меньше уровня ограничения. Например, если в схеме на рис. 3.29 выбрать $I_0 R_E$ меньше $E_n - U_{вх max}$, то напряжение на коллекторах транзисторов всегда будет положительным относительно их баз, т. е. будет обеспечена работа без насыщения транзисторов. Но такой путь приводит к снижению коэффициента усиления, так как требует малых номиналов R_E .

Более эффективным является ограничение $U_{вых}$ путем встречно-параллельного включения диодов на выходе (между точками А и Б).

Кроме того, широко применяется ограничение $U_{вых}$ путем введения величинной обратной связи, например по схеме на рис. 3.30. Если на вход подается большое положительное напряжение, такое, что напряже-

ние в точке A превысит $U_{\text{внх}}$, то откроется диод D_2 и $U_{\text{внх}}$ будет зафиксировано на уровне, примерно равном потенциалу базы, при этом коллекторный переход транзистора останется закрытым. Особенно хороший результат такая схема обеспечивает при использовании диода Шоттки в качестве D_2 .

Перечисленные методы увеличения V_{max} и уменьшения запаздывания или их модификации широко применяются в быстродействующих ОУ с малым временем установления. Защита транзисторов от режима насыщения значительно сокращает запаздывание, вносимое ОУ при перегрузке как по уровню, так и по скорости изменения сигнала. Отметим, что далеко не для всех схем ОУ подобная защита достаточна. Например, в ОУ МДМ или в усилителях с параллельным высокочастотным каналом, на выходе которого имеются разделительные конденсаторы, защита отдельных транзисторов и каскадов от режима насыщения не устраняет медленных переходных процессов, обусловленных перезарядкой емкостей. В этих случаях для ограничения сигнала весь ОУ полезно охватывать нелинейной обратной связью. Но такой ограничитель не предотвращает перегрузок отдельных каскадов при скорости изменения сигнала выше V_{max} , так как перегрузка может наступить при $U_{\text{внх}}$, значительно меньшем $U_{\text{внх max}}$. Кроме того, ограничитель в цепи обратной связи всего ОУ не всегда допустим из условий устойчивости, например в ОУ—ПТ.

Некоторые практические схемы, позволяющие уменьшить время восстановления после перегрузки, приведены в гл. 4 и 5.

3.6. МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЗАПАСА УСТОЙЧИВОСТИ

Запас устойчивости ОУ при работе в схеме РУ принято характеризовать отношением максимальной емкости нагрузки $C_{\text{n max}}$ к номинальной $C_{\text{n ном}}$. Под $C_{\text{n ном}}$ понимается максимальная емкость нагрузки, при которой сохраняются гарантированные динамические параметры ОУ, а под $C_{\text{n max}}$ — максимальная емкость, при которой для заданного диапазона изменений параметра цепи обратной связи и при оговоренных параметрах корректирующих цепей (если они предусмотрены в ОУ) обеспечивается устойчивость РУ, т. е. затухание переходного процесса после любых возмущающих воздействий входным сигналом. Как известно, устойчивость любой линейной динамической системы с отрицательной обратной связью обеспечивается, если передаточная функция $K_{\text{р.у}}(j\omega)$ по разомкнутому контуру обратной связи обладает тем свойством, что во всем диапазоне частот, где $|K_{\text{р.у}}(j\omega)| \geq 1$, вносимый фазовый сдвиг $\varphi_{\text{р.у}}$ (имеется в виду дополнительный фазовый сдвиг по сравнению с идеальным инвертирующим усилителем, который имеет $\varphi = -180^\circ$) остается менее 180° . Такая система называется абсолютно устойчивой. Устойчивость сохраняется также, если $\varphi_{\text{р.у}} > 180^\circ$ в диапа-

зоне частот, для которых $|K_{\text{р.у}}(j\omega)| > 1$, но на частоте среза $\omega_{\text{ср.р.у}}$, когда $|K_{\text{р.у}}(j\omega_{\text{ср.р.у}})| = 1$, становится менее 180° , т. е. годограф $K_{\text{р.у}}(j\omega)$ на комплексной плоскости не охватывает точку $j0$; -1 .

Так как наличие C_{n} приводит к увеличению $\varphi_{\text{р.у}}$ в области высоких частот, очевидно, что для увеличения запаса устойчивости желательно уменьшить отстающий фазовый сдвиг ОУ $\varphi_{\text{о.у}}$ во всем диапазоне частот, в котором изменяется $\omega_{\text{ср.р.у}}$ для заданного диапазона изменения параметров обратной связи (в частности, K_{n}). Для уменьшения $\varphi_{\text{о.у}}$ в $K_{\text{у}}(j\omega)$ целесообразно ввести множитель $(1 + j\omega/\omega_1)/(1 + j\omega/\omega_2)$.

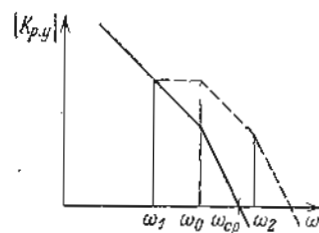


Рис. 3.31

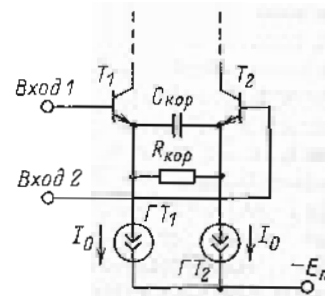


Рис. 3.32

Тогда исходная кривая $K_{\text{р.у}}(j\omega)$ (АЧХ), показанная сплошной линией на рис. 3.31, деформируется, как показано пунктиром. Предполагается, что полюс $\omega_0 = 1/T_0$ вносит цепь обратной связи. Если обеспечить $\omega_1 \approx \omega_0$ и $\omega_2 \gg \omega_1$, то это будет эквивалентно исходной АЧХ, но с увеличением ω_0 в ω_2/ω_1 раз. Можно показать, что допустимая C_{n} увеличится при этом в $(\omega_{\text{ср}} - \omega_0)/(\omega_{\text{ср}} - \omega_2)$ раз, причем, если обеспечить $\omega_2 \gg \omega_{\text{ср}}$, то РУ станет устойчивым при любом значении C_{n} . Чтобы ввести требуемый множитель в $K_{\text{у}}(s)$, необходимо ввести форсирующую корректирующую цепь. Такую цепь можно ввести, например, в эмиттерную цепь входного дифференциального каскада $R_{\text{кorp}}$, $C_{\text{кorp}}$, как показано на рис. 3.32, при этом в передаточной функции каскада появится требуемый множитель с

$$\omega_1 = 1/C_{\text{кorp}}R_{\text{кorp}}, \quad \omega_2 \approx \varphi_T/2C_{\text{кorp}}I_{\text{к}}$$

Возможно также введение аналогичной цепи в эмиттеры транзисторов выходного усилителя (см. рис. 3.26). Для этого достаточно зашунтировать эмиттерные резисторы $R_{\text{э}}$ емкостью $C_{\text{кorp}}$. Величины ω_1 и ω_2 определяются теми же соотношениями, но за $R_{\text{кorp}}$ принимается $R_{\text{э}}$ и за $2I_{\text{к}}$ — коллекторный ток транзисторов T_1, T_2 .

Помимо формирования соответствующей АЧХ ОУ увеличение запаса устойчивости можно достигнуть за счет уменьшения выходного сопротивления ОУ. С этой целью, как правило, на выходе применяется эмиттерный повторитель, причем, если предыдущий каскад имеет большое выходное сопротивление, может оказаться целесообразным применение двух каскадов эмиттерных повторителей.

При расчете выходного сопротивления эмиттерного повторителя необходимо учитывать, что активное сопротивление в цепи базы и само сопротивление базы транзистора преобразуются на выходе в индуктивную составляющую, эквивалентную $L \approx (R_6 + r_6)/\omega_T$ (ω_T — частота, на которой $|\beta| = 1$). Эта составляющая, как отмечалось в § 3.2, может вызвать резонансные явления совместно с C_n и значительно ухудшить устойчивость.

Ранее рассматривалась устойчивость РУ без учета нелинейных свойств ОУ. При разработке ОУ необходимо хотя бы качественно учитывать возможное ухудшение устойчивости, вызванное его нелинейностью, так как в некоторых типах усилителей при работе с параметрами цепи обратной связи и емкостью нагрузки C_n , близкими к границе устойчивости, наблюдается неустойчивость «в большом», т. е. возникновение автоколебаний после перегрузки усилителя входным сигналом, причем, чтобы прекратить автоколебания, приходится значительно уменьшать C_n или изменять параметры обратной связи. В радиотехнике подобное явление принято называть режимом «жесткого» самовозбуждения. Естественно, что для таких ОУ за максимально допустимое значение C_n приходится принимать значение емкости, при котором колебания срываются. Это значение может быть в несколько раз меньше значения C_n , при котором возникает генерация в линейной области (без перегрузки усилителя), т. е. происходит существенное сокращение области устойчивости.

Неустойчивость «в большом» обусловлена определенным типом нелинейности амплитудной характеристики системы. Известно, что аналитический анализ устойчивости с учетом нелинейных свойств связан с большими трудностями. Еще большие трудности возникают при необходимости синтеза таких устройств с заданными требованиями к границе устойчивости. Как показали исследования различных схем ОУ, усилители, обладающие «жестким» режимом самовозбуждения, в равных условиях обладают меньшей областью устойчивости, чем ОУ с «мягким» режимом самовозбуждения (когда значение C_n , при котором срывается генерация, равно значению C_n , при котором она возникает, и соответствует границе устойчивости в линейном рассмотрении). Таким об-

разом, всегда целесообразно так синтезировать схему ОУ, чтобы избежать «жесткого» режима самовозбуждения.

Как показали качественные теоретические исследования, подтвержденные большим числом экспериментов, чтобы избежать неустойчивости «в большом» или «жесткого» режима самовозбуждения, достаточно выполнить следующее условие:

$$\lim_{\substack{U \rightarrow 0 \\ \omega \rightarrow 0}} \varphi_{o,y}(\omega, U_{вх}) \geq \varphi_{o,y}(\omega, U_{вх}) \quad (3.54)$$

при $0 < \omega \leq \omega_{ср}$, $-U_{вх max} \leq U_{вх} \leq U_{вх max}$, где $\varphi_{o,y}$ — отстающий фазовый сдвиг, вносимый разомкнутым ОУ; $U_{вх}$ и $U_{вых}$ — соответственно амплитуда входного и выходного напряжения.

Условие (3.54) можно назвать принципом невозрастающей фазы, так как оно сводится к тому, что для любой фиксированной частоты входного синусоидального сигнала в диапазоне от 0 до $\omega_{ср}$ и при любом входном напряжении $U_{вх}$, не превышающем допустимого значения $U_{вх max}$, значение отстающего фазового сдвига $\varphi_{o,y}$ должно быть не более значения $\varphi_{o,y}$ при выходном напряжении, стремящемся к нулю, т. е. с ростом $U_{вх}$ не должно происходить возрастание фазы.

Для выполнения (3.54) применительно к любым ОУ практически достаточно проверить его для двух-трех частот в области $\omega_{ср}$, на низкой частоте (20—50 Гц) и на частоте несколько килогерц. При невыполнении (3.54) экспериментально легко найти каскад, вызывающий увеличение $\varphi_{o,y}$ с ростом $U_{вх}$ и изменить его схему так, чтобы избежать этого явления.

Принцип невозрастающей фазы позволяет сформулировать приводимые ниже рекомендации для синтеза схем ОУ без «жесткого» режима самовозбуждения.

1. Чтобы не происходило увеличения $\varphi_{o,y}$ с ростом $U_{вх}$, необходимо так строить усилительные каскады, чтобы при насыщении сигналом не происходило увеличения их выходных сопротивлений. Примером каскадов, в которых не выполняется эта рекомендация, является выходной усилитель из двух эмиттерных повторителей по схеме на рис. 3.33. При его работе в линейной области выходные сопротивления эмиттерных повторителей малы и емкости C_k и C_n вы-

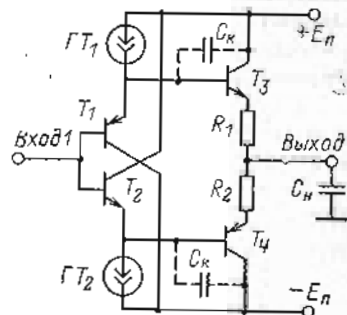


Рис. 3.33

зывают при синусоидальном сигнале небольшой отстающий фазовый сдвиг φ . Но при перегрузке каскада часть периода оказывается запертым транзистор T_1 или T_2 . В эту часть периода их выходные сопротивления резко возрастают, при этом на высоких частотах происходит увеличение $\varphi_{o,y}$ как за счет C_{κ} , так и за счет C_{π} . Экспериментальная проверка такого каскада подтверждает увеличение $\varphi_{o,y}$ с ростом $U_{вх}$ и $dU_{вх}/dt$. Наличие таких каскадов на выходе ОУ приводит к «жесткому» режиму генерации и уменьшению допустимого значения C_{π} по сравнению со значением C_{π} каскада на одном эмиттерном повторителе (T_3, T_4 на рис. 3.26), несмотря на то что в линейной области и выходное сопротивление меньше. Другим примером может служить выходной каскад на низкочастотном $p-n-p$ -транзисторе, охваченном отрицательной обратной связью через высокочастотный $n-p-n$ -транзистор. При перегрузке и насыщении $n-p-n$ -транзистора возрастает $R_{вых}$ и увеличивается фазовый сдвиг.

2. Корректирующие цепи местных обратных связей не должны применяться для уменьшения $\varphi_{o,y}$. Действительно, если какой-либо усилительный каскад охватить обратной связью через последовательно соединенные R и C , то для частот $\omega > 1/RC$ и большой глубины обратной связи $\varphi_{o,y}$ может быть резко уменьшен так, что отстающий фазовый сдвиг всего РУ окажется менее 180° и усилитель будет устойчив. Однако при перегрузке глубина обратной связи резко уменьшится, а $\varphi_{o,y}$ увеличится, что приведет к «жесткому» режиму самовозбуждения или вообще к неустойчивости.

3. В ОУ с параллельным высокочастотным каналом следует так выбирать области линейности каналов, чтобы линейный диапазон выходного сигнала высокочастотного канала был более линейного диапазона низкочастотного канала. При этом с ростом $U_{вх}$ не будет расти $\varphi_{o,y}$ и не возникнет режим «жесткого» самовозбуждения.

Глава четвертая

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ БЕЗ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛА (ОУ БП)

4.1. СХЕМЫ ОУ НЕВЫСОКОГО БЫСТРОДЕЙСТВИЯ С МАЛЫМ ДРЕЙФОМ НУЛЯ

Операционные усилители без преобразования сигнала значительно проще и технологичней (см. § 1.3), чем ОУ с преобразованием сигнала (ОУ ПС) или ОУ с периодической компенсацией дрейфа (ОУ ПКД). Благодаря этому они по

лучили большее распространение. Операционные усилители без преобразования сигнала удовлетворяют большинству современных требований как по быстродействию, так и по статическим параметрам. Только в редких случаях, когда требования стабильности нуля особенно высоки, приходится применять ОУ ПС. В настоящее время схемотехника и производство ОУ, обладающих средними значениями смещения (3—10 мВ) и дрейфа нуля (5—10 мкВ/К), хорошо освоены. Вопросы их построения достаточно полно освещены в [1—5]. Значительно большие трудности возникают при построении высокоточных ОУ. Поэтому из всего многообразия схем ОУ БП рассмотрим только примеры схем высокоточных ОУ. Требования высокого быстродействия и высокой статической точности в значительной мере противоречивы, так как для повышения быстродействия требуются большие токи каскадов (по крайней мере, при переходных процессах), что вызывает дополнительный нагрев и нестабильность нуля. В связи с этим ОУ, обладающие минимальным дрейфом нуля, имеют обычно невысокое быстродействие.

Среди ОУ БП, выполненных по полупроводниковой интегральной технологии, наилучшую стабильность нуля удается получить при использовании на входе биполярных транзисторов и реализации входного усилителя (Вх.У) на отдельном кристалле (что сводит к минимуму тепловую связь с выходным усилителем).

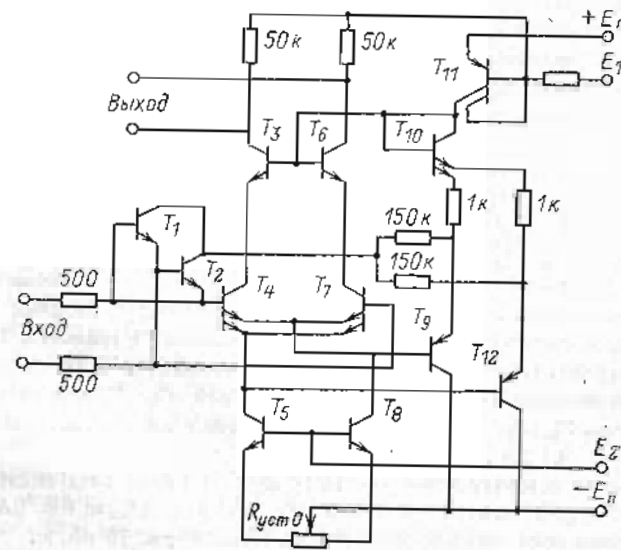


Рис. 4.1

Примером такой схемы Вх. У является интегральный предусилитель типа Lm 121 (США) [23], схема которого приведена на рис. 4.1. Особенностью схемы является применение на входе двух дифференциальных каскадов, включенных параллельно. Они образованы двухэмиттерными транзисторами T_4, T_7 (типа «супер- β ») с отдельными генераторами токов в эмиттерных цепях T_5 и T_8 . Площади эмиттерных областей каждой пары (T_4, T_7) выбраны неодинаковыми, при этом, если токи транзисторов T_8 и T_5 равны, смещение нуля одной пары имеет положительный знак, а другой — отрицательный. Суммирование их токов в коллекторных цепях при строгой симметрии обеспечивает равными нулю как смещение нуля, так и его дрейф. Из-за технологического разброса имеется небольшое смещение нуля, которое компенсируется с помощью внешней установки нуля ($R_{уст 0}$) за счет изменения соотношения токов в транзисторах T_6 и T_9 .

Такое построение входного каскада позволило получить очень близкое совпадение условий компенсации смещения нуля и температурного дрейфа нуля $a_{ЭТ}$. Так, при установке $E_{см} \leq 0,1$ мВ обеспечивается $a_{ЭТ} \leq 0,2$ мкВ/К. Достоинствами примененной схемы установки нуля являются также малая зависимость дрейфа нуля от температурного коэффициента $R_{уст 0}$, а также возможность изменять начальный ток каскада за счет изменения номинала $R_{уст 0}$.

Входные транзисторы охвачены следящей связью (с помощью эмиттерных повторителей на T_9, T_{12} и транзисторов T_3, T_6, T_{10}, T_{11}), которая обеспечивает постоянство напряжений эмиттер—коллектор транзисторов T_4, T_7 при изменении синфазной составляющей сигнала. Благодаря этому также повышаются стабильность нуля и величина $K_{о.с.с}$. Резисторы в коллекторных цепях T_3, T_6 являются нагрузкой. Благодаря тому что они выполнены по пленочной технологии с подгонкой отношения их номиналов, удалось исключить составляющую дрейфа нуля, обусловленную нестабильностью этих резисторов.

Как показали экспериментальные исследования [23], даже небольшие перегрузки входных транзисторов, вызывающие протекание обратных токов в переходах база-эмиттер, существенно ухудшают параметры входных транзисторов, в частности уменьшается коэффициент усиления по току $h_{21э} = \beta_0$. Так, при токе базы 10 мА значение β_0 постепенно падает до 20, а при токе 1 мА — до 70 (при начальном значении β_0 , составляющем несколько тысяч). В схеме Lm 121 защита входных транзисторов от большого входного сигнала осуществлена с помощью T_1, T_2 , которые ограничивают значение входного напряжения. Для получения высокой стабильности нуля опорные потенциалы E_1, E_2 токозадающих транзисторов T_5, T_8, T_{11} подводятся от специальной схемы стабилизатора (на рис. 4.1) не показана).

Основные параметры предусилителя Lm 121 имеют следующие значения: $K_y(0) \geq 50$, $a_{ЭТ} \leq 0,2$ мкВ/К, $I_{вх} \leq 8$ нА, $\Delta I_{вх} \leq 0,8$ нА (при коллекторном токе 30 мкА), $a_{IT} = 0,15$ нА/К, $\Delta a_{IT} \leq 15$ пА/К.

При добавлении предусилителя Lm 121 к интегральному ОУ широ-

кого применения обеспечиваются очень высокие статические характеристики, близкие к характеристикам ОУ МДМ. Однако из-за малости выходного тока предусилителя значение V_{max} не превышает 0,3 В/мкс при корректирующей емкости 30 пф.

На рис. 4.2 приведена схема высокоточного интегрального ОУ типа АД508 L [23] также с биполярными входными транзисторами типа «супер- β ». Входной дифференциальный каскад построен с использованием двух пар идентичных транзисторов (T_4, T_8, T_{13}, T_{15}). Они имеют общий

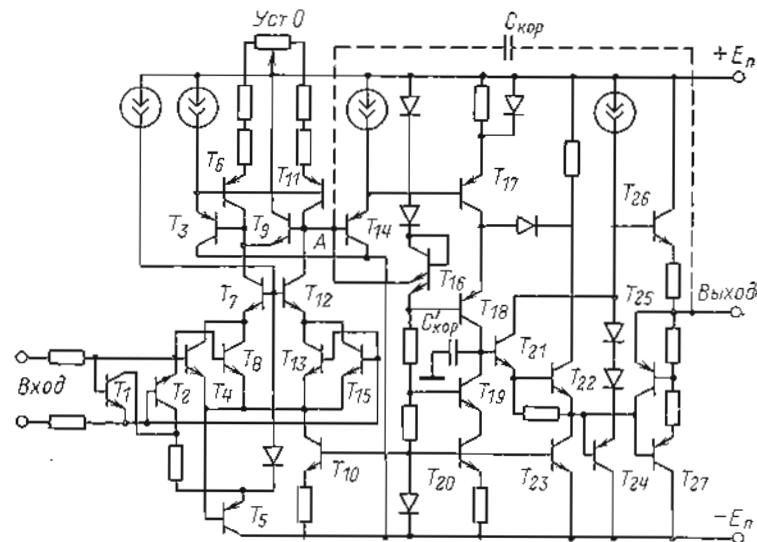


Рис. 4.2

генератор тока в эмиттерной цепи (T_{10}). Входные транзисторы охвачены следящей связью с помощью эмиттерных повторителей (T_6, T_7, T_{12}). Транзисторы T_3, T_6, T_{11} образуют динамическую нагрузку с переходом от дифференциальной схемы к однополюсному выходу (точка А). Эмиттерный повторитель на T_{14} служит для связи Вх. У с выходным усилителем (Вых. У). Выходной усилитель образован каскадом с ОЭ по каскодной схеме ($T_{17}-T_{20}$) однотактными эмиттерными повторителями на T_{21}, T_{22} и двухтактным выходным эмиттерным повторителем на T_{26}, T_{27} . Транзистор T_{25} ограничивает выходной ток при коротком замыкании.

Коллектор транзистора T_{21} подключен к базе T_{26} , т. е. его потенциал следит за выходным напряжением. За счет этого осуществляется компенсация проводимости база—коллектор транзистора T_{21} и обеспечивается очень высокое входное сопротивление каскада. Благодаря этому и применению каскодной схемы усиление ВУ очень велико (более 10^4).

Транзистор T_{16} (верхний эмиттер) служит для ограничения отрицательного потенциала в точке А при перегрузках усилителя. Транзисторы

T_1, T_2 ограничивают напряжение на входе, защищая тем самым входной каскад. Коррекция частотной характеристики осуществляется внешним конденсатором $C_{кор}$, вводимым между выходом в точке А, и внутренним $C'_{кор}$, вводимым между выходом каскада с ОЭ и землей.

Усилитель АД508L обладает следующими параметрами: $K_y(0) \geq 10^7$, $E_{см} \leq 1$ мВ, $a_{ET} \leq 1$ мкВ/К, $a_{IT} \approx 0,2$ нА/К, $f_{ср} \approx 0,4$ МГц, $V_m \approx 0,1$ В/мкс. Малость $E_{см}$ и a_{ET} достигнута за счет не только качества технологии и схемотехнических приемов, но и тщательно разработанной топологии. В частности, все транзисторы ВУ, у которых вы-

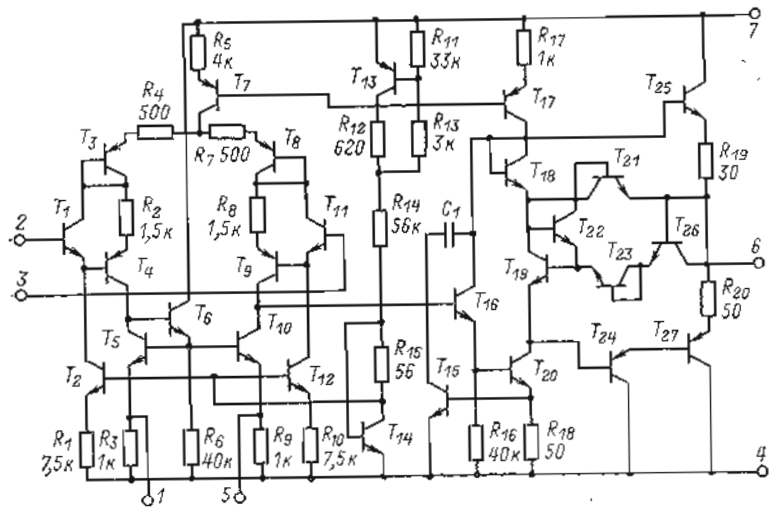


Рис. 4.3

деляемая мощность сильно зависит от выходного напряжения, расположены по оси кристалла так, что относительно этой оси обеспечивается тепловая симметрия независимо от знака и значения $U_{вых}$. Входные транзисторы T_4 и T_8 , а также T_{13} и T_{15} расположены симметрично относительно этой оси. Благодаря такой топологии тепловая обратная связь сведена к минимуму, что позволило получить очень высокое усиление, минимальный дрейф нуля и обеспечить очень малое время самопрогрева. Через 2—3 мин с момента включения $E_{см}$ отличается от установившегося значения всего на несколько микровольт. При скачкообразном изменении окружающей температуры переходный процесс, обусловленный a_{ET} , заканчивается примерно через 0,5 мин, причем процесс носит монотонный характер и не обладает гистерезисом.

Аналогичной схемой и близкими параметрами обладают ИОУ типа Лп 108 и его отечественный аналог К140УД14 [24].

Примером схемы ОУ с несколько большим быстродействием, но худшей, чем у Лп 108 или АД508, стабильностью нуля может служить

МС1456 (или отечественный аналог К140УД6). Его схема приведена [24, 25] на рис. 4.3. Входные транзисторы T_1, T_{11} типа «супер- β » охвачены следящей связью с помощью T_4, T_9 , которые поддерживают постоянным напряжение эмиттер—коллектор транзисторов T_1, T_{11} , при этом напряжение коллектор—база этих транзисторов практически равно падению напряжения на R_2, R_8 . Транзисторы T_1, T_4, T_9, T_{11} образуют дифференциальный каскад по составной схеме с генератором тока на T_7 в эмиттерных цепях транзисторов T_4, T_9 . В их коллекторных цепях включена динамическая нагрузка (T_5, T_8, T_{10}) с переходом от дифференциальной схемы к однополюсному выходу (коллектор T_{10}). В эмиттерные цепи T_4, T_9 введены транзисторы T_3, T_8 , включенные диодами, которые защищают входной каскад от пробоя большим дифференциальным напряжением. Резисторы R_1, R_7 уменьшают эквивалентную крутизну Вх.У, что при фиксированной частоте среза позволяет уменьшить емкость корректирующей обратной связи C_1 и тем самым увеличить максимальную скорость изменения $U_{вых}$.

Транзисторы T_2, T_{12} служат генераторами токов для питания входных транзисторов. Делитель $R_{12}, R_{11}, R_{13}, R_{14}, R_{15}, T_{13}, T_{14}$ задает опорные напряжения для генераторов тока.

Выходной усилитель состоит из составного каскада с ОЭ (T_{20}, T_{16}) с динамической нагрузкой (T_{17}), выходного эмиттерного повторителя (T_{24}, T_{25}, T_{27}), из элементов, задающих смещение для выходного каскада (T_{18}, T_{19}, T_{22}), и элементов, ограничивающих ток при коротком замыкании ($T_{16}, T_{21}, T_{23}, T_{28}$).

Операционный усилитель типа МС1456 обладает следующими параметрами: $K_y(0) \geq 5 \cdot 10^4$, $E_{см} \leq 2$ мВ, $a_{ET} \leq 5$ мкВ/К, $I_{вх} \leq 30$ нА, $\Delta I_{вх} \leq 10$ нА, $a_{IT} \leq 0,5$ нА/К, $K_{д.с.с} \geq 80$ дБ, $f_{ср} \geq 2$ МГц, $V_{max} \geq 2$ В/мкс.

Операционные усилители с полевыми транзисторами во входном каскаде, как правило, обладают значительно большим смещением и дрейфом нуля, чем ОУ на биполярных транзисторах, так как требуют более точного согласования режимов и идентичности элементов схемы. Но применение полевых транзисторов позволяет обеспечить меньший входной ток (особенно при низкой температуре) и большее значение V_{max} , поэтому они обладают несомненными преимуществами в тех областях, где эти параметры имеют первостепенное значение.

Среди ОУ с полевыми транзисторами на входе одним из лучших по стабильности нуля является ОУ, схема которого приведена на рис. 4.4, а [26]. Операционный усилитель обладает исключительно малыми значениями $E_{см} (\leq 0,5$ мВ) и $a_{ET} (\leq 1$ мкВ/К).

Такие высокие показатели достигнуты в значительной мере за счет не только качества технологии и тщательно проработанной топологии, но и применения лазерной подгонки режимов входного каскада и высокой стабильности генераторов токов на T_3, T_8 в истоках и на T_1, T_4, T_5, T_8 в стоках транзисторов T_2, T_7 входного дифференциального каскада.

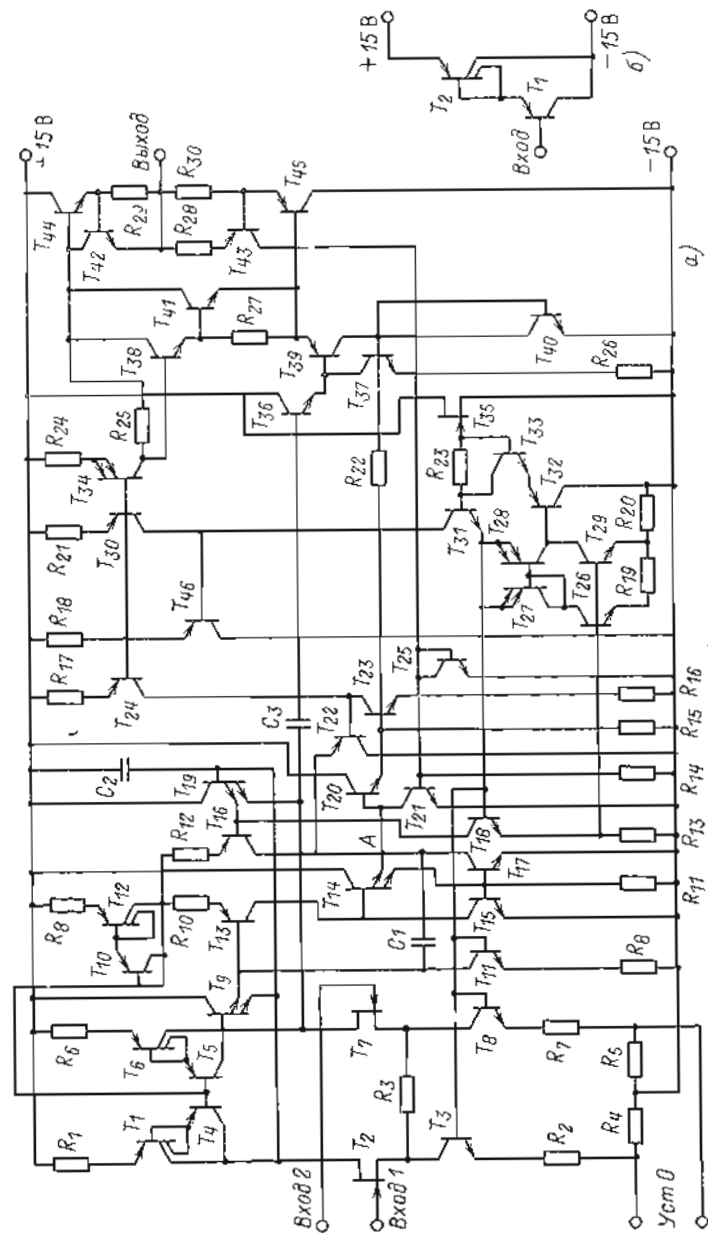


Рис. 4.4

Важной особенностью схемы является применение генераторов токов по составной схеме с двухколлекторными транзисторами (рис. 4.4, б). За счет отвлечения части (10—20%) коллекторного тока транзистора T_2 в эмиттер T_1 (при площади T_1 , большей площади T_2) удается стабилизировать суммарный коллекторный ток такой структуры и снизить его температурную зависимость до значения менее $10^{-3}/\text{K}$. Применение таких генераторов тока позволило снизить составляющую дрейфа, обусловленную их нестабильностью до $0,1 \text{ мкВ/K}$.

Компенсация смещения нуля достигается путем регулировки соотношения резисторов R_4, R_6 , что вызывает изменение падения напряжения на R_3 , т. е. балансирует напряжения затвор—исток транзисторов T_2, T_7 .

Компенсация температурного дрейфа осуществляется лазерной подгонкой тонкопленочных резисторов R_1, R_6 . Их отношение определяет отношение токов стоков транзисторов T_2, T_7 и, следовательно, температурный дрейф.

На выходе входного каскада введены эмиттерные повторители (T_9, T_{12}). Нижние эмиттеры этих транзисторов ограничивают максимальный уровень напряжения на выходе входного каскада при перегрузках. Верхние эмиттеры являются выходными. Они управляют вторым дифференциальным каскадом на $p-n-p$ -транзисторах T_{13}, T_{10} с динамической нагрузкой (T_{14}, T_{16}, T_{17}). Точка А является выходом входного усилителя. Далее сигнал поступает на эмиттерный повторитель на T_{20} , управляющий каскадом с ОЭ на T_{23}, T_{24} . Затем сигнал через два однотактных эмиттерных повторителя ($T_{36}, T_{37}, T_{38}, T_{34}$) поступает на двухтактный выходной повторитель на T_{44}, T_{45} . Транзисторы T_{38}, T_{41} определяют начальное смещение между базами транзисторов T_{44}, T_{45} . Для ограничения выходного тока при коротком замыкании выхода служат транзисторы T_{42}, T_{43}, T_{31} .

Для задания опорных потенциалов на базах транзисторов—генераторов стабильных токов ($T_3, T_8, T_{11}, T_{18}, T_{21}, T_{30}$) служит специальный стабилизатор напряжения, образованный транзисторами $T_{28}, T_{29}, T_{32}, T_{33}, T_{35}$.

Конденсатор C_1 образует пассивный параллельный канал высоких частот. Благодаря его наличию в области высоких частот происходит «отключение» каскада на низкочастотных $p-n-p$ -транзисторах (T_{13}, T_{10}) и значительно увеличивается быстродействие усилителя. Конденсатор C_2 служит для коррекции частотной характеристики.

Рассмотренный усилитель обладает следующими параметрами: $K_y(0) \cong 10^6$, $E_{см} \leq 0,5 \text{ мВ}$, $a_{ET} \leq 1 \text{ мкВ/K}$, $f_{ср} = 3 \text{ МГц}$, $V_{max} = 15 \text{ В/мкс}$, $I_{вх} \leq 2 \text{ пА}$, $E_{ш} = 2 \div 3 \text{ мкВ}$ (удвоенная амплитуда) в полосе $0,01-10 \text{ Гц}$.

Таким образом, ОУ, изготовленный по схеме на рис. 4.4, а, по $E_{см}$ и a_{ET} стоит на уровне лучших ОУ с входными каскадами на биполярных транзисторах и значительно превосходит их по значению $I_{вх}$ и быстродействию. Однако это достигнуто ценой значительного усложнения технологии и снижения процента выхода годных ОУ.

4.2. СХЕМЫ ОУ С МАЛЫМ ВХОДНЫМ ТОКОМ

Рассмотренный выше ОУ (см. рис. 4.4, а) [вполне можно отнести к усилителям с малым входным током. Примером ОУ с еще меньшим входным током может служить ОУ типа 8007 (США), схема которого приведена на рис. 4.5 [27].

На его входе также применены [полевые транзисторы с *p-n*-переходом (T_2, T_{10}). В их истоках введены генераторы токов на транзисторах T_1, T_8 , причем их токи задаются полевым] транзистором T_{12} , имеющим

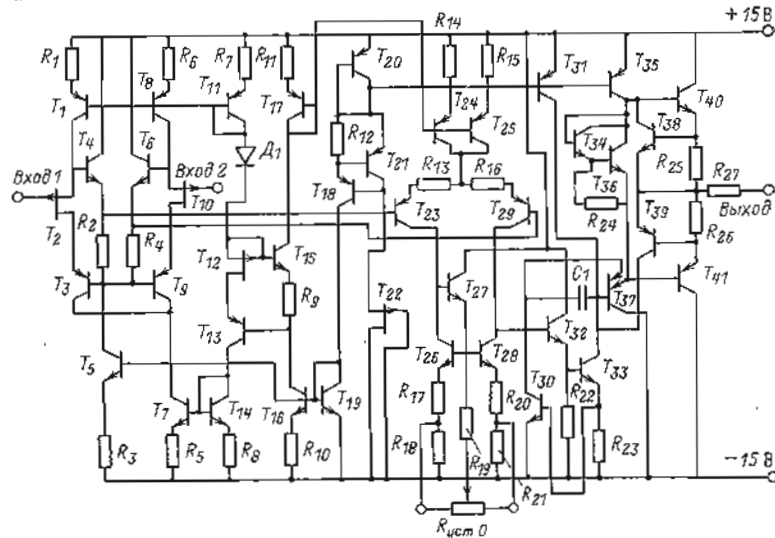


Рис. 4.5

несколько меньшую площадь, чем T_2, T_{10} , и работающим с нулевым смещением на затворе. Благодаря такому построению схемы между затворами и истоками основных входных транзисторов автоматически поддерживается небольшое напряжение запирающей полярности, причем оно практически не зависит от температуры. Это очень важная особенность данной схемы, позволившая преодолеть трудности, вызванные значительным разбросом напряжений на затворах и их сильной зависимостью от температуры. Это ухудшает стабильность нуля ОУ и снижает диапазон синфазных напряжений, так как требует увеличения напряжения сток—исток транзисторов. В схеме на рис. 4.5 это напряжение может быть минимальным и поддерживаться постоянным с помощью эмиттерных повторителей на T_4, T_6, T_3, T_9 . Интересной особенностью схемы является введение транзистора T_7 , который ограничивает максимальный ток через T_3, T_9 и тем самым защищает входные транзисторы от пробоя через цепь стоков при перегрузках и при переходных процессах.

Выход входной части дифференциальной (эмиттеры транзисторов T_4, T_6). Он соединен со вторым дифференциальным (каскадом (T_{23}, T_{29}) с динамической нагрузкой (T_{26}, T_{27}, T_{28}). Его выход (коллекторы транзисторов T_{28}, T_{29}) через эмиттерный повторитель (T_{32}) управляет каскадом с ОЭ (T_{31}, T_{32}), на выходе которого введены два каскада эмиттерных повторителей (T_{35}, T_{37} и T_{40}, T_{41}). Элементы T_{34}, T_{36}, R_{24} служат для задания смещения между базами транзисторов T_{40}, T_{41} . Транзисторы T_{35}, T_{39}, T_{30} ограничивают токи при перегрузках и защищают выходные транзисторы при коротком замыкании на выходе.

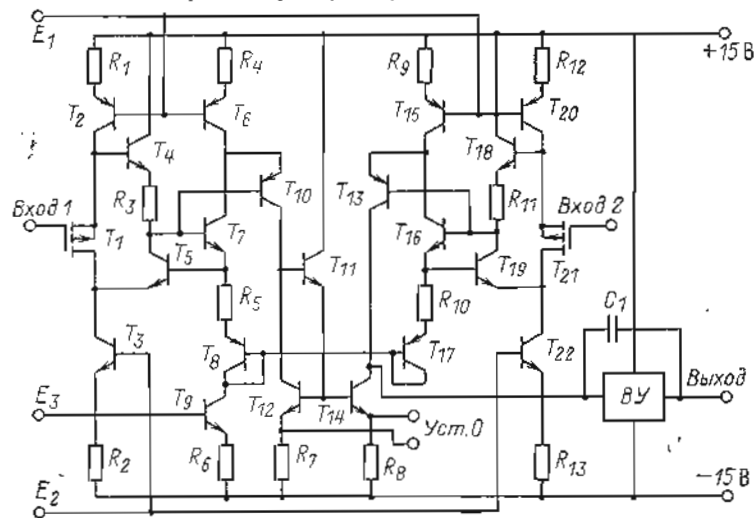


Рис. 4.6

Амплитудно-частотная характеристика усилителя формируется с помощью внутренней обратной связи через C_1 . Постоянная времени $C_1(R_{13} + R_{16})$ определяет частоту среза.

Установка нуля производится путем регулировки соотношения токов транзисторов T_{26} и T_{28} во втором каскаде. Это обеспечивает постоянство токов входных транзисторов и способствует повышению стабильности нуля.

Уменьшение входного тока ОУ достигнуто в значительной мере за счет качества технологии (чистоты материалов) и введения во входных транзисторах «нижних» затворов (соединенных с истоками), которые легированы слабее канала, при этом происходит незначительное снижение крутизны, но ток затвора уменьшается во много раз.

Ниже приведены основные параметры ОУ типа 8007: $E_{см} \leq 15$ мВ, $a_{ET} \leq 20$ мкВ/К, $I_{вх} \leq 0,3$ пА, $R_{вх} \approx 10^{12}$ Ом, $K_{0.c.c} \geq 90$ дБ, $V_{max} \geq 6$ В/мкс, $f_{cp} = 2$ МГц, спектральная плотность напряжения шума на частоте 10 Гц составляет 25 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$, тока шума — 0,01 пА/ $\sqrt{\text{Гц}}$, в полосе 0,1 Гц—1 кГц $E_{ш} \approx 3$ мкВ, эфф.

Еще меньшими значениями $I_{вх}$ и $a_{гТ}$ обладают ОУ с применением во входном каскаде МОП-транзисторов, ток затвора которых слабо зависит от температуры и легко может быть уменьшен до 10^{-13} — 10^{-15} А. Недостаток МОП-транзисторов состоит в значительно большем (чем у полевых с $p-n$ -переходом) смещении нуля и его зависимости от температуры. Однако применение специальной технологии позволило снизить $E_{см}$ до 5 мВ и $a_{гТ}$ до 20—30 мкВ/К. В [28] приведено описание ОУ с такими транзисторами на входе. Его упрощенная схема показана на рис. 4.6. Как показали исследования, балансировка $E_{см}$ за счет токов МОП-транзисторов (T_1 , T_{21}) [приводит к резкому увеличению дрейфа нуля. Поэтому установка нуля производится в промежуточном каскаде в эмиттерах транзисторов T_{12} , T_{14} , а входные транзисторы работают при стабильном токе.

В целях стоков и истоков входных транзисторов введены генераторы токов на T_2 , T_3 , T_{20} , T_{22} . Эмиттерные повторители на T_4 , T_7 , T_5 и T_{18} , T_{16} , T_{10} осуществляют следящую связь, которая поддерживает постоянным напряжение между стоком и истоком полевых транзисторов при изменении синфазного сигнала. Кроме того, такая связь позволяет компенсировать $E_{см}$ входного каскада за счет изменения токов транзисторов T_3 и T_{22} , при этом изменяется падение напряжения на R_3 , R_{11} , а токи через T_1 и T_{21} остаются практически постоянными.

Транзисторы T_7 , T_{16} являются входными для второго дифференциального каскада. В их эмиттерных цепях стоят небольшие сопротивления R_5 , R_{10} для получения требуемой крутизны входного каскада и $p-n-p$ -транзисторы T_8 , T_{17} в диодном включении, которые защищают T_7 , T_{16} от пробоя при большом дифференциальном сигнале и при переходных процессах. Транзистор T_9 служит генератором тока в эмиттерной цепи этого каскада, а T_6 , T_{15} — в коллекторной цепи. Изменения коллекторных токов транзисторов T_7 , T_{16} передаются через T_{10} , T_{13} в динамическую нагрузку, образованную транзисторами T_{11} , T_{12} , T_{14} . С коллектора транзистора T_{14} сигнал поступает в ВУ, схема которого на рисунке не показана. Она мало чем отличается от приведенных выше.

Потенциалы баз транзисторов — генераторов тока задаются от специального стабилизатора (на рис. 4.6 не показан).

Усилитель по схеме на рис. 4.6 обладает следующими параметрами: $E_{см} \leq 5$ мВ, $a_{гТ} \leq 22$ мкВ/К, $V_{max} \geq 15$ В/мкс, $f_{ср} = 5$ МГц, $I_{вх} \leq 1$ пА в диапазоне температур от -60 до $+125^\circ\text{C}$.

На рис. 4.7 приведена другая схема интегрального ОУ, повышение быстродействия которого достигнуто за счет применения комплементарных МОП-транзисторов [29]. Входной дифференциальный каскад образован МОП-транзисторами T_4 , T_6 с генератором тока (T_1 , T_2 , T_3) в цепях истоков и с динамической нагрузкой (T_5 , T_7) в цепях стоков. Вых. У образован каскадом на T_{10} с динамической нагрузкой на T_8 , T_9 и выходным каскадом на T_{11} , T_{12} .

Усилитель обеспечивает $K_y(0) \approx 10^5$, $E_{см} \leq 10$ мВ, $a_{гТ} \leq 30$ мкВ/К, $I_{вх} \leq 1$ пА, $f_{ср} = 10$ МГц, $V_{max} = 60$ В/мкс.

Отметим, что выход усилителя высокоомный (свыше 100 кОм), поэтому он не нуждается в защите от коротких замыканий, но $K_y(0)$ оказывается практически пропорциональным сопротивлению нагрузки (для $R_H \ll 100$ кОм).

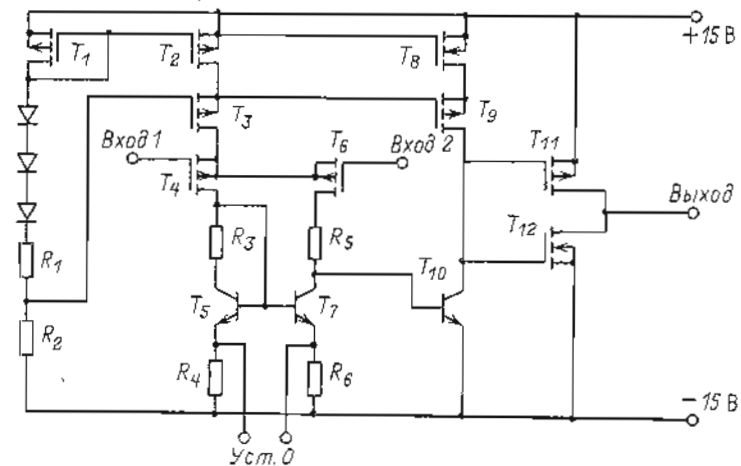


Рис. 4.7

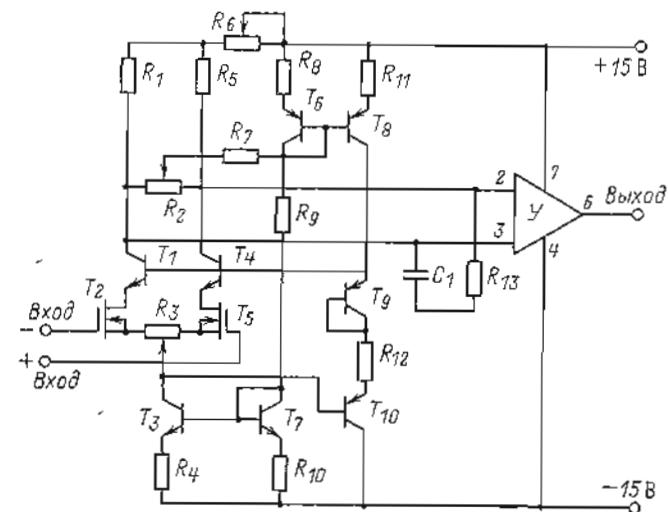


Рис. 4.8

На рис. 4.8 приведена схема ОУ, который изготовлен по модульной технологии. Входной дифференциальный каскад с входными МОП-транзисторами (T_2 , T_3) охвачен следящей связью через повторители на T_{10} , T_1 , T_4 , которая поддерживает постоянным напряжение исток — сток

входных транзисторов. Малое значение этого напряжения (около 2 В), его стабильность и небольшой ток стока (около 50 мкА) способствуют значительному увеличению стабильности нуля каскада.

В цепи нагрузки (R_1 , R_2) введена термокомпенсация, аналогичная рассмотренной в гл. 2 (см. рис. 2.15). Путем регулирования R_1 и R_2 удается снизить температурный дрейф со 100 до 5—10 мкВ/К. Установка нуля производится с помощью R_3 .

На выходе применяется стандартный интегральный ОУ, например типа К140УД7 или К140УД12. Последний предпочтительнее, так как вызывает меньший самопрогрев схемы.

Входная МОП-пара обладает разбросом напряжений затвор—исток ≤ 50 мВ и $I_{вх} \leq 10^{-14}$ А. После регулировки и получасового самопрогрева ОУ, изготовленного по схеме на рис. 4.8, обеспечивает следующие параметры: $E_{см} \leq 10$ мВ, $a_{ET} \leq 10$ мкВ/К, $I_{вк} \leq 0,01$ нА, $K_{о.с.с} \geq 80$ дБ, $f_{ср} \geq 1$ МГц, $V_{max} \geq 1,0$ В/мкс.

4.3. СХЕМЫ ОУ ПОВЫШЕННОГО БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ПО ИНВЕРТИРУЮЩЕМУ ВХОДУ

В ряде применения ОУ требуется высокое быстродействие только по одному инвертирующему входу. Построение таких ОУ оказывается значительно проще, чем дифференциальных с одинаковым быстродействием по обоим входам. По инвертирующему входу удается обеспечить предельно

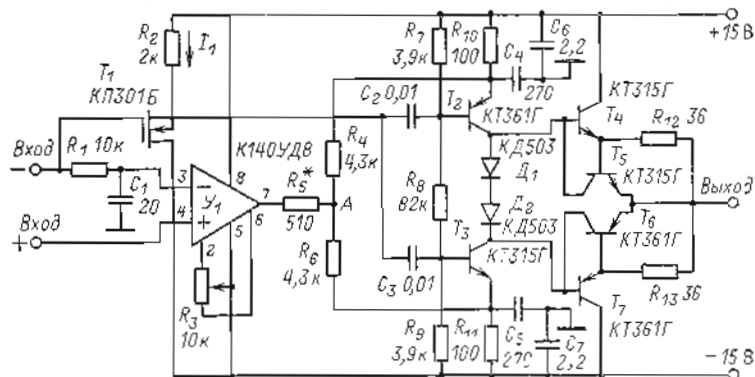


Рис. 4.9

высокие значения граничной частоты f_0 и скорости нарастания V_{max} . Учитывая эти обстоятельства, такие ОУ целесообразно разрабатывать и выпускать наряду с дифференциальным ОУ с симметричными входами.

На рис. 4.9 приведена схема ОУ с параллельным высокочастотным каналом и двухтактным выходным усилителем.

Схема рассчитана для выполнения по гибридной технологии, но на рисунке указаны обычные корпусные транзисторы, с которыми проводились экспериментальные исследования.

Высокочастотный канал образован истоковым повторителем T_1 , сигнал с выхода которого через разделительные конденсаторы C_2 , C_3 поступает на базы транзисторов T_2 , T_3 двухтактного выходного усилителя. В состав низкочастотного канала входит интегральный ОУ U_1 с фильтром на входе (R_1 , C_1). Сигнал с выхода ИОУ через R_4 — R_6 поступает в эмиттерные цепи транзисторов T_2 , T_3 Вых. У. В состав последнего помимо каскада с ОЭ (T_2 , T_3) входят также двухтактный эмиттерный повторитель (T_4 , T_7), схема защиты от короткого замыкания (T_5 , T_6) и другие относящиеся к ним элементы. Передаточная функция такого ОУ находится как сумма передаточных функций высокочастотного и низкочастотного каналов, которые соответственно равны:

$$K_{в.ч}(s) \approx \frac{sC_p R_{вх}}{[1 + sC_p(R_{вх} + 2R_{вых1})]} \frac{K_{в.у}(0)}{[1 + s2C_k R_{вых1} K_{в.у}(0)]};$$

$$K_{н.ч}(s) \approx \frac{i}{(1 + sT_{вх})} \frac{K_0}{(1 + sK_0/\omega_c)} \frac{K_{в.у}(0) R_8/R_d}{[1 + s2C_k R_{вых1} K_{в.у}(0)]},$$

где C_p — емкость разделительных конденсаторов $C_2 = C_3$; $R_{вх}$ — входное сопротивление Вых. У с учетом делителя R_7 , R_8 , R_9 ; $R_{вых1}$ — выходное сопротивление повторителя на T_1 ; $K_{в.у}(0) \approx r_k/2R_a$ — усиление Вых. У на постоянном токе; r_k — коллекторное сопротивление транзистора T_2 (T_3) в схеме с ОЭ; $R_8 = r_b + R_{10}$ — эквивалентное сопротивление в цепи эмиттера транзистора T_2 (T_3); C_k — емкость коллекторного перехода транзистора T_2 (T_3); $T_{вх} = R_1 C_1$; K_0 — усиление на постоянном токе U_1 ; $\omega_{ср1}$ — частота среза U_1 ; $R_d = R_4 + R_5 = R_0 + R_6$.

Для получения суммарной АЧХ с $\gamma = 20$ дБ/дек необходимо, чтобы на частоте ω_0 , при которой начинается уменьшение $K_{в.у}$, обеспечивалось равенство $|K_{н.ч}(j\omega_0)| = |K_{в.ч}(j\omega_0)|$. Оно выполняется, если

$$\omega_{ср1} R_8 / \omega_0 R_d = R_{вх} / (R_{вх} + 2R_{вых1})$$

или

$$2\omega_{ср1} C_k R_{вых1} r_k / R_d = R_{вх} / (R_{вх} + 2R_{вых1}).$$

Для значений параметров, приведенных на рис. 4.9, требуется иметь U_1 с $f_{ср1} \approx 2,2$ МГц, причем точная подгонка условий сопряжения каналов может быть выполнена путем регулировки R_8 . Остальные параметры узлов схемы имеют следующие значения: $K_{в.у}(0) \approx 900$, $R_{вых1} \approx 500$ Ом, $R_{вх} = 2$ кОм, $R_d = 4,3$ кОм, $r_k = 100$ кОм, $C_k = 4$ пФ, $f_0 = \omega_0/2\pi = 45$ кГц. Весь ОУ имеет

$$f_{ср} \approx 1/4\pi R_{вых1} C_k \approx 40$$
 МГц.

При введении конденсаторов C_4 , C_5 в эмиттерные цепи T_2 , T_3 снижается фазовый сдвиг на частотах 6—30 МГц, что способствует увеличению запаса устойчивости. При работе с $R_{о.с} = 10 \div 100$ кОм ОУ сохраняет устойчивость при емкостной нагрузке примерно 1000 пФ.

Скорость нарастания такого ОУ определяется отношением $I_1/2C_k$ (I_1 — начальный ток T_1). Так как $I_1 \approx 3$ мА, то $V_{max} \approx 450$ В/мкс. Чтобы при такой V_{max} не происходила динамическая перегрузка U_1 , допустимая скорость нарастания для него должна быть не менее $U_{вхmax}/(K_A T_{вх})$ (где K_A — усиление от точки A до выхода на частоте ω_B). Чтобы снизить требования к U_1 , выгодно увеличивать $T_{вх}$, однако при $T_{вх}\omega_B > 0,1$ заметно возрастает фазовый сдвиг на частоте сопряжения ω_B , что увеличивает τ_0 . При выбранных в схеме на рис. 4.9 параметрах U_1 должен иметь $V_{max} \geq 5$ В/мкс, что обеспечивает, например, ИОУ типа К14ОУД8Б. Несмотря на большие значения $f_{ср}$ и V_m , ОУ, выполненный по схеме, изображенной на рис. 4.9, имеет сравнительно большое время установления для малых δ ($\tau_{0,1\%} \approx 2$ мкс, $\tau_{1\%} \approx 0,3$ мкс в режиме инвертора с $R_{о.с} = 10$ кОм).

Статические параметры ОУ, выполненного по схеме на рис. 4.9, полностью определяются свойствами примененного U_1 . Шумы в диапазоне частот $\omega > \omega_B$ в основном зависят от свойств T_1 .

Отметим, что для повышения надежности такого ОУ в режиме короткого замыкания на выходе целесообразно обеспечить малое тепловое сопротивление между T_4 , T_5 и T_6 , T_7 . В этом случае осуществляется тепловая обратная связь, которая дополнительно уменьшает ток короткого замыкания. Это происходит потому, что нагрев T_5 (T_6) за счет увеличения мощности, рассеиваемой T_4 (T_7), приводит к уменьшению напряжения на его эмиттерном переходе, что вызывает снижение уровня ограничиваемого им выходного тока.

Скорость нарастания сигнала в схеме на рис. 4.9 может быть существенно увеличена за счет применения в высокочастотном канале двухтактного повторителя. Наиболее простой схемой такого повторителя является пара КМОП-транзисторов с объединенными истоками (рис. 4.10, а). Для реализации схемы необходимо, чтобы оба транзистора могли работать в линейном режиме при равных потенциалах на затворах и истоках. Выходной ток такого повторителя может превышать 10 мА, что достаточно для обеспечения $V_{max} \approx 1000$ В/мкс. Для увеличения V_{max} может быть использована также схема двухтактного повторителя с биполярными транзисторами (рис. 4.10, б) на выходе. При применении биполярных транзисторов снижается выходное сопротивление повторителя, при этом удается применить форсирующий фильтр R_4 , C_2 , который уменьшает фазовый сдвиг на высоких частотах и позволяет увеличить $f_{ср}$ до 100 МГц. Чтобы исключить фазовый сдвиг, вносимый входным повторителем на T_1 , введен конденсатор C_1 . С таким повторителем ОУ, выполненный по схеме на рис. 4.9, при использовании транзисторов с $f_T \geq 600$ МГц и $C_k \leq 2,5$ пФ позволяет получить $V_{max} \approx 2500$ В/мкс.

Естественно, что при этом резко возрастают требования к динамическим свойствам U_1 , так как с увеличением $f_{ср}$ растет частота сопряжения и уменьшается значение $C_1 R_1$.

В качестве повторителя с большим выходным током может быть использована также схема на рис. 4.10, в. Она состоит из двух каскадов

однотактных эмиттерных повторителей на транзисторах противоположной проводимости T_1 , T_3 . Транзистор T_2 образует генератор тока для T_1 . При скачке $U_{вх} > 0$ происходит запираание T_3 , и, если бы не было D_3 , выходной ток определялся бы начальным током через R_5 . Введение D_3 позволяет получить большой $I_{вх}$ за счет протекания тока транзистора T_3 через D_3 . Значение $I_{вх}$ ограничено только предельно допустимым током для T_1 .

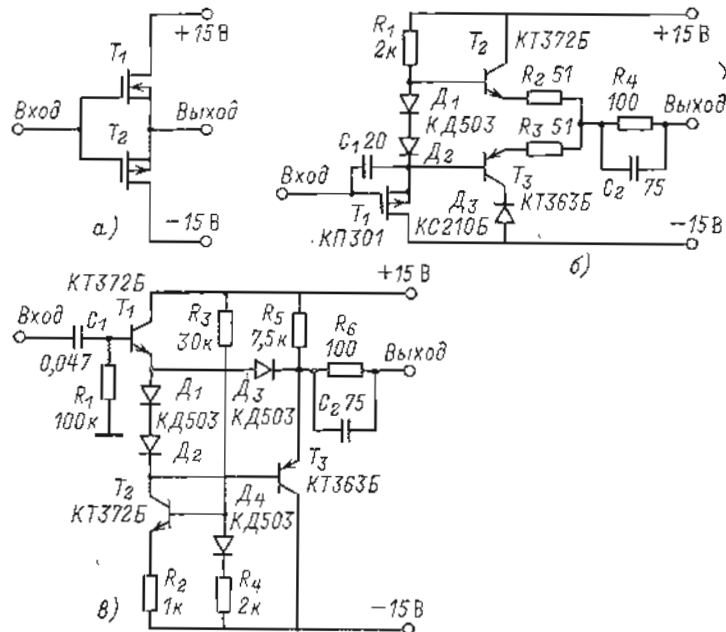


Рис. 4.10

При скачке $U_{вх} < 0$ происходит запираание T_1 , при этом большой $I_{вх}$ получается за счет наличия T_3 , причем большой ток транзистора T_2 обеспечивает высокую скорость изменения сигнала на базе T_3 . Для приведенных на схеме параметров V_{max} составляет около 1000 В/мкс. Чтобы через D_3 не протекал большой начальный ток, необходимо, чтобы падение напряжения на нем было меньше, чем на эмиттерном переходе транзистора T_3 (все диоды могут быть одинаковыми).

Преимуществами такого повторителя являются меньший фазовый сдвиг на высоких частотах и меньшая входная емкость, чем у рассмотренных выше. К недостаткам относится необходимость применять на входе разделительную RC -цепь, чтобы исключить проникновение на вход ОУ большого тока базы транзистора T_1 (около 40 мкА). Кроме того, ОУ с таким повторителем имеет заметно больший входной ток шумов в области высоких частот.

Отметим, что ОУ, выполненный по схеме на рис. 4.9, с двухтактным

повторителем обеспечивает очень высокое быстродействие в случаях, когда допустима сравнительно большая погрешность. Так, время установления в режиме инвертора с погрешностью 0,5% составляет всего 40 нс, но если требуется $\delta = 0,01 \div 0,1\%$, значение τ_{δ} возрастает в десятки раз

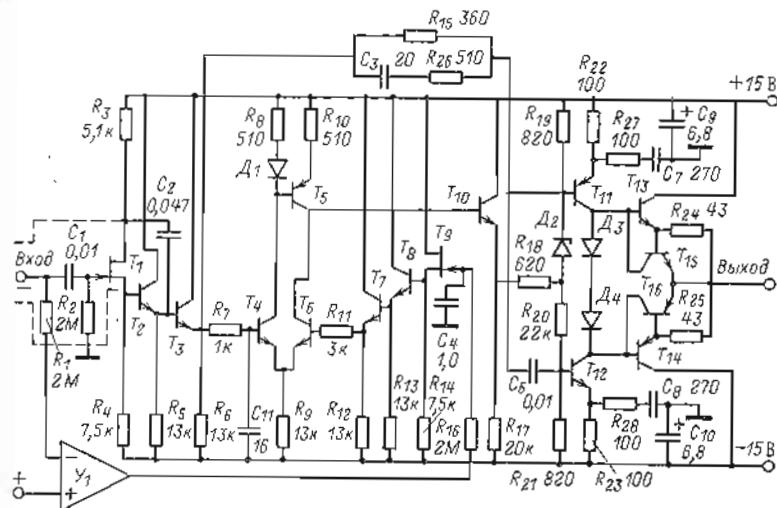


Рис. 4.11

из-за трудностей точного сопряжения параллельных каналов и защиты Y_1 от перегрузок входным сигналом.

Операционные усилители с несимметричным входом позволяют сравнительно легко реализовать АЧХ с максимально широкой полосой про-

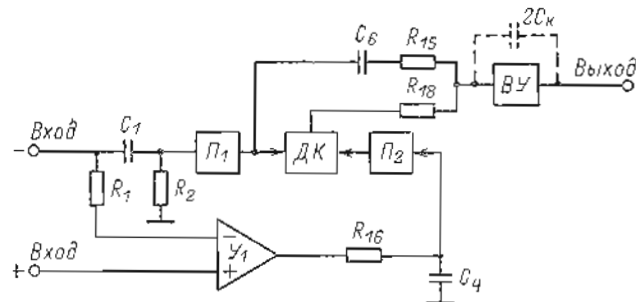


Рис. 4.12

пускания, в которой частотная погрешность не превышает заданную δ . Например, если в схеме на рис. 4.9 применить Y_1 с $f_{ср} = 15$ МГц и уменьшить C_1 до 10 пФ, то при тех же параметрах остальных элементов обеспечивается АЧХ с затуханием 40 дБ/дек в диапазоне от 45 до 300 кГц и $K_y \geq 2 \cdot 10^3$ до 80 кГц. В режиме инвертора такой ОУ имеет частотную погрешность (векторную) менее 0,1% в диапазоне частот от 0 до 80 кГц.

Пример схемы ОУ с максимальной f_{δ} и минимальной входной емкостью приведен на рис. 4.11. Его структурная схема показана на рис. 4.12 (обозначения на рис. 4.12 аналогичны обозначениям на принципиальной электрической схеме на рис. 4.11). Усилитель имеет три канала усиления: низкочастотный (НЧ), образованный усилителем Y_1 и повторителем P_2 , среднечастотный (СЧ) — дифференциальный каскад ДК и высокочастотный (ВЧ) — повторитель P_1 . Сигналы с выхода СЧ- и ВЧ-каналов суммируются на входе выходного усилителя ВУ с помощью R_{16} и R_{18} .

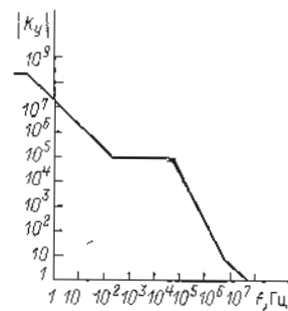


Рис. 4.13

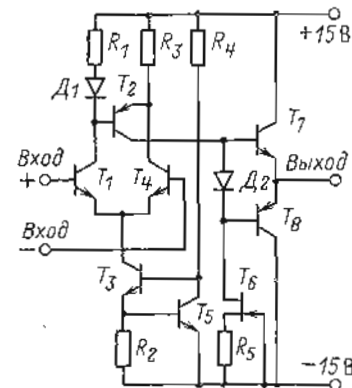


Рис. 4.14

Параметры усилителя выбраны так, что происходит одновременное затухание АЧХ СЧ-канала и ВУ, вследствие чего суммарная АЧХ (K_y) в диапазоне частот от 70 кГц до 7 МГц имеет наклон 40 дБ/дек (рис. 4.13). Это позволило обеспечить очень высокое усиление (около $3 \cdot 10^4$) до 100 кГц. Но на высоких частотах усиление СЧ-канала менее единицы и сигнал проходит по ВЧ-каналу. Благодаря этому в области высоких частот, близких к $f_{ср}$, обеспечивается $\varphi_y \approx -90^\circ$. Для получения малого фазового сдвига на высоких частотах в ВЧ-канале приходится применять СВЧ-транзисторы, работающие при больших токах, что приводит к большому смещению и нестабильности нуля. Однако применение НЧ-канала с высокоточным (но медленнодействующим) Y_1 позволяет совместить быстродействие ВЧ-канала со стабильностью НЧ-канала.

Повторители P_1 и P_2 состоят (см. рис. 4.11 и 4.12) из истоковых повторителей (на T_1, T_6) на высокочастотных полевых транзисторах (например, типа КП303В) и эмиттерных повторителей (на T_2, T_3, T_7, T_8). Для переменной составляющей в P_1 осуществлена следающая связь через C_2 , которая резко уменьшает влияние емкости затвор—сток T_1 . Входные элементы R_1, R_2, C_1, T_1 помещены в экран, соединенный по переменной составляющей с истоком T_1 , что уменьшает емкость этих элементов относительно земли. Введение следающей связи позволило снизить входную емкость ОУ до 0,4 пФ, что очень важно при работе в схеме с высокоомными цепями. Для получения приведенной на рис. 4.13 АЧХ в качест-

ве T_2, T_3 должны применяться транзисторы с малыми C_k (≤ 1 пФ) и высокой f_T (≥ 2 ГГц), например типа КТ372Б. Канал СЧ состоит из простого дифференциального каскада на T_4, T_6 с динамической нагрузкой D_1, T_5, R_8, R_{10} и эмиттерного повторителя T_{10} . Усиление СЧ-канала с учетом деления сигнала на R_{18}, R_{15} — около 100. Значения сопротивлений в базовых цепях T_4, T_6 выбраны так, что на частоте 7 МГц усиление СЧ- и ВЧ-каналов становится равным, а на более высоких частотах СЧ канал «отключается» и не ухудшает фазовой характеристики ВЧ-канала.

Выходной усилитель (ВЧ) состоит из делителя $R_{19}—R_{21}, D_2$, каскада с ОЭ на T_{11}, T_{12} и эмиттерного повторителя на T_{13}, T_{14} . Его схема аналогична схеме, показанной на рис. 4.9. Стабилитрон D_2 введен для согласования уровней постоянных напряжений СЧ-канала со входом ВУ. При использовании в ВУ транзисторов с $C_k \leq 4$ пФ и $f_T = 300 \div 400$ МГц обеспечивались $K_{в.у} \approx 900, f_{ср.в.у} \approx 40 \div 45$ МГц.

Общая АЧХ усилителя приведена на рис. 4.13. Благодаря большому усилению (около $3 \cdot 10^4$ на частоте 100 кГц) и малой входной емкости (0,4 пФ) обеспечивается широкая полоса пропускания (100 кГц) при очень малой погрешности. В режиме инвертора $\delta \approx 0,01\%$. Для получения таких малых погрешностей необходимо, чтобы отношение сопротивлений обратной связи РУ к входному обеспечивалось с еще большей точностью в диапазоне частот от 0 до 100 кГц. Отметим, что это требование для сопротивлений около 100 кОм и более выполнить довольно трудно, так как существенную роль играют распределенные параметры.

Входной ток, смещение нуля и их дрейф в схеме на рис. 4.11 определяются в основном параметрами Y_1 . В схеме использован Y_1 с усилением около 2000, который имел $I_{вх} \leq 10$ пА, $E_{см} \leq 10$ мкВ, $a_{IT} \leq 0,1$ пА/К, $a_{ET} \leq 0,1$ мкВ/К. При этом весь ОУ имел $I_{вх} \leq 10$ пА, $E_{см} \leq 15$ мкВ, $a_{IT} \leq 0,1$ пА/К, $a_{ET} \leq 0,5$ мкВ/К.

Рассмотренный ОУ рассчитан для работы с малым коэффициентом передачи (0,001—1). Его применение особенно эффективно в измерительных схемах повышенной точности с высокоомными (0,1—1 МОм) цепями обратной связи.

4.4. СХЕМЫ ОУ ПОВЫШЕННОГО БЫСТРОДЕЙСТВИЯ С СИММЕТРИЧНЫМИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМИ ВХОДАМИ

При построении быстродействующих дифференциальных ОУ (ДООУ) с симметричными входами и большим диапазоном синфазных сигналов (± 10 В) приходится сталкиваться со значительными трудностями из-за ограничений значения V_{max} во входном дифференциальном каскаде (ДК) и цепях связи с выходным усилителем.

Как отмечалось в гл. 3, повышение V_{max} в дифференциальном каскаде может быть достигнуто за счет увеличения

начального (режимного) тока в ДК. Этот наиболее простой путь был принят при разработке многих быстродействующих ИОУ, например типа НХ0032, ЛН0062 (США) [30].

Схема усилителя (в несколько упрощенном виде) приведена на рис. 4.14. Входной усилитель — это обычный ДК ($T_1, T_2—T_5$) на биполярных транзисторах. Выходной каскад — двухтактный эмиттерный повторитель (T_7, T_8). Транзистор T_2 с динамической нагрузкой на полевом транзисторе T_6 осуществляет связь между каскадами.

Начальный ток транзисторов T_3 и T_6 выбран около 5 мА, за счет чего достигается $V_{max} \approx 500$ В/мкс (при емкостях коллекторных переходов около 2,5 пФ) и $f_{ср} \approx 70$ МГц. Статические параметры ОУ невысокие: $E_{см} \leq 4$ мВ, $a_{ET} \leq 20$ мкВ/К, $I_{вх} \approx 10$ мкА, $K_Y(0) \approx 5000$.

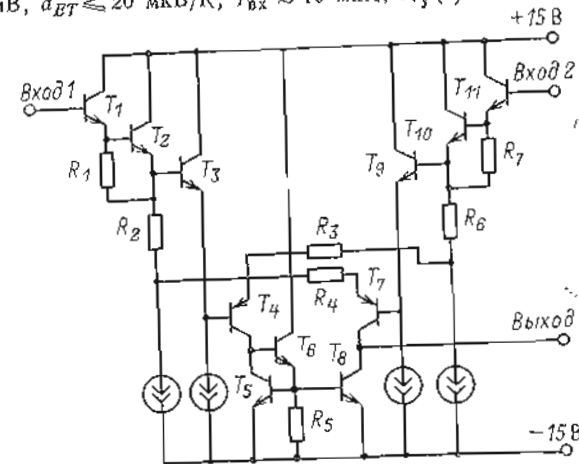


Рис. 4.15

Аналогичным образом большое значение V_{max} достигнуто в ИОУ типа НХ0032 фирмы Nalox Inc. (США) [30], который при тех же свойствах по быстродействию имеет малый $I_{вх}$ за счет применения во входном каскаде полевых транзисторов.

Отметим, что реализация ОУ на современных СВЧ-транзисторах с $C_k \leq 0,2$ пФ и $\beta_0 \geq 250$ позволяет получить $V_{max} \approx 1000$ В/мкс без специальных схемных приемов при значительно меньших начальных токах — около 0,5—1 мА. Однако даже при таких токах не удается обеспечить высокие статические параметры, поэтому [усилия разработчиков были направлены на построение схем, входные каскады которых (при $U_{вх} = 0$) работали бы с еще меньшими токами, но не имели тех ограничений на V_{max} , которые возникают в простейшем ДК.

Пример схемы входного ДК ИОУ, в котором удалось существенно увеличить V_{max} , почти не ухудшая статических характеристик, приведен на рис. 4.15 [31]. Каскад образует двухтактную дифференциальную схему

состоящую из эмиттерных повторителей ($T_1, T_2, T_3, T_9, T_{10}, T_{11}$), на выходе которых включены транзисторы T_4, T_7 так, что разность напряжений на выходе повторителей прикладывается между базой и эмиттером этих транзисторов, увеличивая ток одного из них с ростом входного сигнала. В коллекторных цепях T_4, T_7 введена динамическая нагрузка (T_6, T_8) с переходом к однополюсному выходу.

Несмотря на то что схема реализована с применением низкочастотных $p-n-p$ -транзисторов и весь ОУ имеет $f_{ср}$ всего 1 МГц, V_m удалось увеличить до 30 В/мкс при $E_{сн} \leq 2$ мВ, $a_{ЭГ} \approx 5$ мкВ/К, $I_{вх} \leq 0,3$ мкА, $K_y(0) = 94$ дБ, $K_{о.с.с} = 90$ дБ, $\tau_{0,01} \approx 2,5$ мкс.

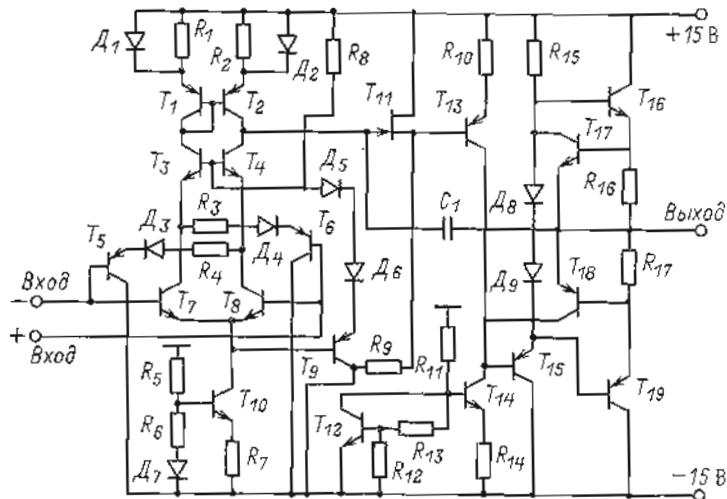


Рис. 4.16

На рис. 4.16 приведена схема ОУ с использованием квазилинейного ДК на входе [1]. Входной ДК образован дифференциальной парой транзисторов T_7, T_8 с генератором тока T_{10} , следящей связью (T_9, T_3, T_4, D_5, D_6) и динамической нагрузкой ($T_6, T_2, D_1, D_2, R_1, R_2$).

Введение транзисторов T_5, T_6 , которые при малом $U_{вх}$ ($\leq 0,1$ В) практически заперты, позволяет значительно расширить динамический диапазон каскада. При большом положительном сигнале на инвертирующем входе происходит запираание T_8, T_4 и отпираание T_6 (за счет повышения потенциала на эмиттерах T_3, T_4), что приводит к увеличению тока T_3, T_2 . При отрицательном сигнале запираются T_7, T_3, T_2 и отпираются T_6, T_4 . В обоих случаях на выходе каскада (коллекторы T_2, T_4) обеспечивается выходной ток, значительно больший начального тока ГТ.

Выходной усилитель образован каскадом с ОЭ (T_{13}) с динамической нагрузкой (T_{14}), однотактным эмиттерным повторителем (T_{15}) и выходным двухтактным повторителем (T_{10}, T_{19}). Транзисторы T_{17}, T_{18} служат

для ограничения $I_{вх}$, диоды D_8, D_9 обеспечивают смещение между базами T_{13}, T_{19} .

Связь входного и выходного усилителей осуществляет истоковый повторитель на T_{11} . С помощью обратной связи через C_1 происходит коррекция АЧХ.

Применение в ДК дополнительных транзисторов (T_5, T_6), отпирающихся при большом сигнале, позволяет во много раз (более 50) увеличить V_{max} каскада, сохранив высокими статические характеристики. Например, при использовании в качестве T_7, T_8 пары КИИТ291 при токах коллектора 40 мкА и транзисторов типа КТС-394, КТС-395 в выходном усилителе ОУ обеспечивает $I_{вх} \leq 0,5$ мкА, $a_{ЭГ} \leq 3$ нА/К, $E_{сн} \leq 0,5$ мВ, $a_{ЭГ} \leq 2$ мкВ/К, $K_{о.с.с} \approx 100$ дБ, $K_y(0) \approx 10^5$, $V_{max} = 100$ В/мкс, $f_{ср} = 3$ МГц.

В приведенной схеме V_{max} ограничено возможностями однотактных каскадов в выходном усилителе (T_{13}, T_{14}, T_{15}), а также схемой связи входного и выходного усилителя. Для выходного усилителя при коллекторном токе T_{14} , равном 1,2 мА, и транзисторах T_{13}, T_{14} с $C_k = 4$ пФ V_{max} не превышает 120 В/мкс. При выбранных параметрах схемы такое значение обеспечивается только при условии, что коллекторный ток T_{13} в переходном процессе изменяется от 0 до 2,4 мА, а напряжение между стоком и истоком T_{11} — от 0,5 до 3,1 В, т. е. амплитуда сигнала на его затворе достигает $\pm 1,3$ В. Такой режим возможен, если транзистор T_{11} при напряжении затвор—исток, равном $-1,4$ В, и токе стока 1 мА имеет динамическое сопротивление не более 400 Ом, т. е. напряжение между стоком и истоком не более 0,4 В. Потенциал на затворе T_{11} ограничен сверху значением $+13,6$ В, так как при дальнейшем его увеличении происходит насыщение T_2 . Снизу он ограничен значением $-11,4$ В, так как в противном случае при синфазном сигнале ± 10 В будет насыщаться T_4 . Таким образом, максимальная амплитуда напряжения на затворе T_{11} не должна превышать $(13,6 - 11,4)/2 = 1,1$ В. Отсюда видно, что дальнейшее увеличение V_{max} в такой схеме практически невозможно, тем более что напряжение затвор—исток T_1 имеет значительный разброс, в результате чего дополнительно сужается диапазон допустимых значений амплитуд сигнала на его входе. При работе схемы в режиме неинвертирующего повторителя получается ограничение V_{max} и за счет входного каскада. Это связано с тем, что цель следящей связи не успевает отслеживать быстрые изменения синфазной составляющей. Максимальная скорость отслеживания определяется током I_0 ГТ (T_{10}) и емкостями двух коллекторных переходов (T_{10} и T_9). Если $C_k = 2$ пФ, то $V_{max} \leq 20$ В/мкс.

Отмеченные трудности в некоторой степени преодолены в схеме ОУ, приведенной на рис. 4.17. Входной усилитель образован парой транзисторов типа «супер- β » (T_9, T_{11}) с каскодным генератором тока ($T_{12}, T_{13}, T_{15}, T_{10}$) в эмиттерной цепи, следящей связью (T_{18}, T_5, T_{10}) и каскодной динамической нагрузкой (T_3, T_4, T_8, T_9). Применение каскодной схемы ГТ, обладающей большим выходным сопротивлением, способст-

вует увеличению $K_{0.c.c.}$. Каскодная динамическая нагрузка позволяет увеличить усиление каскада и расширить его динамический диапазон.

Для реализации квазилинейного режима помимо дополнительных транзисторов T_1, T_{14} (аналогичных T_6, T_6 в схеме на рис. 4.16) введен дополнительный ГТ (T_2, T_7), управляемый коллекторными токами

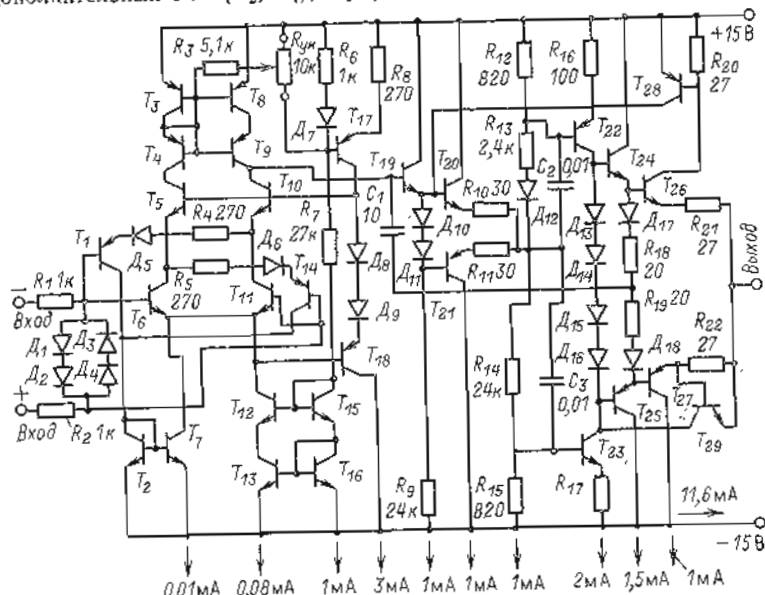


Рис. 4.17

T_1, T_{14} . При малом сигнале на входе (при малой скорости изменения сигнала на входе РУ) транзисторы T_1, T_2, T_7, T_{14} практически заперты и не оказывают влияния на работу схемы, но при быстром изменении синфазного напряжения в отрицательном направлении происходит отпирание T_1 и T_{14} , что вызывает отпирание T_7 . Благодаря этому обеспечивается высокая скорость отслеживания синфазного сигнала при его уменьшении. При изменении синфазного сигнала в положительном направлении (при его увеличении) отпираются T_6, T_{11} и обеспечивается быстрая перезарядка емкостей C_k транзисторов T_7, T_{12}, T_{18} . Ограничение скорости отслеживания в таком входном усилителе происходит только за счет емкостей C_k транзисторов T_6, T_{10}, T_{17} и коллекторного тока T_{17} . Однако ток последнего выбран достаточно большим (3 мА), что при использовании во входном усилителе транзисторов с $C_k \leq 2$ пФ и $f_T \geq 400$ МГц обеспечивает $V_{max} \geq 500$ В/мкс.

Для защиты входных транзисторов от пробоя (при большом разблance на входе во время переходных процессов или при перегрузке ОУ) на входе введены резисторы R_1, R_2 и диоды $D_1 - D_4$, ограничивающие входное напряжение $U_{вх}$ на уровне $\pm 1,4$ В. Выходной ток $I_{вх}$ вход-

ного усилителя при большом отрицательном сигнале на инвертирующем входе примерно равен сумме коллекторных токов (I_k) транзисторов T_1 и T_7 (или T_{14} и T_7 при обратном знаке $U_{вх}$). Ток $I_k \approx (U_{вх} - 0,7 \text{ В})/R_4$, поэтому при $U_{вх} = 1,4$ В и $R_4 = 270$ Ом $I_{вх} \approx 5,2$ мА, что при $C_1 = 10$ пФ достаточно для получения $V_{max} = 520$ В/мкс.

Выходной усилитель образован делителем $R_{12} - R_{13}, D_{12}$ и двухтактными каскадами на $T_{22} - T_{29}$. При введении на выходе двух каскадов эмиттерных повторителей снижается выходное сопротивление выходного усилителя и увеличивается его усиление при низкоомной нагрузке. Диоды $D_{13} - D_{18}$ служат для получения необходимого смещения между базами T_{24}, T_{26} и T_{26}, T_{27} . Транзисторы T_{28}, T_{29} ограничивают выходной ток ОУ при коротких замыканиях на выходе.

Связь выходного и входного усилителей осуществлена через двухкаскадный эмиттерный повторитель ($T_{19} - T_{21}$) с двухтактным выходом. Такая схема при использовании в выходном усилителе транзисторов с $C_k \leq 4$ пФ и $f_T \geq 400$ МГц имеет $V_{max} > 500$ В/мкс при амплитуде сигнала на базе T_{19} около 1 В, что легко обеспечивает входной усилитель.

При испытании макета ОУ по такой схеме получены следующие результаты: $K_U(0) \approx 1,5 \cdot 10^5$, $K_{0.c.c.} = 100$ дБ, $f_{ср} = 10$ МГц, $V_{max} = 500$ В/мкс, $E_{см} = 2$ мВ, $a_{ET} = 2$ мкВ/К (при компенсации $E_{см}$ до 0,1 мВ с помощью внешнего потенциометра $R_{уст}$), $I_{вх} = 20$ нА, $a_{IT} = 0,1$ нА/К.

Операционный усилитель, выполненный по схеме на рис. 4.17,

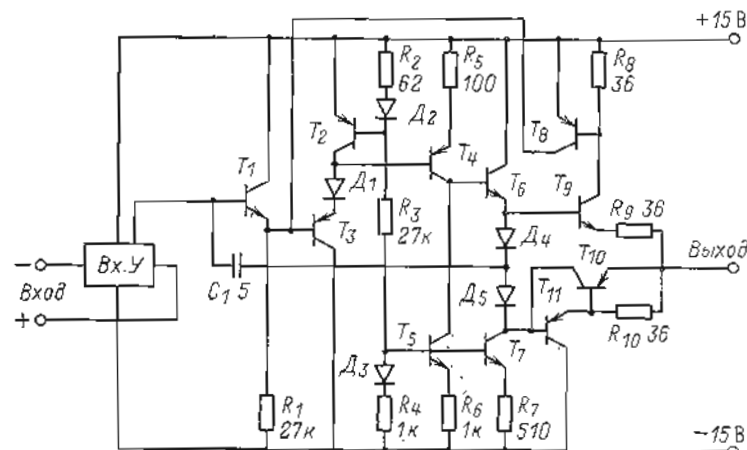


Рис. 4.18

может быть реализован по полупроводниковой интегральной технологии с подключением внешних конденсаторов в качестве C_2 и C_3 .

При современной интегральной технологии сравнительно легко удается реализовать $n-p-n$ - и $p-n-p$ -структуры с $C_k \leq 0,2$ пФ и $f_T \geq 800$ МГц. В этом случае V_{max} , равная около 1000 В/мкс, может быть

получена с однотактными каскадами. Схема ОУ с такими транзисторами показана на рис. 4.18. Схема его входного усилителя Вх. У совпадает с приведенной на рис. 4.17. Выходной усилитель образован однотактным каскадом ОЭ (T_4, T_5) и двухкаскадным эмиттерным повторителем на T_6, T_7, T_9, T_{11} . Транзисторы T_8, T_{10} служат для ограничения выходного тока. Связь с входным усилителем осуществлена через эмиттерные повторители на T_1-T_3 и диод D_1 . Для получения $V_{max} = 1000$ В/мкс токи через T_1, T_2, T_4 выбраны равными 1 мА, а через T_6, T_7-2 мА, так как транзисторы T_9, T_{11} должны быть более мощными и с большим значением C_K .

4.5. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С МАЛЫМ ВРЕМЕНЕМ УСТАНОВЛЕНИЯ

Приведенные выше схемы ОУ повышенного быстродействия в ряде случаев могут успешно применяться в качестве суммирующих и масштабных РУ с малым временем установления τ_0 . Например, ОУ по схеме на рис. 4.17 при работе в режиме инвертора с $R_{вх} = R_{0.с} = 2$ кОм и при условии, что емкость монтажа на входе не превышает 5 пФ, обеспечивает $\tau_{0.1} \approx 250$ нс, $\tau_{0.01} \approx 350$ нс. Примерно вдвое меньшие значения τ_0 имеет ОУ по схеме на рис. 4.18. Однако при увеличении коэффициента передачи таких ОУ пропорционально возрастают их τ_0 . Возрастает оно и при увеличении емкости C_0 на входе ОУ относительно земли. В ряде случаев значение C_0 может быть довольно большим. Например, в ЦАП (особенно умножающих) значение C_0 за счет ключей может достигать 20—100 пФ.

Как отмечалось в § 3.3, в таких случаях бесспорным преимуществом обладают ОУ с повторителем тока на входе (ОУ ПТ).

Операционные усилители с повторителями тока имеют малое входное сопротивление (порядка десятков ом), поэтому изменение в широких пределах сопротивлений и C_0 на его входе практически не влияет на частоту среза по контуру обратной связи $f_{ср.р.у}$ и, следовательно, на τ_0 .

Эти усилители представляют собой особый класс ОУ, поэтому остановимся на их свойствах и прежде всего на свойствах реальных схем повторителей тока (ПТ) более подробно.

Простейший ПТ может быть построен, как показано на рис. 4.19. Он представляет собой каскад типа ОБ, который охвачен с помощью усилителя Y_1 отрицательной обратной связью.

Если принять, что АЧХ Y_1 соответствует инерционному звену первого порядка, т. е.

$$K_1(j\omega) = K_0 / (1 + j\omega K_0 / \omega_{ср.1}),$$

где $K_0 = K_1(0)$; $\omega_{ср.1}$ — частота среза Y_1 , то входное сопротивление ПТ может быть представлено следующим образом:

$$Z_{вх.п.т} = R_{вх.1} \left\| \left\{ \frac{1 + j\omega C_1 R_1 r'_s / (R_1 + r'_s)}{j\omega C_1 [1 + K_1(j\omega) R_1 / (R_1 + r'_s)]} \right\} \right\| =$$

$$= \frac{(1 + j\omega K_0 / \omega_{ср.1}) (1 + j\omega C_1 r'_s R_1 / (R_1 + r'_s)) \times}{(1 + j\omega K_0 / \omega_{ср.1}) [1 + j\omega C_1 r'_s R_1 / (R_1 + r'_s)] + j\omega C_1 R_{вх.1} \times} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{1 \times R_{вх.1}}{\times [1 + R_1 K_0 / (R_1 + r'_s)] [1 + j\omega K_0 / \omega_{ср.1} [1 + R_1 K_0 / (R_1 + r'_s)]]}, \quad (4.1)$$

где $R_{вх.1}$ — входное сопротивление Y_1 ; $r'_s = r_s + (r_b + R_{вх.1}) / (1 + \beta)$ — входное сопротивление каскада с ОБ;

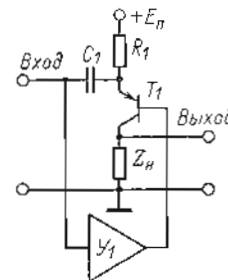


Рис. 4.19

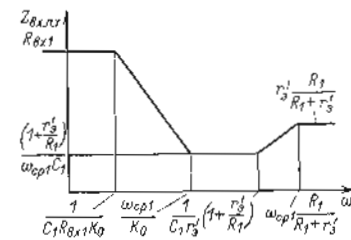


Рис. 4.20

r_b — сопротивление базы транзистора T_1 ; $\beta = h_{21э}$ — коэффициент усиления по току транзистора T_1 в схеме с ОЭ; $R_{вх.1}$ — выходное сопротивление Y_1 .

Характер зависимости $|Z_{вх.п.т}(j\omega)|$ приведен на рис. 4.20. Если выбрать Y_1 с

$$\omega_{ср.1} = (1 + r'_s / R_1)^2 / C_1 r'_s, \quad (4.2)$$

то в области частот $\omega > \omega_{ср.1} / K_0$ значение $Z_{вх.п.т}$ практически не зависит от частоты:

$$Z_{вх.п.т} \approx r'_s R_1 / (R_1 + r'_s). \quad (4.3)$$

Только на очень высоких частотах происходит некоторое увеличение $Z_{вх.п.т}$, когда за счет уменьшения β член $(r_b + R_{вх.1}) / (1 + \beta)$, входящий в выражение для r'_s , превышает r_s .

Благодаря малости $|Z_{вх.п.т}|$ легко выполняется условие (3.26) и свойства схемы на рис. 4.19 в области высоких частот близки к свойствам повторителя тока с коэффициентом передачи по току $K_{п.т.1}(j\omega)$, примерно равным единице. Для расчета свойств схемы ОУ (см. рис. 3.24) с применением на входе ПТ по схеме на рис. 4.19 необходимо знать

коэффициент передачи $K_{p,y}(j\omega)$ по разомкнутому контуру обратной связи. Выражение $K_{p,y}(s)$ для схемы на рис. 3.24 было приведено ранее [см. (3.47)], где предполагалось, что $K_{п.т.г}(s) \approx 1$. Чтобы учесть свойства ПТ по схеме рис. 4.19, следует подставить значения $K_{п.т.г}$ и $Z_{вх.п.т}$ в (3.47). Величину $K_{п.т.г}$ можно представить в следующем виде:

$$K_{п.т.г} = K_{п.т} Z_{вх.п.т} / Z_{п},$$

где $Z_{п}$ — сопротивление нагрузки; $K_{п.т}$ — коэффициент передачи по напряжению схемы на рис. 4.19:

$$K_{п.т}(j\omega) = \left(\frac{j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1} + \frac{K_0}{1 + j\omega K_0 / \omega_{ср1}} \right) \times \\ \times \frac{Z_{п\alpha}}{r'_s + R_1 / (1 + j\omega C_1 R_1)} \left| \begin{array}{l} \omega \gg \omega_{ср1} / K_0 \\ \omega \gg 1/T_1 \end{array} \right. \approx \\ \approx \frac{Z_{п\alpha} \omega_{ср1} C_1 R_1 (1 + j\omega / \omega_{ср1})}{(R_1 + r'_s) [1 + j\omega C_1 r'_s R_1 / (R_1 + r'_s)]}. \quad (4.4)$$

Здесь α — коэффициент передачи по току транзистора в схеме с ОБ.

Представим $K_{p,y}(j\omega)$ из (3.47) в следующем виде:

$$K_{p,y}(j\omega) \approx K_{п.т.о.с} \frac{R_A}{Z_{п}} \times \\ \times \frac{K_{в.у}(0)}{[1 + j\omega C_{о.с} R_A K_{в.у}(0)] \left[1 + \frac{j\omega (C_{о.с} + C_A)}{\omega_{ср.в.у} C_{о.с}} \right]}, \quad (4.5)$$

где $K_{п.т.о.с}$ — коэффициент передачи по напряжению ПТ с учетом включенного последовательно со входом $R_{о.с}$:

$$K_{п.т.о.с} = \frac{Z_{вх.п.т}}{Z_{вх.п.т} + R_{о.с}} K_{п.т} = \\ = \frac{Z_{п\alpha} K_0 [1 + j\omega C_1 R_1 (1 + 1/K_0) - \omega^2 C_1 R_1 / \omega_{ср1}]}{(R_1 + r'_s) \{ 1 + j\omega [C_1 R_B (1 + aK_0) + C_1 r'_s a + K_0 / \omega_{ср1}] - \omega^2 C_1 K_0 (R_B + r'_s a) / \omega_{ср1} \}}; \\ R_B = R_{о.с} \parallel R_{вх1}; a = R_1 / (R_1 + r'_s) \approx 1.$$

С учетом того что для реальных значений параметров хорошо выполняются неравенства $\omega_{ср1} C_1 R_1 \gg 1$ и $\omega_{ср1} C_1 R_B K_0 \gg 1$, выражение для $K_{п.т.о.с}$ можно представить с высокой точностью в следующем виде:

$$K_{п.т.о.с} \approx \frac{Z_{п\alpha} K_0 R_{вх1} (1 + j\omega / \omega'_1) (1 + j\omega / \omega'_2)}{(R_1 + r'_s) (R_{вх1} + R_{о.с}) (1 + j\omega / \omega_1) (1 + j\omega / \omega_2)},$$

где

$$\omega'_1 = 1/C_1 R_1 (1 + 1/K_0) \approx 1/C_1 R_1; \quad \omega_1 = \\ = \frac{1}{C_1 [R_B (1 + aK_0) + r'_s a] + K_0 / \omega_{ср1}} \approx \frac{1}{C_1 R_B K_0 a}; \\ \omega'_2 = \omega_{ср1} \left[1 + \frac{1}{K_0} - \frac{1}{\omega_{ср1} C_1 R_1 (1 + 1/K_0)} \right] \approx \omega_{ср1}; \\ \omega_2 = \omega_{ср1} \frac{C_1 [R_B (1 + aK_0) + r'_s a] + K_0 / \omega_{ср1}}{C_1 K_0 (r'_s a + R_B)} \approx \omega_{ср1}.$$

Таким образом, затухание $K_{p,y}(j\omega)$ с ростом частоты определяется не только полюсами $\omega_0 = 1/C_{о.с} R_A K_{в.у}(0)$ и $\omega_{п} = \omega_{ср.в.у} C_{о.с} / (C_{о.с} + C_A)$, обусловленными параметрами $K_{в.у}(j\omega)$ и цепи обратной связи через $C_{о.с}$ [см. (3.47)], но и нулями и полюсами, входящими в $K_{п.т.о.с}$, причем

$$K_{п.т.о.с}(0) = Z_{п\alpha} K_0 R_{вх1} / (R_1 + r'_s) (R_{вх1} + R_{о.с}).$$

На частоте ω_1 начинается затухание $K_{п.т.о.с}$ с $\gamma = 20$ дБ/дек, до частоты ω'_1 , где оно прекращается и коэффициент передачи становится равным:

$$K_{п.т.о.с} \approx \alpha Z_{п} (1 + j\omega / \omega'_2) / R_{о.с} (1 + j\omega / \omega_2). \quad (4.6)$$

Вследствие того что ω_2 и ω'_2 несколько отличаются друг от друга на частоте $\omega \approx \omega_{ср1}$, имеется диполь (нуль-полюс), который может привести к значительному увеличению τ_{δ} . Чтобы этого не происходило, как следует из (3.17), необходимо обеспечить

$$\Delta\omega_2 / \omega_2 K_1 = (\omega'_2 - \omega_2) / \omega_{ср1} \leq \delta, \quad (4.7)$$

где $\omega_{ср1}$ — частота среза РУ; δ — допустимая погрешность $U_{вмх}(\tau_{\delta})$ при определении τ_{δ} .

Найдем $\Delta\omega_2 / \omega_{ср1}$, учитывая, что $K_0 \gg 1$; $\omega_{ср1} C_1 R_B K_0 \gg 1$:

$$\frac{\Delta\omega_2}{\omega_{ср1}} \approx \frac{\omega_{ср1}}{\omega_{ср1}} \left[\frac{r'_s (R_B + R_1)}{(R_1 + r'_s) (R_B + r'_s a)} - \frac{1}{\omega_{ср1} C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_B + r'_s a} \right) \right]. \quad (4.8)$$

Очевидно, можно выбрать $\omega_{ср1}$ такой, чтобы $\Delta\omega_2 = 0$, для этого необходима

$$\omega_{ср1} = \frac{1}{r'_s C_1} \left[\frac{R_B + r'_s a}{(R_B + R_1) a} + \frac{R_1 + r'_s}{R_B + R_1} \right] \left| \begin{array}{l} R_1 \gg r'_s \\ R_1 \gg R_B \end{array} \right. \approx \frac{1}{r'_s C_1}. \quad (4.9)$$

Если выбрать $\omega_{ср1}$ согласно (4.9) и задаться некоторым разбросом ее значений $\Delta\omega_{ср1}$, то для выполнения (4.7)

должно обеспечиваться следующее условие:

$$\frac{\Delta\omega_{ср1}}{\omega_{ср1}} \frac{1}{\omega_{ср1} C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_b + r'_s} \right) \Big|_{R_1 \gg R_b \gg r'_s} \approx \approx \frac{\Delta\omega_{ср1}}{\omega_{ср1} \omega_{ср1} C_1 (R_b + r'_s)} < \delta.$$

Например, если задано $\delta = 10^{-4}$, $f_{ср} = 8$ МГц, $C_1 = 0,22$ мкФ, $r'_s = 20$ Ом, $R_1 = 10$ кОм, $R_b \geq 100$ Ом, то допустимый разброс $\omega_{ср}$ не должен превышать 13,3%.

Требования к допустимому отклонению $\omega_{ср1}$ снижаются при увеличении R_1 , но даже при $R_1 \rightarrow \infty$ значение $R_b = R_{o.c} \parallel R_{вх1}$ при заданном $\Delta\omega_{ср1}/\omega_{ср1}$ ограничено значением

$$R_{b\min} \geq r'_s \left(\frac{\Delta\omega_{ср1}}{\omega_{ср1} \delta} - 1 \right) = \frac{1}{\delta} \frac{\Delta\omega_{ср1}}{\omega_{ср1}} \frac{1}{\omega_{ср1} C_1} - r'_s. \quad (4.10)$$

Например, при $\delta = 10^{-4}$, $\Delta\omega_{ср1}/\omega_{ср1} = 0,1$, $f_{ср} \geq 8$ МГц, $C_1 \geq 0,22$ мкФ, $r'_s \leq 20$ Ом необходимо $R_b \geq 70$ Ом, т. е. при $R_{o.c} = 10$ кОм и изменении сопротивления на входе от ∞ до 80 Ом ($K_{п.т.о.c}$ в области рабочих частот не изменяется, т. е. сохраняется значение τ_b).

Чтобы избежать перегрузки ПТ входным сигналом, его целесообразно делать по двухтактной схеме, как показано на рис. 4.21.

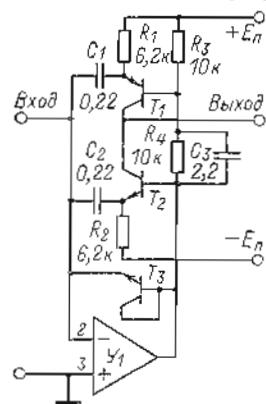


Рис. 4.21

Постоянной времени $C_1 R_1$ в схеме на рис. 4.19 соответствуют $C_1 R_1 = C_2 R_2$ схемы на рис. 4.21. Делитель R_3, R_4, C_3 служит для задания необходимого смещения на базах T_1, T_2 . Ограничитель на T_2 необходим, чтобы при перегрузках усилителя не нарушалось инвертирование сигнала всем ОУ, что привело бы к неустойчивости. В качестве Y_1 желательнее применять ИОУ с внешней коррекцией АЧХ, чтобы можно было выбрать $\omega_{ср1}$, удовлетворяющую (4.9). Кроме того, важно, чтобы выходное сопротивление Y_1 было возможно малым, так как оно влияет на $R_{вх.п.т}$ в области высоких частот.

Применение двухтактной схемы ПТ, как отмечалось в гл. 3, целесообразно и для увеличения усиления на низких частотах. Если $R_n \approx \approx R_{вх.п.т}$, то на низких частотах

$$K_{п.т}(\omega_{н.ч}) \approx r_k / 4 R_{o.c},$$

где r_k — сопротивление коллекторного перехода транзисторов T_1, T_2 (в схеме с ОБ).

При коллекторных токах около 1 мА и $R_{o.c} = 10$ кОм легко обеспечивается $K_{п.т}(0) \geq 40$.

При построении схем ОУ ПТ следует учитывать, что изменения напряжения питания ПТ через R_1 передаются в канал усиления. Коэффициент влияния K_U оказывается очень большим (примерно равен $R'_{вх}/R_1$, где $R'_{вх}$ — резистор, последовательный со входом ПУ). Чтобы уменьшить K_U , целесообразно вместо пассивных резисторов R_1, R_2 в ПТ вводить генераторы стабильного тока либо повышать требование к стабилизаторам питающих напряжений и располагать их в непосредственной близости от ОУ.

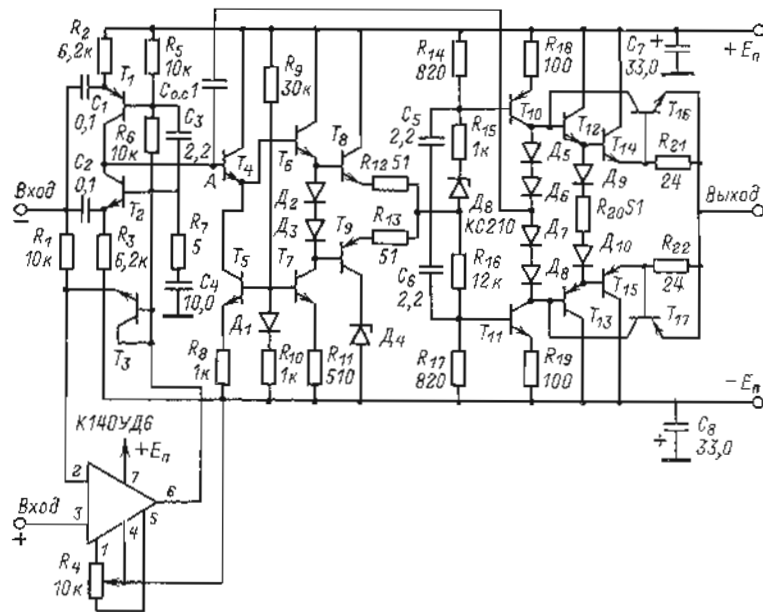


Рис. 4.22

Для построения ОУ с малым τ_b на выходе ПТ должен включаться ОУ, обладающий высокой $\omega_{ср}$, большой V_{max} с активным входным сопротивлением (включая $\omega = 2\omega_{ср.р.у}$) и с затуханием АЧХ $\gamma = 20$ дБ/дек. Заметим, что в ОУ ПТ, приведенном на рис. 3.24, введение емкостной обратной связи через $C_{o.c}$ в выходном усилителе эквивалентно тому, что в области частот, меньших $\omega_{ср.в.у}$, он обладает активным входным сопротивлением, равным $1/(\omega_{ср.в.у} C_{o.c})$, где $\omega_{ср.в.у}$ — частота среза выходного усилителя.

Пример схемы ОУ ПТ приведен на рис. 4.22. Здесь в состав ПТ входят Y_1 и транзисторы $T_1 - T_3$. Транзисторы $T_4 - T_6$ образуют широкополосный повторитель с высоким входным сопротивлением и большим

выходным током. Схема выходного усилителя (T_{16} — T_{17}) практически совпадает с приведенной на рис. 4.17.

При использовании в качестве U_1 усилителя типа К140УД6 и транзисторов T_1 — T_9 с $C_k \leq 1$ пФ, $f_T \geq 1$ ГГц, T_{10} — T_{17} с $C_k \leq 3$ пФ, $f_T \geq 400$ МГц макет усилителя, собранного по схеме на рис. 4.22, обладал следующими параметрами: сопротивление передачи на частоте 1 кГц ($\Delta U_{\text{вых}}/\Delta I_{\text{вх}}$) $1,6 \cdot 10^8$ Ом, K_y на частоте 1 кГц $8 \cdot 10^6$, $R_{\text{вх}} = 20$ Ом, $f_{\text{ср. экв}}^* = 5$ ГГц, $V_{\text{max}} = 1000$ В/мкс, $E_{\text{см}} \leq 1$ мВ, $a_{\text{ET}} \leq 5$ мВ/К, $I_{\text{вх}} \leq 30$ нА, $a_{\text{IT}} \leq 0,3$ нА/К.

Амплитудно-частотная характеристика разомкнутого ОУ приведена на рис. 4.23 (кривая 1).

При работе в режиме масштабного усилителя с $R_{o.c} = 10$ кОм, $K_n = 0,1 \div 200$ и емкости на входе до 40 пФ обеспечиваются

$\tau_{0,1\%} \approx 70$ нс, $\tau_{0,01\%} \approx 100$ нс, что может быть получено с ОУ без ПТ только при $f_{\text{ср}} \approx 3,2$ ГГц и входной емкости $C_0 \leq 0,5$ пФ. Приведенные значения τ_δ не являются предельными для ОУ ПТ. Применив в выходном усилителе СВЧ-транзисторы с $C_k \leq 1$ пФ и $f_T \geq 2$ ГГц, удается получить $f_{\text{ср.о.с}}$ (по контуру $C_{o.c}$) около 160 МГц, при этом при $R_{o.c} = 2$ кОм и $C_{o.c} = 1$ пФ время установления до уровня 0,1% составляет 14 нс (при шкале ОУ ± 5 В), причем это значение сохраняется для $K_n = 0 \div 40$ и $C_0 \leq 20$ пФ.

При работе в режиме масштабного усилителя с $R_{o.c} = 10$ кОм, $K_n = 0,1 \div 200$ и емкости на входе до 40 пФ обеспечиваются

$\tau_{0,1\%} \approx 70$ нс, $\tau_{0,01\%} \approx 100$ нс, что может быть получено с ОУ без ПТ только при $f_{\text{ср}} \approx 3,2$ ГГц и входной емкости $C_0 \leq 0,5$ пФ. Приведенные значения τ_δ не являются предельными для ОУ ПТ. Применив в выходном усилителе СВЧ-транзисторы с $C_k \leq 1$ пФ и $f_T \geq 2$ ГГц, удается получить $f_{\text{ср.о.с}}$ (по контуру $C_{o.c}$) около 160 МГц, при этом при $R_{o.c} = 2$ кОм и $C_{o.c} = 1$ пФ время установления до уровня 0,1% составляет 14 нс (при шкале ОУ ± 5 В), причем это значение сохраняется для $K_n = 0 \div 40$ и $C_0 \leq 20$ пФ.

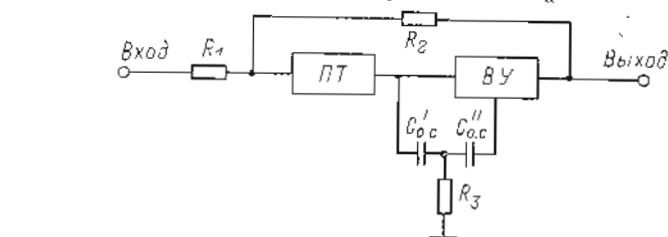


Рис. 4.24

Структура ОУ ПТ позволяет легко получить малое τ_δ в сочетании с широкой полосой пропускания f_δ . Например, если в схеме на рис. 4.22 конденсатор $C_{o.c}$ заменить цепью (R_3 , $C'_{o.c}$, $C''_{o.c}$), как показано на рис. 4.24, то АЧХ ОУ имеет $\gamma = 40$ дБ/дек до частоты, примерно равной $1/(R_3 C'_{o.c})$ (рис. 4.23, кривая 2), с дальнейшим затуханием 20 дБ/дек, причем вид АЧХ практически не зависит от изменения R_1 (т. е. K_n). Если выбрать $R_2 = 10$ кОм, $R_3 = 4,7$ кОм, $C_{o.c} = 1,8$ пФ, $C'_{o.c} = 7,5$ пФ,

* Определена при измерении K_y на частоте 100 МГц по формуле $f_{\text{ср. экв}} = f K_y(f)$.

то обеспечивается $\tau_{0,1\%} = 220$ нс, $\tau_{0,01\%} = 350$ нс, $f_{0,1\%} = 150$ кГц при изменении K_n (за счет R_1) от 0,01 до 200 и емкости нагрузки от 0 до 100 пФ.

К недостаткам ОУ ПТ следует отнести следующие особенности: повышенное требование к источникам питания, возможность реализации только в виде гибридных микросхем (из-за наличия нескольких конденсаторов большой емкости), увеличенный уровень шумов.

Связь входа ОУ ПТ с эмиттерными цепями входных транзисторов, в которых протекают большие токи, приводит к очень большому токовому шуму ОУ ПТ.

Для схемы на рис. 4.22 с входными транзисторами типа КТ372 и КТ363 среднее значение спектральной плотности $I_{\text{ш}}$ равно 5 нА/ $\sqrt{\text{Гц}}$. При $R_{o.c} = 10$ кОм в полосе 10 МГц шум на выходе ОУ ($U_{\text{ш.вых}}$) составляет около 160 мкВ, что значительно больше шумов ОУ с той же полосой пропускания с обычным дифференциальным каскадом на входе, причем $U_{\text{ш.вых}}$ ОУ ПТ почти не зависит от K_n . Поэтому при большом K_n (около 10^3) шум, приведенный ко входу, уменьшается, приближаясь к шумам обычного ОУ.

Как отмечалось в гл. 3, получение малых τ_δ при значительной емкости на входе ОУ возможно за счет увеличения частоты среза и введения с выхода на вход емкостной обратной связи. Если при этом ОУ имеет АЧХ с $\gamma = 20$ дБ/дек, то входное сопротивление усилителя эквивалентно следующей величине:

$$Z_{\text{вх}} \approx \frac{1 + j\omega K_0 / \omega_{\text{ср1}}}{j\omega C_{o.c} (1 + K_0) (1 + j\omega / \omega_{\text{ср1}})}, \quad (4.11)$$

где K_0 — усиление усилителя на постоянном токе; $\omega_{\text{ср1}}$ — частота среза усилителя; $C_{o.c}$ — емкость обратной связи.

Отсюда видно, что в области частот выше $\omega_{\text{ср1}}/K_0$ $Z_{\text{вх}}$ эквивалентно активному сопротивлению $R'_0 = 1/(\omega_{\text{ср1}} C_{o.c})$, зашунтированному емкостью $C'_0 = C_{o.c}$. Если обеспечить высокую $f_{\text{ср1}}$, например равную 1,6 ГГц, то при $C_{o.c} = 1$ пФ $R'_0 = 100$ Ом, при этом изменения сопротивления на входе РУ от ∞ до $2R'_0$ будут ничтожно влиять на частоту среза $\omega_{\text{ср.р.у}}$ по контуру ОС и, следовательно, на τ_δ . В этом отношении такой ОУ близок по свойствам ОУ ПТ, но на его входе должна присутствовать фиксированная емкость относительно земли C_0 . Значение C_0 совместно с $C'_{o.c}$ определяет $\omega_{\text{ср.р.у}}$:

$$\omega_{\text{ср.р.у}} = \omega_{\text{ср.у}} C_{o.c} / (C_{o.c} + C_0).$$

Максимальное значение $\omega_{\text{ср.р.у}}$ ограничено требованиями устойчивости. Поэтому в тех случаях, когда такой ОУ используется в схемах с малыми значениями C_0 , на входе усилителя должен включаться дополнительный конденсатор для получения оптимального значения C_0 и $\omega_{\text{ср.р.у}}$.

Если заданы τ_6 , $R_{o.c.}$, C_0 , то, как следует из (3.48), необходимо обеспечить

$$C_{o.c.} \leq \ln(1/\delta)/R_{o.c.}\tau_6; \quad \omega_{\text{ср.р.у}} \geq 2/R_{o.c.}C_{o.c.}; \\ \omega_{\text{ср.у}} \geq (1 + C_0/C_{o.c.})\omega_{\text{ср.р.у}} = 2(1 + C_0/C_{o.c.})/R_{o.c.}C_{o.c.}$$

На рис. 4.25 дан пример схемы ОУ, обеспечивающей очень малое время установления при значительной емкости на входе C_0 за счет высокой $\omega_{\text{ср}}$ и введения $C_{o.c.}$. Здесь выходная часть схемы (от T_5 до выхода) практически совпадает со схемой на рис. 4.22. Она образована

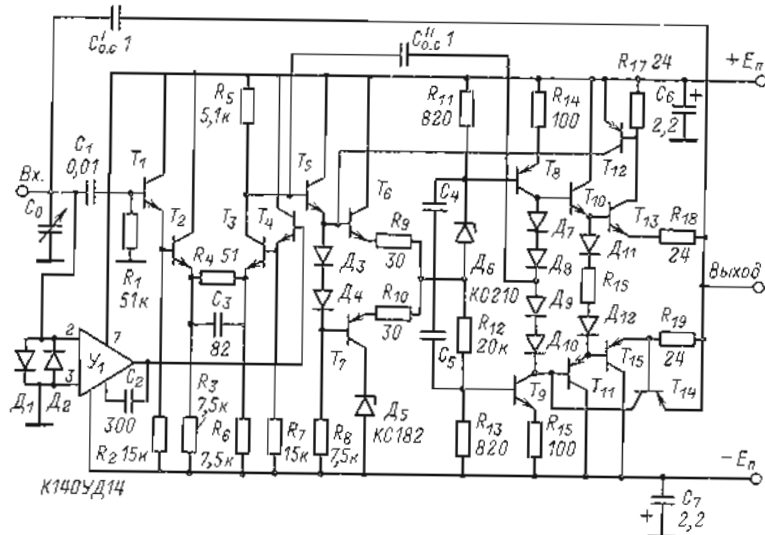


Рис. 4.25

двухкаскадным эмиттерным повторителем (T_5-T_7) и двухтактным выходным усилителем, состоящим из каскада с ОЭ (T_8, T_9) и двух каскадов эмиттерных повторителей ($T_{10}, T_{11}, T_{13}, T_{14}$) с цепями ограничения выходного тока (T_{12}, T_{14}). Эта часть усилителя при использовании в ней транзисторов с $f_T = 400 \div 600$ МГц и $C_K \leq 3$ пФ, а в качестве T_5-T_7 транзисторов с $f_T \geq 1$ ГГц и $C_K \leq 1$ пФ обладает высокими V_{max} (1000 В/мкс) и $f_{\text{ср.р.у}}$ (около 160 МГц).

Во входную часть усилителя входит низкочастотный параллельный анал, сбалансированный Y_1 (который устраняет смещение нуля, входной ток ОУ и их температурный дрейф), и высокочастотный канал на дифференциальном каскаде (T_1-T_4). Последний обеспечивает усиле-

ние на низкой частоте около 100 и увеличивает $f_{\text{ср.р.у}}$ всего ОУ примерно до 1,6 ГГц. Последняя определяется как $f_{K_Y}(f)$ при измерении $K_Y(f)$ на частоте 100 МГц. В качестве T_1-T_4 должны использоваться СВЧ-транзисторы с $f_T \geq 1$ ГГц и $C_K \leq 1$ пФ. Реальная $f_{\text{ср}}$ оказывается ниже, так как на высоких частотах, больших $2f_{\text{ср.р.у}}$, затухание АЧХ происходит значительно быстрее, чем 20 дБ/дек. Однако это почти не влияет на τ_6 . Максимальная $f_{\text{ср.р.у}}$ в такой схеме — около 32 МГц (при $R_{o.c.} = 5$ кОм), при этом $\tau_{0,1\%} \approx 40$ нс, $\tau_{0,01\%} \approx 60$ нс при изменении K_Y от 0,1 до 25. Усилитель рассчитан на нормальную работу с $C_0 \approx 25$ пФ. При меньшем значении C_0 она должна быть искусственно увеличена до этого значения, так как иначе возрастет $f_{\text{ср.р.у}}$, что приведет к колебательному переходному процессу и увеличению τ_6 .

Таким образом, ОУ, выполненный по схеме на рис. 4.25, в значительной мере эквивалентен ОУ ПТ. Его преимуществами перед ОУ ПТ являются меньшие значения шумов и коэффициента влияния питающих напряжений.

Отметим, что для получения приведенных значений τ_6 необходимо соответствующее сопряжение АЧХ Y_1 и АЧХ высокочастотной части усилителя. Затухания АЧХ высокочастотного канала (при $K_{\text{в.у}} = 10^3$) начинаются на частоте

$$f_1 \approx 1/2\pi C_{o.c.}' R_5 K_{\text{в.у}} \approx 30 \text{ кГц.}$$

Для сопряжения частота среза Y_1 должна совпадать с f_1 . Точность согласования ($\Delta f_1/f_1$) определяется усилением по контуру $C_{o.c.}$ на этой частоте и требуемой δ при определении τ_6 :

$$\Delta f_1/f_1 \leq K_Y(f_1) C_{o.c.} \delta / (C_{o.c.} + C_0). \quad (4.12)$$

Для приведенных параметров $K_Y(f_1) C_{o.c.} / (C_{o.c.} + C_0) \approx 2000$, поэтому при $\delta = 0,01\%$ необходимо обеспечить $\Delta f_1/f_1 \leq 20\%$. Максимальное значение K_Y ограничено при фиксированном $R_{o.c.}$ минимальным сопротивлением на входе ОУ, которое не должно быть менее $2/(\omega_{\text{ср.р.у}} C_{o.c.}) \approx 200$ Ом (при дальнейшем его уменьшении снижается $f_{\text{ср.р.у}}$ и увеличивает τ_6).

Глава пятая

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С МОДУЛЯЦИЕЙ И ДЕМОДУЛЯЦИЕЙ СИГНАЛА (ОУ МДМ)

5.1. СТРУКТУРЫ ОУ МДМ

Принцип работы усилителя МДМ состоит в том, что входной сигнал низкой частоты и постоянного тока с помощью модулятора (M) преобразуется в огибающую напряжения переменного тока, усиливается усилителем переменно-

ного тока U_{-} и затем с помощью синхронного демодулятора (ДМ) и фильтра восстанавливаются постоянная и низкочастотные составляющие сигнала. Преобразование входного сигнала в переменное напряжение позволяет значительно снизить смещение нуля ОУ $E_{см}$, входной ток $I_{вх}$ и их температурный ($a_{ЕТ}$, a_{IT}) и временной ($a_{ЕТ}$, a_{IT}) дрейфы. Кроме того, в спектре шумов усилителя МДМ отсутствуют составляющие фликер-шумов (пропорциональных $1/\sqrt{f}$). В этом состоят преимущества МДМ-усилителей. Однако схемы ОУ МДМ значительно сложнее усилителей без преобразования сигнала ОУ БП, а главное, содержат несколько конденсаторов довольно большой емкости, что затрудняет реализацию ОУ МДМ по интегральной технологии.

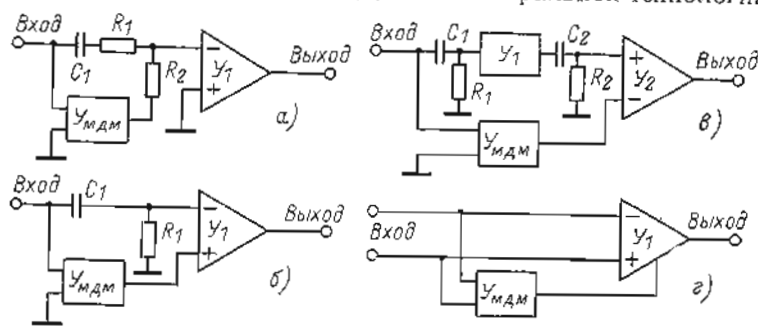


Рис. 5.1

Учитывая это, ОУ МДМ целесообразно применять только в тех случаях, когда ОУ БП не могут обеспечить требуемых значений $E_{см}$, $I_{вх}$ и их стабильность. В основном такие задачи возникают при построении прецизионных интеграторов и схем слежения-хранения (выборки-хранения), в логарифмических преобразователях с большим диапазоном изменения переменных, а также в измерительных схемах с низким порогом чувствительности.

В настоящее время целесообразны разработка и производство только высокоточных ОУ МДМ, стабильность $E_{см}$ и $I_{вх}$ которых значительно выше, чем ОУ БП. Построение относительно простых ОУ МДМ, обладающих параметрами, близкими к параметрам прецизионных ОУ БП, явно нецелесообразно, так как по технологичности и стоимости они не могут конкурировать с ОУ БП.

Структурные схемы ОУ МДМ отличаются как способом суммирования сигналов канала без преобразования и канала МДМ, так и схемами усилителей МДМ. На рис. 5.1 приведены три варианта схем суммирования. В схеме на рис. 5.1, а

суммирование осуществляется с помощью резисторов на инвертирующем входе основного усилителя U_1 . В этом случае усилитель МДМ $U_{МДМ}$ не должен инвертировать сигнал, что значительно облегчает его построение. Однако такая структура плоха тем, что при введении R_1 увеличиваются шумы U_1 и снижается его быстродействие. Схема на рис. 5.1, б свободна от этих недостатков. Однако для нее требуется инвертирующий $U_{МДМ}$, что, как увидим далее, усложняет его схему. Несмотря на это, схема на рис. 5.1, б получила наибольшее распространение. В схеме на рис. 5.1, в сигнал с выхода $U_{МДМ}$ суммируется с сигналом инвертирующего усилителя переменного тока U_1 . Такая схема позволяет применить неинвертирующий $U_{МДМ}$ и, кроме того, снизить требования к фильтру на его выходе, так как пульсации $U_{МДМ}$, приведенные ко входу, ослабляются в коэффициент усиления U_1 раз. Несмотря на достоинства схемы на рис. 5.1, в, в настоящее время она не применяется, так как в ней требуется дополнительный разделительный конденсатор и специальные меры по обеспечению устойчивости после перегрузок. Кроме того, в такой структуре значительно усложняется формирование частотной характеристики с $\gamma=20$ дБ/дек.

Первые три схемы не позволяют реализовать дифференциальный ОУ с симметричными входами. Для построения дифференциального ОУ МДМ наиболее удобна схема на рис. 5.1, г, в которой основной усилитель U_1 помимо основного дифференциального имеет еще дополнительный вход для сигнала с выхода $U_{МДМ}$. В такой схеме усилитель U_1 должен быть выполнен с МОП-транзисторами на входе, чтобы не увеличить общий входной ток. Однако введение МОП-транзисторов приводит к увеличению низкочастотных шумов по сравнению с вариантами на рис. 5.1, б и в. Однако если на входах U_1 применить разделительные RC-цепи, то необходимость в МОП-транзисторах отпадает, но такой путь плох тем, что для получения высокого коэффициента ослабления синфазного сигнала переменного тока требуется очень точное согласование постоянных времени этих цепей.

Таким образом, для построения наиболее высококачественных ОУ МДМ наиболее целесообразна схема на рис. 5.1, б, а для построения дифференциальных ОУ — схема на рис. 5.1, г. Отметим, что в схеме на рис. 5.1, б можно не применять разделительную цепь R_1 , C_1 , но в этом случае необходим U_1 с МОП-транзисторами на входе, что приводит к увеличению уровня шумов.

5.2. ВЫБОР ЧАСТОТЫ И ЗАКОНА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛА

Прежде чем перейти к рассмотрению конкретных схем ОУ МДМ и его узлов, остановимся на выборе частоты и закона преобразования сигнала. В большинстве современных усилителей МДМ применяются ключевые модуляторы, которые преобразуют постоянное напряжение в последовательность прямоугольных импульсов. Такие модуляторы при каждом переключении генерируют паразитный заряд. Вследствие этого входной ток и его дрейф оказываются пропорциональными частоте преобразования $f_{пр}$, поэтому ее выгодно уменьшать. Однако с уменьшением $f_{пр}$ возрастают требования к постоянной времени фильтра на выходе МДМ и увеличиваются шумы из-за составляющей, пропорциональной $1/\sqrt{f}$. Как показывают экспериментальные исследования, в тех случаях, когда наиболее важно получить минимальные $I_{вх}$ и a_{IT} , целесообразно выбрать $f_{пр} = 80 \div 120$ Гц. При этом удастся обеспечить $a_{IT} = 0,03 \div 0,15$ пА/К. Если важнее иметь малый шум, то выгоднее выбрать $f_{пр} = 400 \div 800$ Гц, при этом шум будет меньше (при прочих равных условиях) примерно в 2—3 раза, но a_{IT} возрастет в 5—10 раз.

Следует напомнить, что (см. гл. 2) напряжение шумов может быть снижено примерно в 3 раза (без изменения $f_{пр}$) при переходе от импульсивной модуляции и демодуляции к синусоидальной, но при этом значительно усложняется схема. Еще меньший уровень шумов без увеличения a_{IT} удастся получить при двойном преобразовании сигнала (см. § 2.4). Однако это достигается также ценой существенного усложнения.

При использовании ключевых М и ДМ возможно различное их управление — синфазное или противофазное — с большой скважностью или скважностью, равной двум, т. е. при равенстве длительности импульса половине периода $f_{пр}$. От выбора закона управления в значительной степени зависят параметры усилителя МДМ.

Заметим, что противофазное управление ключами М и ДМ в ОУ нецелесообразно. Как показано в [3, 5], при противоположной работе ключей в М и ДМ ухудшается фазочастотная характеристика, что значительно усложняет обеспечение устойчивости всего ОУ (необходимо значительное увеличение постоянной времени выходного фильтра, т. е. сужение полосы пропускания).

При выборе скважности работы М и ДМ надо учитывать следующие обстоятельства. При фиксированной $f_{пр}$ минимальный уровень шумов обеспечивается при скважности, равной двум. Как было показано в гл. 2, это достигается за счет сужения по-

лосы пропускания усилителя U_{\sim} . Однако увеличение скважности до 50—100 имеет свои преимущества. Как показано далее, происходит пропорциональное увеличение входного сопротивления усилителя МДМ, снижается уровень пульсации на выходе, увеличиваются (примерно до единицы) и становятся более стабильными коэффициенты передачи М и ДМ. Вместе с тем увеличение уровня шумов происходит всего в 1,5—2 раза. Учитывая, что шумы усилителя МДМ очень малы (обычно 1,1—1 мкВ от пика до пика в полосе 0,01—1 Гц), в большинстве случаев можно считать целесообразным применение управления со скважностью 50—100.

Работа с высокой скважностью (с короткими управляющими импульсами) возможна в двух режимах, один из которых пояснен на рис. 5.2. С помощью ключа М входное напряжение

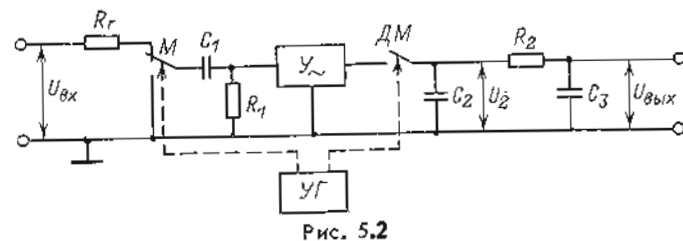


Рис. 5.2

на небольшую часть периода подается на вход U_{\sim} и в это же время с помощью ключа ДМ конденсатор C_2 подключается к его выходу. Если выходное сопротивление U_{\sim} достаточно мало, то напряжение U_2 на C_2 представляет собой выборку из $U_{вх} K_{\sim}$ в дискретные моменты времени, соответствующие импульсам, поступающим из управляющего генератора УГ. Демодулятор и C_2 в такой схеме образуют фиксирующее звено. В интервале между импульсами напряжение на C_2 сохраняется равным предыдущей выборке. При плавном изменении $U_{вх}$ напряжение на C_2 изменяется примерно по ступенчатому закону, как показано на рис. 5.3, причем, если не учитывать инерционность М и U_{\sim} , U_2 запаздывает на величину $\Delta t = (0 \div 1)/f_{пр}$ в зависимости от момента, в который приложено $U_{вх}$. Очевидно, что при таком режиме работы ключей теряется информация о входном сигнале в интервалах между управляющими импульсами.

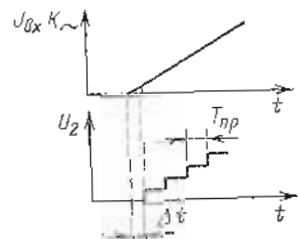


Рис. 5.3

Второй режим работы МДМ с большой скважностью пояснен на рис. 5.4. Здесь, наоборот, только в течение небольшой

части периода разомкнута цепь для прохождения сигнала, когда через ключи M и DM подключаются к земле (к нулевой сигнальной шине) соответственно C_1 и C_2 . В большую часть периода сигнал проходит со входа на выход, как в обычном усилителе переменного тока без преобразования. Очевидно, если $U_{вх} = \text{const}$, то по мере зарядки C_1 и C_2 $U_{вых}$ начнет уменьшаться. Однако при каждом замыкании C_1 и C_2 на землю конденсатор C_2 заряжается (при малом выходном сопротивлении

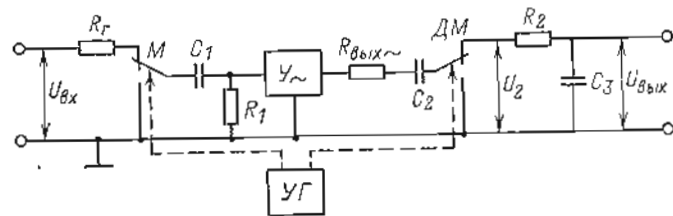


Рис. 5.4

U_{\sim}) до величины $U_{C1} K_{\sim}$ (где U_{C1} — напряжение на C_1 в момент замыкания ключей на землю.) В результате будет происходить восстановление на выходе постоянной составляющей. Такой МДМ эквивалентен усилителю, имеющему два параллельных канала усиления. Первый канал соответствует схеме на рис. 5.2, т. е. производит выборку из $U_{вх} K_{\sim}$ в дискретные моменты времени и запоминание сигнала на C_2 в интервалах

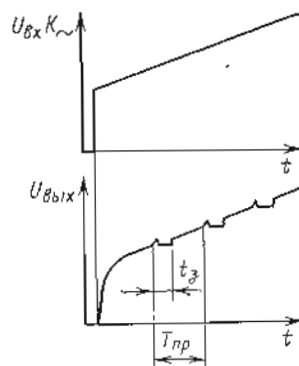


Рис. 5.5

между импульсами, второй является высокочастотным каналом переменного тока, выключаемым только на время действия коротких управляющих импульсов. Учитывая эту особенность, схему МДМ на рис. 5.4 можно назвать усилителем МДМ с квазипараллельным каналом. Как следует из физики работы схемы такого МДМ (и подтверждено экспериментально), при большой скважности импульсов его полоса пропускания оказывается намного выше частоты преобразования. Она определяется практически выходным фильтром (R_2, C_3), который необходим, как и в любой схеме МДМ, для снижения уровня пульсаций до желаемого уровня и для согласования АЧХ $U_{МДМ}$ и U_1 . Если $R_2 C_3 \ll 1/f_{пр}$ и $C_3 \ll C_2$, то выходное напряжение схемы на рис. 5.4 практически совпадает по форме с входным (рис. 5.5). Только в момент переключения ключей в $U_{вых}$ имеются плоские участки и

возникают небольшие импульсы из-за неидеальности ключей, которые могут быть легко уменьшены до желаемого уровня путем увеличения постоянной времени $R_2 C_3$.

Приведенные данные получены в результате тщательных экспериментальных исследований различных режимов работы усилителей МДМ. На основании этих исследований можно утверждать, что при использовании ключевых M и DM наиболее целесообразной является работа M и DM с большой

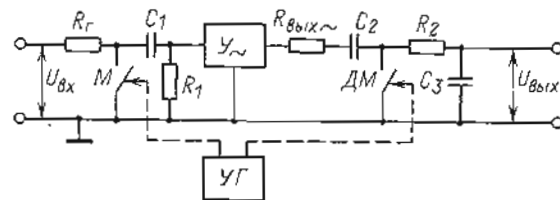


Рис. 5.6

скважностью в режиме, соответствующем режиму работы квазипараллельного канала (см. рис. 5.4). Естественно, что M и DM в схеме на рис. 5.4 могут быть выполнены с помощью двух пар МОП-транзисторов.

Отметим, что усилитель МДМ с квазипараллельным каналом может быть реализован и с параллельными (коротящими) ключами M и DM , как показано на рис. 5.6. Экспериментальные исследования показывают, что коротящие ключи позволяют обеспечить меньшие значения $I_{вх}$ и a_{IT} , чем рвущие (последовательные). Поэтому МДМ, изготовленные по схеме на рис. 5.6, в некоторых случаях оказывается предпочтительней. Как увидим далее, по остальным параметрам (при большой скважности) схемы на рис. 5.4 и 5.6 аналогичны.

5.3. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЕЙ МДМ С КВАЗИПАРАЛЛЕЛЬНЫМ КАНАЛОМ

Строгий расчет динамических свойств усилителей МДМ, а также их входных и выходных сопротивлений в общем случае довольно сложен. Подробный расчет основных типов усилителей МДМ и их узлов приведен в [3, 5, 33]. Однако в этих работах МДМ с квазипараллельным каналом не был проанализирован, поэтому приведем его основные свойства. Их нетрудно получить на основе упрощенного анализа, который не претендует на строгость, но позволяет хорошо проследить физические процессы в схеме. Результаты такого анализа практически совпадают с результатами, полученными более строгим способом с использованием метода обобщенного текущего среднего [32].

Для схем на рис. 5.4 и 5.6 практически всегда выбираются такие значения сопротивлений и емкостей, при которых справедливы следующие соотношения:

$$T_{пр} = 1/f_{пр} \ll C_1 R_1 \gg 1/2\pi f_{в}; \quad C_2 R_2 \gg T_{пр}; \quad t_3 \ll T_{пр} \ll 1/2\pi f_{в}; \\ R_{вых} C_2 \ll t_3, \quad R_{вых} \ll R_2; \quad f_{в} \gg 1/t_3,$$

где $T_{пр}$ — период преобразования; t_3 — время замкнутого состояния ключей M и DM на землю (длительность управляющего импульса); $R_{вых}$ — суммарное выходное сопротивление \mathcal{Y}_- и ключа DM ; $f_{в}$ и $f_{н}$ — соответственно нижняя и верхняя границы полосы пропускания \mathcal{Y}_- .

Рассмотрим сначала реакцию канала МДМ, выполненного по схеме на рис. 5.4, на скачок входного напряжения ($U_{вх}$) в предположении, что $R_r \rightarrow 0$ и $C_3 \rightarrow 0$. Если в момент скачка $U_{вх}$ ключи M и DM находятся в разомкнутом (верхнем) состоянии, то $U_{вых}$ изменится на величину $U_{вх} K_-$ (K_- — коэффициент усиления \mathcal{Y}_-), причем нарастание $U_{вых}$ будет происходить по экспоненте с малой постоянной времени $1/2\pi f_{в}$ (предполагается, что сигнал мал, и нелинейностью усилителя можно пренебречь). Так как $f_{в} \gg 1/t_3$, то переходный процесс, обусловленный конечностью $f_{в}$, практически закончится за время, не превосходящее t_3 . Кроме того, возможно запаздывание сигнала, если скачок произойдет в момент, когда ключи находятся в замкнутом (нижнем) состоянии, т. е. заземляют C_1 и C_2 . Очевидно, что максимально возможное запаздывание, равное t_3 , происходит, если момент скачка совпадает с моментом замыкания ключей.

Нетрудно убедиться в том, что в дальнейшем при $U_{вх} = \text{const}$ выходное напряжение практически также остается постоянным, несмотря на то что во входной цепи будет происходить переходный процесс, связанный с зарядкой C_1 от $U_{C1} = 0$ до $U_{C1} = U_{вх} t_3 / T_{пр}$, при этом при разомкнутых ключах амплитуда импульса на входе \mathcal{Y}_- будет уменьшаться от $U_{вх}$ до $U_{вх} - U_{C1}$, а при замкнутых увеличиваться от 0 до U_{C1} . Перепад напряжения на входе \mathcal{Y}_- в момент переключения ключей равен сумме этих величин $U_{вх}$, т. е. остается неизменным. Очевидно, что амплитуда импульсов на выходе \mathcal{Y}_- равна $U_{вх} K_-$. Так как $t_3 \gg R_{вых} C_2$, конденсатор C_2 в течение t_3 успевает полностью зарядиться до амплитуды импульса. В результате $U_{вых}$ также равно $U_{вх} K_-$ и практически не зависит от времени. В течение $T_{пр} - t_3$ (когда ключи находятся в разомкнутом состоянии) происходит некоторое уменьшение $U_{вых}$ за счет того, что нижняя граница полосы пропускания \mathcal{Y}_- не равна нулю, и за счет зарядки разделительного конденсатора C_1 . Так как $C_1 R_1 \gg T_{пр} \ll$

$\ll 1/2\pi f_{в}$, это уменьшение происходит практически линейно во времени и только на малую величину, равную:

$$\Delta U_{вых} \approx U_{вх} K_- (T_{пр} - t_3) (1/R_1 C_1 + 2\pi f_{н}).$$

За счет увеличения $R_1 C_1$ и снижения $f_{н}$ значение $\Delta U_{вых} / U_{вых}$ может быть сделано пренебрежимо малым. Кроме того, после каждого переключения ключей $U_{вых}$ восстанавливается до первоначального значения.

Таким образом, $U_{вых}(t)$ такого усилителя почти идеально повторяет скачок $U_{вх}$, усиливая его в K_- раз, при этом запаздывание фронта может быть сделано сколь угодно малым путем уменьшения t_3 (т. е. увеличения скважности управляющих импульсов) при одновременном увеличении верхней границы полосы пропускания \mathcal{Y}_- .

Приведенные соображения позволяют считать канал МДМ при $R_r \rightarrow 0$ и $C_3 \rightarrow 0$ практически безынерционным (с точностью до t_3). Очевидно, что при конечном значении C_3 (по при $R_r \rightarrow 0$) канал МДМ будет эквивалентен инерционному звену первого порядка с постоянной времени $T_{ф2} = (R_{вых. ср} + R_2) C_3$, где $R_{вых. ср}$ — среднее за период выходное сопротивление ДМ.

При конечном значении R_r некоторую инерционность будет вносить и M . При скачке $U_{вх}$ в первый момент C_1 не заряжен и амплитуда импульсов на входе \mathcal{Y}_- равна $U_{вх} R_1 / (R_1 + R_r)$, т. е. коэффициент передачи модулятора * $k_m(0) = R_1 / (R_1 + R_r)$. Однако по мере зарядки C_1 значение $k_m(t)$ растет. Найдем значение $k(t)$ при $t \rightarrow \infty$.

С учетом того, что $T_{пр} \ll C_1 R_1$ и $t_3 \ll T_{пр}$, можно считать, что в течение t_3 и $T_{пр} - t_3$ ток через C_1 не изменяется во времени. Тогда в установившемся режиме условие равенства зарядов, получаемых C_1 за время $T_{пр} - t_3$ и теряемых за время t_3 , сводится к следующему:

$$(U_{вх} - U_{C1})(T_{пр} - t_3) / (R_1 + R_r) = U_{C1} t_3 / R_1,$$

где U_{C1} — напряжение на C_1 .

Отсюда

$$U_{C1} / U_{вх} = R_1 (1 - t_3 / T_{пр}) / (R_1 + R_r t_3 / T_{пр}). \quad (5.1)$$

В установившемся режиме размах импульсов на выходе M равен сумме амплитуд импульсов при замкнутом и разомкнутом ключе M , поэтому

$$k_m(\infty) = (U_{вх} - U_{C1}) R_1 / U_{вх} (R_1 + R_r) + \\ + U_{C1} / U_{вх} = R_1 t_3 / (R_1 + R_r), \quad (5.2)$$

* Причем под $k_m(t)$ понимается отношение амплитуд импульсов на выходе M к $U_{вх}$.

где

$$h = (R_1 + R_r) / (R_1 + R_r t_3 / T_{np}).$$

Можно показать, что изменение k_m во времени происходит по следующему закону:

$$k_m(t) \approx [k_m(\infty) - k_m(0)](1 - e^{-t/T_m}) + k_m(0), \quad (5.3)$$

где T_m — эквивалентная постоянная времени M .

Формула (5.3) только приближенно характеризует процесс, так как в действительности $k_m(t)$ изменяется дискретно во времени от периода к периоду преобразования. В течение одного периода k_m остается постоянным. Однако (5.3) дает правильные значения $k_m(t)$, если t задавать значения, только кратные целому числу периодов T_{np} .

Значение T_m равно $C_1 R_{срел}$, где $R_{срел}$ — среднее за период значение сопротивления, включенного последовательно с C_1 :

$$R_{срел} = \frac{1}{t_3/R_1 T_{np} + (T_{np} - t_3)/(R_1 + R_r) T_{np}} = R_1 h, \quad (5.4)$$

поэтому $T_m = C_1 R_1 h$ [значение h определяется из (5.2)].

Как следует из (5.3), динамические свойства M при $R_r \neq 0$ эквивалентны свойствам схемы, состоящей из параллельно включенных безынерционного и инерционного звеньев первого порядка с постоянной времени T_m . С учетом этого M можно характеризовать комплексным коэффициентом передачи следующего вида:

$$K_m(j\omega) \approx [K_m(0) - K_m(\infty)] / (1 + j\omega T_m) + K_m(\infty). \quad (5.5)$$

Учитывая предельные переходы из временной области в частотную, можно принять $K_m(0) = k_m(\infty)$ и $K_m(\infty) = k_m(0)$. Отметим, что переход в частотную область для M в общем случае некорректен, так как напряжение на его выходе носит импульсный характер. Однако при входном синусоидальном сигнале с частотой, намного меньшей частоты преобразования, закон изменения амплитуды импульсов на выходе M может быть аппроксимирован синусоидой, проходящей через середину вершин импульсов каждого периода. Отношение этой аппроксимирующей синусоиды к входной (выраженных в комплексной форме) и определяет $K_m(j\omega)$.

Подставив в (5.5) найденные выше значения $k_m(0)$, $k_m(\infty)$ и T_m , получим:

$$K_m(j\omega) \approx R_1 h (1 + j\omega C_1 R_1) / (R_1 + R_r) \times (1 + j\omega C_1 R_1 h). \quad (5.6)$$

Если учесть, что на входе и выходе всего канала МДМ обычно включают инерционные фильтры первого порядка с постоянными времени соответственно $T_{\phi 1}$ и $T_{\phi 2}$, то ком-

плексный коэффициент передачи всего канала может быть представлен в следующем виде:

$$K_{мдм}(j\omega) = \frac{R_1 K_m h}{R_1 + R_r} \frac{1 + j\omega C_1 R_1}{(1 + j\omega T_{\phi 1}) (1 + j\omega C_1 R_1 h) (1 + j\omega T_{\phi 2})}. \quad (5.7)$$

Отметим, что, как показал эксперимент, приведенное выражение остается справедливым не только для частот, значительно меньших f_{np} , но и для всего диапазона частот, вплоть до верхней границы полосы пропускания \mathcal{U} .

Из (5.2) и (5.7) видно, что при $R_r \ll R_1$ значение h близко к единице и инерционность МДМ канала определяется только параметрами входного и выходного фильтров, а сам усилитель практически можно считать безынерционным. Если $R_r \gg R_1 T_{np} / t_3$, то $h \approx T_{np} / t_3 \gg 1$ и инерционность модулятора существенно возрастает, при этом

$$K_{мдм}(j\omega) = \frac{R_1 T_{np} K_m (1 + j\omega C_1 R_1)}{R_r t_3 (1 + j\omega T_{\phi 1}) (1 + j\omega C_1 R_1 T_{np} / t_3) (1 + j\omega T_{\phi 2})}. \quad (5.8)$$

Из (5.8) видно, что при высокоомном источнике сигнала увеличение R_1 или T_{np} / t_3 приводит к пропорциональному увеличению $K_{мдм}(0)$, однако при этом, если не изменять C_1 , резко сужается полоса пропускания усилителя.

Динамические свойства схем на рис. 5.4 и 5.6 практически совпадают, однако по значению среднего входного сопротивления они заметно различаются. При тех же предположениях, которые были сделаны ранее, среднее входное сопротивление на постоянном токе в установившемся режиме для схемы на рис. 5.4 определяется следующим выражением:

$$R_{вх. ср.} \Big|_{t=\infty} = \frac{U_{вх}}{I_{вх. ср.}} = \frac{R_1 + R_r}{(1 - U_{C1} / U_{вх}) (1 - t_3 / T_{np})} = \frac{R_r + R_1 T_{np} / t_3}{1 - t_3 / T_{np}}. \quad (5.9)$$

В начальный момент времени

$$R_{вх. ср.} \Big|_{t=0} = (R_r + R_1) \frac{1}{1 - t_3 / T_{np}}, \quad (5.10)$$

т. е. намного меньше, чем в установившемся режиме. Можно показать, что полное входное сопротивление для переменного тока эквивалентно следующему:

$$Z_{вх. ср.}(j\omega) \approx \frac{(R_r + R_1 T_{np} / t_3) (1 + j\omega C_1 R_1 h)}{(1 - t_3 / T_{np}) (1 + j\omega C_1 R_1 T_{np} / t_3)}. \quad (5.11)$$

Анализ схемы с параллельным ключом (см. рис. 5.6) показывает, что ее $R_{вх. ср.}$ представляет собой параллельное соединение сопротивлений $R_r T_{np} / t_3$ и $R_{вх. ср.}$ схемы на

рис. 5.4. После соответствующих преобразований получим

$$R_{\text{вх. сред}}|_{t \rightarrow \infty} = R_r T_{\text{пр}} (R_1 + R_r t_3 / T_{\text{пр}}) / t_3 (R_1 + R_r); \quad (5.12)$$

$$R_{\text{вх. сред}}|_{t=0} = R_r T_{\text{пр}} (R_1 + R_r) / t_3 (R_1 + R_r T_{\text{пр}} / t_3). \quad (5.13)$$

Если $R_r \ll R_1$, то входное сопротивление схемы на рис. 5.6 намного меньше входного сопротивления схемы на рис. 5.4.

Постоянная времени $T_{\phi 2} = R_2 C_3$ (выходного фильтра) в ОУ МДМ всегда намного больше $T_{\text{пр}}$. Это необходимо не только для снижения пульсаций, но и для обеспечения устойчивости по контуру МДМ. Желательно выбирать

$$T_{\phi 2} \geq K_{\text{мдм}} K_1 / \omega_{\text{ср}}, \quad T_{\phi 1} \leq T_{\phi 2} / K_{\text{мдм}},$$

[K_1 и $\omega_{\text{ср}}$ — соответственно коэффициент усиления и частота среза основного усилителя (см. рис. 5.1, б) Y_1], чтобы избежать появления на АЧХ участка с $\gamma = 40$ дБ/дек, из-за наличия которого значительно увеличивается время восстановления после перегрузки, что в некоторых случаях приводит к неустойчивости.

При больших R_2 выходное сопротивление усилителя МДМ определяется в основном этим сопротивлением. В результате более точного расчета схемы на рис. 5.4 имеем

$$R_{\text{вх. сред}} = \frac{1}{f_{\text{пр}} C_2 [1 - e^{-(T_{\text{пр}} - t_3) / C_2 (R_2 + R_{\text{вх. сред}})}]} \approx \frac{R_2 + R_{\text{вх. сред}}}{1 - t_3 / T_{\text{пр}}} + \frac{1}{C_2 f_{\text{пр}}}. \quad (5.14)$$

При выводе (5.14) предполагалось, что $R_{\text{вх. сред}} \ll R_2$, $R_{\text{вх. сред}} C_2 \ll t_3$ и $t_3 \ll T_{\text{пр}}$.

Выходное сопротивление схемы на рис. 5.6 несколько меньше, чем рассчитанное по (5.14), так как шунтируется большим сопротивлением $R_2 T_{\text{пр}} / t_3$, обусловленным периодическим подключением R_2 к земле.

В ОУ МДМ помимо флуктуационных шумов всегда имеется на выходе паразитное напряжение пульсаций, обусловленное работой ключей и проникновением управляющих импульсов на вход усилителя через паразитные емкости. Эти помехи будем характеризовать ЭДС пульсаций $E_{\text{пл}}$ и током пульсаций $I_{\text{пл}}$. Под $E_{\text{пл}}$ понимается размах периодического напряжения помехи на выходе, деленный на коэффициент усиления ОУ, работающего в режиме короткого замыкания на входе. Значение $I_{\text{пл}}$ равно размаху периодического напряжения помехи на выходе, деленному на коэффициент усиления и на входное сопротивление ОУ, работающего в режиме разомкнутого входа.

Как показывает расчет, удвоенные амплитуды ЭДС пуль-

саций $E_{\text{пл}}$ и тока пульсаций $I_{\text{пл}}$, приведенные ко входу ОУ, с использованием МДМ, выполненного по схеме на рис. 5.6, приближенно могут быть выражены следующим образом:

$$E_{\text{пл}} \approx \left(E_{\text{см}1} + \frac{U_{\text{вх}}}{K_1} + I_{\text{вх}1} R_{\phi 2} \right) \frac{t_3}{T_{\phi 2}} + \frac{I_{\text{вх}1} (T_{\text{пр}} - t_3)}{K_{\text{дм}} C_{\text{дм}}} \left[1 + \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} \right) \frac{T_{\text{пр}} - t_3}{2} + \frac{(T_{\text{пр}} - t_3)^2}{2T_1 T_2} \right] + E_{\gamma} a_m \frac{\tau_{\text{н}}}{T_{\phi 2}} K_{\text{н}}; \quad (5.15)$$

$$I_{\text{пл}} \approx E_{\text{упр}} (a_m \tau_{\text{н}} / R_{\phi 1} T_{\phi 1} + C_{\text{н}} / \tau_{\text{н}}), \quad (5.16)$$

где $U_{\text{вх}}$ — постоянное напряжение на выходе ОУ; $E_{\text{см}1}$, $I_{\text{вх}1}$, K_1 — соответственно ЭДС смещения, входной ток и коэффициент усиления основного усилителя Y_1 в ОУ МДМ (см. рис. 5.1, б); $T_{\phi 2}$ — постоянная времени выходного фильтра канала МДМ; $R_{\phi 2}$ — сопротивление фильтра (R_2 на рис. 5.6); $K_{\text{н}}$ — коэффициент усиления $Y_{\text{н}}$ (см. рис. 5.6); $T_1 = C_1 R_1$ — постоянная времени разделительной цепи на входе; $T_2 = 1/2\pi f_{\text{н}}$ — постоянная времени, определяющая нижнюю границу полосы пропускания $Y_{\text{н}}$; $R_{\phi 1}$ — сопротивление входного фильтра; $T_{\phi 1} = C_{\phi 1} R_r$ — постоянная времени входного фильтра со стороны М; $C_{\text{дм}}$ — разделительный конденсатор ДМ (C_2 на рис. 5.6); $E_{\text{упр}}$ — амплитуда импульса, управляющего модулятором; a_m — коэффициент передачи $E_{\text{упр}}$ на вход $Y_{\text{н}}$; $\tau_{\text{н}}$ — эквивалентная длительность паразитного импульса на входе $Y_{\text{н}}$; $C_{\text{н}}$ — паразитная емкость между входом ОУ и цепью управления М.

При выводе (5.15) учитывалось, что пульсации на выходе МДМ приводятся ко входу ОУ с коэффициентом, близким к единице, так как практически независимо от внешней ООС ОУ МДМ и от его $K_{\text{н}}$ основной усилитель по отношению к каналу МДМ осуществляет в области низких частот 100%-ную ООС. Первая составляющая в (5.15) обусловлена тем, что в период t_3 происходит разряд конденсатора $C_{\phi 2} = C_3$, пропорциональный полному напряжению на выходе МДМ (члены в круглых скобках) и отношению $t_3 / T_{\phi 2}$. Эта составляющая не зависит от λ_{\sim} и $f_{\text{ср}}$. Она может быть уменьшена за счет как выбора Y_1 с малыми $E_{\text{см}1}$, $I_{\text{вх}1}$, так и увеличения скважности управляющих импульсов, т. е. уменьшения t_3 или увеличения $T_{\phi 2}$. Отметим, что $U_{\text{вх}} / K_1$ обычно пренебрежимо мало, а наибольший вес в этой составляющей играет член с $I_{\text{вх}1}$. При $I_{\text{вх}1} = 100$ нА, $E_{\text{см}1} = 5$ мВ, $R_{\phi 2} = 0,5$ МОм, $t_3 = 100$ мкс и $T_{\phi 2} = 1$ с первая составляющая в (5.15) равна 5,5 мкВ (от пика до пика — размах).

Вторая составляющая обусловлена входным током Y_1 , для компенсации которого $Y_{\text{н}}$ через $C_{\text{дм}}$ должен давать

компенсирующий ток, равный $I_{вх1}$. Поэтому, как показывает расчет с учетом разделительных цепей, на входе $U_{мдм}$ напряжение изменится во времени по закону кубической параболы в течение $T_{пр} - t_3$, что и дает приведенную в (5.15) вторую составляющую $E_{пн}$. Отметим, что при достаточно больших T_1 и T_2 по сравнению с $T_{пр}$ выражение в квадратных скобках близко к единице. Поэтому уменьшение второй составляющей может быть достигнуто за счет снижения $I_{вх1}$, увеличением частоты преобразования, K_{-} и $C_{дм}$. При $I_{вх} = 100$ нА, $T_{пр} - t_3 = 10$ мс, $K_{-} = 2 \cdot 10^3$, $C_{дм} = 0,05$ мкФ эта составляющая равна 10 мкВ (размах). Заметим, что от $T_{ф2}$ она не зависит.

Третья составляющая в (5.15) связана с генерацией модулятором паразитных импульсов с амплитудой $E_{yа_m}$ и длительностью τ_n (примерно равной фронту управляющих импульсов). Эти импульсы усиливаются U_{-} и через выходной фильтр поступают на вход U_1 . Третья составляющая в значительной мере определяется качеством М. При использовании М на двухзатворном МОП-транзисторе с компенсацией «выбросов» удается снизить $E_{yа_m}$ до 0,2 мВ, что при $K_{-} = 2 \cdot 10^3$, $T_{ф2} = 1$ с и $\tau_n = 10$ мкс дает 6 мкВ (размах). Без компенсации выбросов эта составляющая возрастает в 10—20 раз.

Первая составляющая тока пульсации в (5.16), поступающего на вход ОУ МДМ, определяется паразитным импульсом М (выбросом). Этот импульс ослабляется входным фильтром и в виде тока через сопротивление $R_{ф1}$ поступает на вход ОУ. При $E_{yа_m} = 0,2$ мВ, $\tau_n = 10$ мкс, $R_{ф1} = 100$ кОм, $T_{ф1} = 0,5$ мс эта составляющая дает $I_{пн} = 40$ пА (размах). Вторая составляющая обусловлена паразитной емкостью (C_n) между цепью управления М и входом ОУ. При $E_y = 3$ В, $\tau_n = 10$ мкс, $C_n = 0,1$ пФ возникает $I_{пн} = 30$ нА. Однако при соответствующей экранировке C_n и эта составляющая $I_{пн}$ может быть снижена практически до нуля.

Расчет $E_{пн}$ схемы на рис. 5.4 приводит к выражению, аналогичному (5.15), но первая составляющая в нем практически отсутствует, так как при переключении ключа ДМ на землю разряд C_3 может происходить только через входное сопротивление U_1 , которое обычно несравненно больше R_2 , поэтому этой составляющей можно пренебречь. Вторая и третья составляющие совпадают с (5.15). Однако если сместить во времени работу ключа ДМ так, чтобы он отключал R_2 от C_2 до появления на выходе U_{-} паразитного импульса от М, а подключал позже, когда этот импульс практически затухнет, то удастся устранить последнюю составляющую в (5.15).

Формула для $I_{пн}$ схемы на рис. 5.4 совпадает с (5.16).

Приведенные выше выражения для комплексных коэффициентов передачи, входных и выходных сопротивлений, а также уровня пульсаций хорошо согласуются с результатами экспериментальных исследований.

5.4. СХЕМЫ ОСНОВНЫХ УЗЛОВ УСИЛИТЕЛЕЙ МДМ

Основной частью схемы канала МДМ является усилитель переменного тока. Он определяет коэффициент усиления $U_{мдм}$, который целесообразно выбирать таким, чтобы составляющая дрейфа нуля, обусловленная основным усилителем U_1 , была мала по сравнению с соответствующими параметрами $U_{мдм}$, т. е.

$$K_{-} \geq 3(a_{ET1} + R_1 a_{IT1}) / K_M K_{DM} a_{ETM}, \quad (5.17)$$

где K_{-} — коэффициент усиления усилителя переменного тока (U_{-}); K_M и K_{DM} — коэффициенты передачи соответственно М и ДМ; a_{IT1} , a_{ET1} , a_{ETM} — температурные коэффициенты соответственно входного тока U_1 , ЭДС смещения U_1 и $U_{мдм}$; R_1 — сопротивление на входе U_1 (см. рис. 5.1, б).

Надо учитывать, что сопротивление на входе U_1 (R_1 в схеме на рис. 5.1, б) приходится выбирать большим (0,1—0,5 МОм), чтобы входное сопротивление на переменном токе всего ОУ имело приемлемое значение, при этом основную долю в дрейф нуля обычно вносит нестабильность входного тока U_1 . Например, если он выполнен на обычных биполярных транзисторах с $I_{вх} \approx 100$ нА, то значение $R_1 a_{IT1}$ может достигать 250 мкВ/К. Так как современные $U_{мдм}$ имеют $a_{ETM} \approx 3,1$ мкВ/К, то при $K_M \approx K_{DM} \approx 1$ требуется $K_{-} \geq 7,5 \cdot 10^3$. За счет согласования R_1 и выходного сопротивления $U_{мдм}$ эквивалентный дрейф U_1 может быть уменьшен в 3—5 раз, т. е. выбрано $K_{-} \approx 2 \cdot 10^3$. Примерно такое же значение приходится выбирать при использовании в качестве U_1 ОУ с полевыми транзисторами на входе, имеющими $a_{ET} \approx 50 \div 100$ мкВ/К и $I_{вх} \approx 0,1$ нА. Заметим, что при высокой температуре (+85°C) и $R_1 = 0,5$ МОм среднее значение $R_1 a_{IT1} > 350$ мкВ/К в диапазоне $T = 80 \div 90^\circ\text{C}$.

Увеличение K_{-} вызывает рост помехи на выходе U и требует большей постоянной времени выходного фильтра $T_{ф2}$. Поэтому целесообразнее применять в ОУ МДМ U_1 с малыми значениями a_{ET} и a_{IT} , что позволяет выбирать меньшие значения K_{-} . Лучшими в этом отношении являются ОУ с транзисторами типа «супер-β» на входе. Например, применение ИОУ типа К140УД14, имеющего $a_{ET} \approx 1$ мкВ/К, $a_{IT} \approx 0,01$ нА/К, при $R_1 = 100$ кОм дает составляющую в a_{ET} ОУ при $K_{мдм} = 2 \cdot 10^3$ всего 1 нВ/К, т. е. намного меньше, чем обычно обеспечивает $U_{мдм}$. Если ограничиться значением $a_{ET} = 0,1$ мкВ/К, то в этом случае достаточно иметь $K \approx K_{мдм} = 40 \div 60$.

Таким образом, в зависимости от требований к дрейфу в всего ОУ и типа U_1 значение K_{-} выбирается в диапазоне 60—2000.

Требования к полосе пропускания U_{-} зависят от частоты $f_{мф}$ и вида модуляции. При синусоидальной модуляции полоса пропускания [может

быть сравнительно узкой. Достаточно выбрать нижнюю границу полосы пропускания $f_{н} \leq 0,5f_{пр}$, а высшую $f_{в} \geq 2f_{пр}$. При модуляции прямоугольными импульсами желательно, чтобы переходный процесс в U_{\sim} , вызванный передним фронтом управляющего импульса, успевал практически полностью затухнуть (примерно до уровня 0,1% начального значения). Это требование определяется необходимостью снизить до минимума эффект от демодуляции паразитных импульсов, так как в противном случае растут $E_{см}$ и $a_{ЕТ}$ $U_{мдм}$. Если длительность управляющего импульса t_y , то для затухания до уровня 0,1% требуется $f_{в} \geq 1,1/t_y$. Величину $f_{н}$ обычно приходится выбирать $\leq 0,1f_{пр}$, что обусловлено требованиями устойчивости ОУ после перегрузок.

Входное сопротивление U_{\sim} должно быть по возможности большим (0,5—2 МОм), чтобы свести к минимуму емкость разделительного конденсатора на входе U_{\sim} . Кроме того, желательно, чтобы U_{\sim} обладал малым уровнем шумов. Учитывая это, U_{\sim} должен иметь на выходе либо полевые транзисторы, либо транзисторы «супер- β ».

Выходное сопротивление U_{\sim} может быть довольно большим при синусоидальной демодуляции, но при импульсной его величину желательно снизить до 50—100 Ом.

Учитывая приведенные требования, можно рекомендовать в качестве U_{\sim} использовать стандартный ИОУ с полевыми транзисторами на входе, например типа К544УД1 или К140УД8. При использовании неинвертирующего U_{\sim} можно ограничиться одним ОУ, как показано на рис. 5.7. Усилитель по постоянному току охвачен 100%-ной ООС

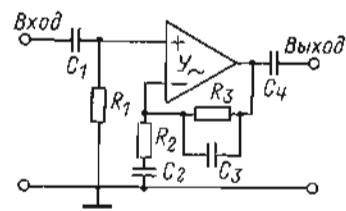


Рис. 5.7

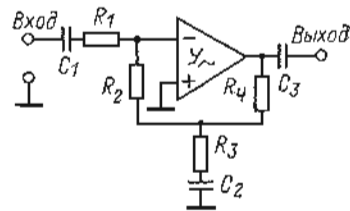


Рис. 5.8

для стабилизации режима. Отношение R_3/R_2 определяет K_{\sim} . Величины R_1C_1 и R_2C_2 выбираются равными $1/(\pi f_{н})$, а R_3C_3 определяет $f_{в}$. В большинстве случаев C_3 можно не ставить, если $f_{ср} \sim R_2/R_3$ ($f_{ср}$ — частота среза U_{\sim}) близка к желаемой $f_{в}$. Емкость C_4 выбирается в зависимости от $f_{пр}$ и типа ДМ в диапазоне 0,01—0,1 мкФ.

Если необходим инвертирующий U_{\sim} , то можно было бы применить схему, показанную на рис. 5.8. Однако введение стабилизирующей обратной связи на инвертирующий вход приводит к резкому увеличению шумов $U_{мдм}$. Шум $U_{мдм}$ в этом случае определяется не только спектральной плотностью шумов в районе $f_{пр}$ и ее гармоник, но и самими низкочастотными составляющими, которые по цепи обратной связи поступают на инвертирующий вход U_{\sim} , через C_1 проникают в цепь М и под*

вергаются модуляции. Поэтому в дальнейшем эта составляющая не ослабляется с помощью ДМ. Как показали экспериментальные исследования, шумы $U_{мдм}$, построенного на основе схемы на рис. 5.8, примерно в 10—20 раз выше шумов $U_{мдм}$ с U_{\sim} по схеме на рис. 5.7 и 5.9. Таким образом, применение схемы на рис. 5.8 явно нецелесообразно. Для инвертирующего U_{\sim} можно рекомендовать схему на рис. 5.9, т. е. схему

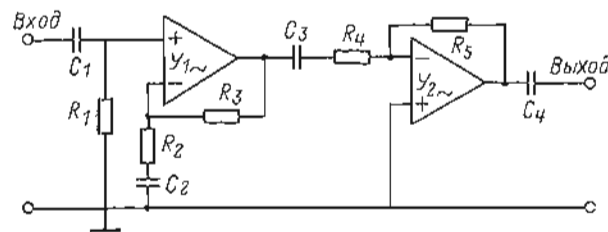


Рис. 5.9

на рис. 5.7 с инвертором. В этой схеме целесообразно выбрать $C_1R_1 \approx C_2R_2 \approx C_3R_4 \approx 1/2f_{н}$, $R_3/R_2 = R_5/R_4 \approx \sqrt{K}$. Заметим, что полоса пропускания схемы на рис. 5.9 примерно в \sqrt{K} - раз больше полосы пропускания схемы на рис. 5.7 при однотипных усилителях.

В качестве инвертирующего U_{\sim} можно применять один усилитель с дифференциальным выходом. Тогда один из выходов можно использовать для введения стабилизирующей ОС, а второй — для связи с ДМ (рис. 5.10).

В $U_{мдм}$ с дифференциальным входом применение входных разделительных цепей оказывается нерациональным, так как они снижают $K_{о.с.с.}$. Поэтому, чтобы не увеличивать входной ток, U_{\sim} должен иметь входной каскад на МОП-транзисторах. Для введения стабилизирующей обратной связи необходим дополнительный (третий) вход.

В тех случаях, когда можно ограничиться значением $K_{\sim} \leq 100$, усилитель переменного тока можно строить как специализированный усилитель без внешней стабилизирующей ОС, при этом должно гарантироваться, что его смещение нуля на входе во всем температурном диапазоне не превысит ± 50 мВ, т. е. ± 5 В на выходе (предполагается, что линейный диапазон U_{\sim} не менее ± 10 В). Такой путь построения U_{\sim} наиболее целесообразен при реализации ОУ по интегральной технологии. Пример схемы U_{\sim} с $K_{\sim} \approx 100$ приведен на рис. 5.11.

Отметим, что для обеспечения устойчивости ОУ МДМ и быстрого затухания переходного процесса после перегрузок входным сигналом важно обеспечить малое время восстановления (вхождение в линейную

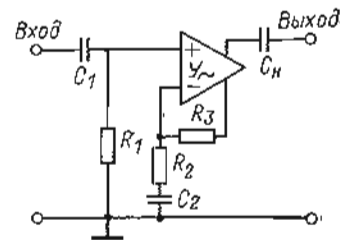


Рис. 5.10

область U . В этом отношении наилучшей является схема на рис. 5.11. Значительно хуже схема на рис. 5.9 и еще хуже схемы на рис. 5.7 и 5.10 из-за наличия конденсаторов значительно большей емкости.

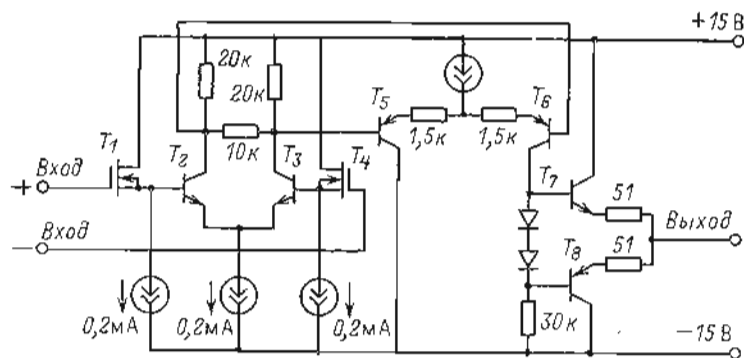


Рис. 5.11

Остановимся на схемах модуляторов и демодуляторов. Основное требование, предъявляемое к M , состоит в получении минимальных значений смещения нуля, входного тока и их дрейфа. В этом отношении

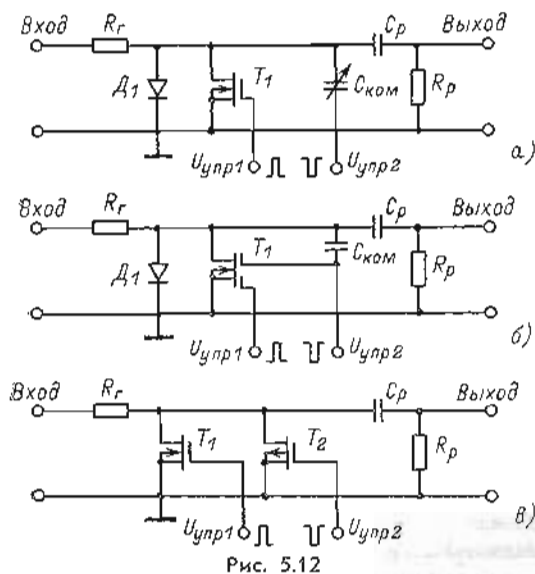


Рис. 5.12

наилучшими являются M на МОП-транзисторах. Их $E_{см}$ и a_{ET} определяются только термо-ЭДС во входной цепи, а $I_{вх}$ и a_{IT} вызваны перезарядкой емкости затвор-сток транзисторов. В гл. 2 были даны рекомендации по минимизации $E_{см}$, $I_{вх}$ и их дрейфа на примере M по схеме

с параллельным (коротящим) ключом (рис. 5.12), при этом $I_{вх}$ может компенсироваться либо путем подачи противофазных импульсов через компенсирующую емкость $C_{ком}$ (рис. 5.12, а) или через емкость второй затвор-сток (рис. 5.12, б), либо путем введения КМОП-пары с близкими характеристиками (рис. 5.12, в). Во всех трех случаях входной ток пропорционален следующей величине:

$$I_{вх} \approx (U_{y1}C_{в.с} - U_{y2}C_{ком})f_{пр}$$

где $C_{в.с}$ — емкость затвор-сток T_1 ; $C_{ком}$ — компенсирующая емкость (для схемы на рис. 5.12, в емкость $C_{з.с} T_2$); $f_{пр}$ — частота преобразования.

Минимальное значение a_{IT} имеют схемы на рис. 5.12, б и в вследствие близости температурных коэффициентов обоих емкостей. Большое влияние на величины $I_{вх}$ и a_{IT} оказывают длительность и идентичность формы фронтов $U_{упр1}$ и $U_{упр2}$.

Диод D_1 , введенный параллельно T_1 , симметрирует нелинейность M при большом сигнале, что способствует уменьшению времени восстановления после перегрузок входным сигналом. Экспериментальные исследования показали, что параллельные (коротящие) схемы M с заземленными

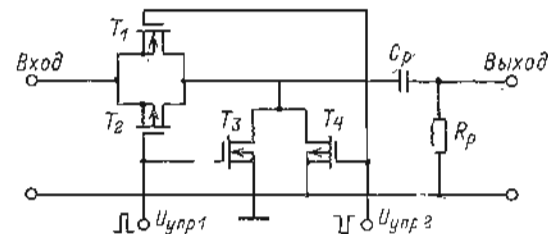


Рис. 5.13

подложками и истоками МОП-транзисторов обеспечивают минимальное значение a_{IT} . Благодаря этому и своей простоте M этого типа получили в ОУ МДМ наибольшее распространение. Однако наличие R_r приводит к тому, что из-за $I_{вх}$ и a_{IT} увеличиваются соответственно $E_{см}$ и a_{ET} , кроме того, R_r является дополнительным источником шумов. От этого недостатка свободна параллельно-последовательная схема M , приведенная на рис. 5.13, выполненная на двух парах КМОП-транзисторов. Когда последовательные ключи (T_1 , T_2) находятся в открытом состоянии (проводят), параллельные ключи (T_4 , T_3) заперты. При подаче управляющих импульсов с полярностью, указанной на рисунке, их роли меняются. Такая схема M эквивалентна переключающему ключу M , изображенному на рис. 5.4. Применение КМОП-транзисторов способствует значительному уменьшению входного тока и его дрейфа. При необходимости $I_{вх}$ может быть установлен равным нулю путем регулировки соотношения амплитуд $U_{упр1}$ и $U_{упр2}$.

В схеме M на рис. 5.13 увеличение $E_{см}$ и a_{ET} за счет входного тока пренебрежимо мало. Ничтожно мал и тепловой шум самих ключей, поэтому M на рис. 5.13 целесообразно применять в ОУ МДМ, предна-

значенных для работы в схемах с низкоомными источниками сигнала, когда требуется получить минимальный порог чувствительности по напряжению. Отметим, что схема на рис. 5.13 нередко применяется с транзисторами одной проводимости (без T_3, T_4), при этом, однако, значительно возрастают $I_{вх}$ и его неустойчивость. Естественно, что введение на входе M RC -фильтра практически лишает схему на рис. 5.13 ее преимуществ по сравнению со схемами на рис. 5.12.

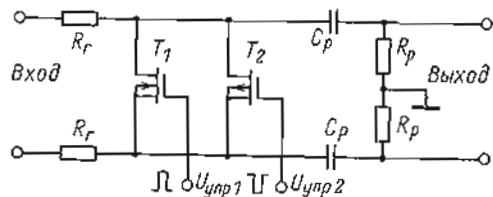


Рис. 5.14

Схемы M с последовательными (рвущими) ключами примерно на порядок уступают параллельным и последовательно-параллельным по значению $I_{вх}$ и его стабильности, поэтому здесь они не рассматриваются.

В дифференциальном усилителе МДМ также целесообразно применение параллельной (коротящей) схемы M либо последовательно-параллельной, выполненных на КМОП-транзисторах, как показано на

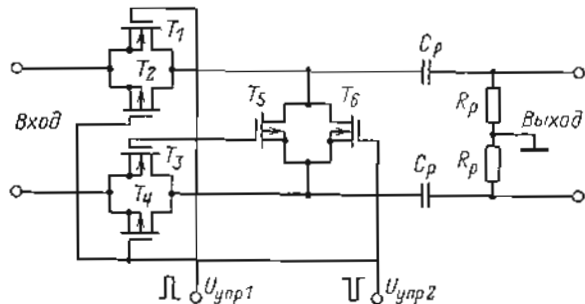


Рис. 5.15

рис. 5.14 и 5.15. По своим свойствам обе схемы близки соответственно к схемам на рис. 5.12, *в* и 5.13. При использовании \mathcal{V}_- с МОП-транзисторами на входе разделительные цепи (C_p, R_p) в схемах M не нужны. Компенсация $I_{вх}$ может производиться, как и в схемах на рис. 5.12, *в* и 5.13, путем регулировки амплитуд $U_{упр1}$ и $U_{упр2}$.

Схемы M на рис. 5.14 и 5.15 также могут быть выполнены на транзисторах одного типа проводимости, однако при этом существенно возрастают их $I_{вх}$ и a_{IT} .

Отметим, что для управления ключами M дифференциальных МДМ целесообразно в управляющий генератор вводить специальную связь, которая обеспечивает наложение $U_{упр1}$ и $U_{упр2}$ на $U_{сн}$, при этом со-

храняются [минимальные значения управляющих напряжений. Если не делать такой связи, то потребовалось бы увеличить размах $U_{упр1}$ и $U_{упр2}$ на величину $2U_{сн}$, что привело бы к увеличению $I_{вх}$, a_{IT} и импульсных помех. Кроме того, пришлось бы использовать в M более высоковольтные транзисторы.

В тех случаях, когда необходимо преобразование сигнала по синусоидальному закону, может быть использована схема на рис. 5.16 в сочетании с дифференциальным \mathcal{V}_- . Схема M — двухтактная. Благодаря этому на выходе M резко ослабляются четные гармоники частоты $f_{пр}$ и облегчается получение напряжений $U_{упр1}$ и $U_{упр2}$ такой формы, которая обеспечивает преобразование сигнала, близкое к синусоидальному. Заметим, что амплитуды $U_{упр1}$ и $U_{упр2}$ должны быть выбраны такими, чтобы обеспечить достаточно глубокую модуляцию (60—80%), но не вызывать полного отпирания или запирания транзисторов, так как иначе невозможно приблизить форму сигнала к синусоидальной. Кроме того, надо учитывать, что если выходное сопротивление M будет велико, то обусловленные им шумы могут свести к нулю преимущества преобразования по синусоидальному закону.

Для построения ДМ успешно могут применяться простейшие ключевые схемы, так как требования к их параметрам по крайней мере на два

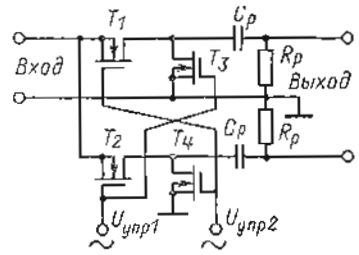


Рис. 5.16

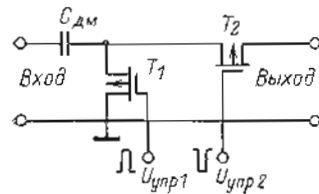


Рис. 5.17

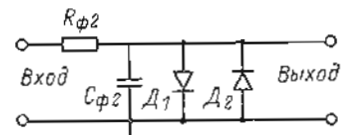


Рис. 5.18

порядка ниже требований к параметрам M . Схема ДМ с переключающим ключом на рис. 5.4 может быть реализована на двух МОП-транзисторах по последовательно-параллельной структуре, как показано на рис. 5.17. Ключи работают в противофазе, подключая запоминающий конденсатор $C_{дм}$ либо к земле, либо (через T_2) к выходу. Так как $U_{вых}\mathcal{V}_-$ может быть большим, целесообразно не заземлять подложки T_1, T_2 , так как иначе происходило бы отпирание переходов сток — подложка транзистора T_1 или исток — подложка транзистора T_2 . Подключение подложек к высоким запирающим потенциалам не имеет смысла, так как возникающий ток утечек с подложек будет значительно превышать ток, генерируемый ключами при «плавающей» подложке.

Схемы ДМ с параллельным (коротящим) и последовательным (рвущим) ключами легко реализуются на одном МОП-транзисторе также с «плавающей» подложкой.

Управляющие напряжения для ключей ДМ должны выбираться максимально большими, близкими к напряжению питания. Это расширяет динамический диапазон работы ДМ, увеличивает V_{max} канала МДМ и способствует уменьшению времени восстановления после перегрузок.

При синусоидальном законе преобразования в качестве ДМ целесообразно применять элемент перемножения, например, типа К1МА401.

На входе $U_{МДМ}$ обычно включается инерционный однозвенный RC-фильтр (Φ_1 на рис. 2.16) с резистором $R_{\Phi 1}$ и конденсатором $C_{\Phi 1}$. Он служит для защиты U_{-} от перегрузок входным высокочастотным сигналом и, кроме того, ослабляет импульсную помеху, поступающую из М на вход ОУ. При выборе параметров Φ_1 надо учитывать, что увеличение сопротивления резистора, $R_{\Phi 1}$ приводит к росту шумов, а также $E_{см}$ и $a_{гт}$ за счет $I_{вх}$. Вместе с тем с уменьшением $R_{\Phi 1}$ снижается входное сопротивление ОУ для $\omega \geq 1/R_{\Phi 1}C_{\Phi 1}$. Поэтому приходится выбирать компромиссное значение $R_{\Phi 1} = 50 \div 200$ кОм. Чтобы избежать колебательного переходного процесса, необходимо выбирать

$$C_{\Phi 1} \leq R_{\Phi 2} C_{\Phi 2} / R_{\Phi 1} K_{мдм} (0),$$

где $R_{\Phi 2}$ и $C_{\Phi 2}$ — соответственно сопротивление и емкость выходного фильтра (Φ_2). Постоянная времени выходного фильтра выбирается на основании (5.15) [по допустимому уровню пульсаций, а также с учетом формирования общей АЧХ. Отметим, что величину $R_{\Phi 2}$ всегда целесообразно выбирать равной $R_1 - R_{дм}$, где R_1 — сопротивление на входе U_1 (см. рис. 5.1, б); $R_{дм}$ — выходное сопротивление ДМ.

Для уменьшения времени восстановления после перегрузки в Φ_2 целесообразно вводить нелинейную диодную цепь, как показано на рис. 5.18.

Важным узлом ОУ МДМ является управляющий генератор (УГ), вырабатывающий периодические напряжения для управления М и ДМ.

Помимо требуемых амплитуд и длительностей управляющих импульсов УГ должен обеспечить смещение во времени импульса ДМ относительно импульса М, чтобы избежать появления составляющей в дрейфе нуля за счет демодуляции паразитных импульсов М. Кроме того, желательно, чтобы УГ потреблял минимальный ток и не создавал импульсной помехи в заземляющих проводах питания. При использовании УГ в дифференциальном МДМ необходимо обеспечить слежение уровня управляющих модулятором импульсов за синфазной составляющей.

Особых требований к стабильности частоты и амплитуды импульсов не предъявляется, так как зависимость $E_{см}$ и $I_{вх}$ от этих параметров очень слабая. Однако она есть. Если $f_{пр}$ или амплитуда импульсов изменяются более чем на 20% во всем температурном диапазоне, то это может привести к появлению заметной составляющей в $a_{гт}$ и $a_{гт}$.

При изготовлении прецизионных ОУ МДМ по модульной или гибридной технологии можно рекомендовать схему УГ, приведенную на

рис. 5.19. Она предназначена для работы с М, выполненным по параллельной схеме на одном двухзатворном транзисторе типа КП350, и параллельным ДМ, выполненным на транзисторе КП301.

Транзисторы T_2 и T_3 совместно с C_3 , R_7 , R_8 , R_{10} , $R_{11} - R_{13}$ образуют несимметричный мультивибратор. В первый момент при включении питающего напряжения конденсатор C_3 не заряжен, T_2 и T_3 заперты, при этом потенциал на коллекторе T_2 (около -5 В) определяется делителем, в который входят R_{11} , R_{12} , R_7 , R_8 , R_5 . Когда C_3 через R_{12} зарядится до потенциала, на $0,6$ В меньше, чем напряжение на базе T_3 , последний отперется, отперет T_2 и начнет действовать положительная обратная связь через R_{12} . В результате напряжение на коллекторе T_2

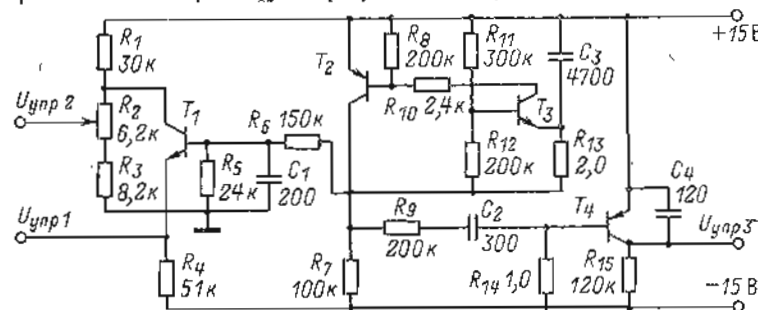


Рис. 5.19

возрастает до максимального значения, близкого к -15 В, при этом через цепь эмиттер—база T_2 , R_{10} и коллектор—эмиттер T_3 конденсатор C_3 будет быстро разряжаться, пока не начнет запирается T_3 , что скачком приведет схему в исходное состояние. Заметим, что ток разряда C_3 проходит через T_2 и T_3 , не заходя в источник питания, что исключает проникновение помехи по цепи питания в другие узлы ОУ МДМ.

Частота такого мультивибратора определяется постоянной времени $C_3 R_{12}$. Для приведенных параметров $f_{пр} \approx 110$ Гц. Длительность положительного импульса определяется сопротивлением R_{10} . В данном примере она равна $100 - 150$ мкс. Через делитель R_8 , R_5 , C_1 импульсы поступают на базу T_1 , образующего формирователь импульсов управления модулятором. При выбранных параметрах обеспечиваются импульсы для управления первым затвором транзистора модулятора $U_{упр1}$ с амплитудой $2,4 - 2,8$ В относительно постоянного потенциала $- (1,2 - 1,4)$ В, при этом путем регулировки R_2 может быть установлено $U_{упр2} = - (0,4 \div 0,6)$ В относительно постоянного напряжения $2,5 - 2,7$ В, подаваемого на второй затвор транзистора модулятора. Путем такой регулировки удастся установить в канале МДМ $I_{вх} = 0$. Конденсатор C_1 служит для увеличения длительности фронтов управляющих импульсов, что, как отмечалось ранее, способствует снижению $a_{гт}$.

Транзистор T_4 с относящимися к нему элементами образует формирователь импульсов ДМ. Положительный импульс с коллектора T_2 через

цепь R_3, C_2 запирает T_4 , в результате чего в его коллекторной цепи образуется отрицательный импульс амплитудой около 30 В. После зарядки C_2 транзистор T_4 снова отпирается, причем параметры цепи $R_3, C_2, R_{2,4}$ выбраны так, что отпирание T_4 происходит примерно на 30—40 мкс раньше окончания положительного импульса U_{y1} , что обеспечивает необходимый временной сдвиг U_{y3} относительно U_{y1} .

Для полупроводниковой технологии схема УГ, изображенного на рис. 5.19, неприемлема из-за большого числа конденсаторов и высокоомных резисторов. В этом отношении более подходящей является схема

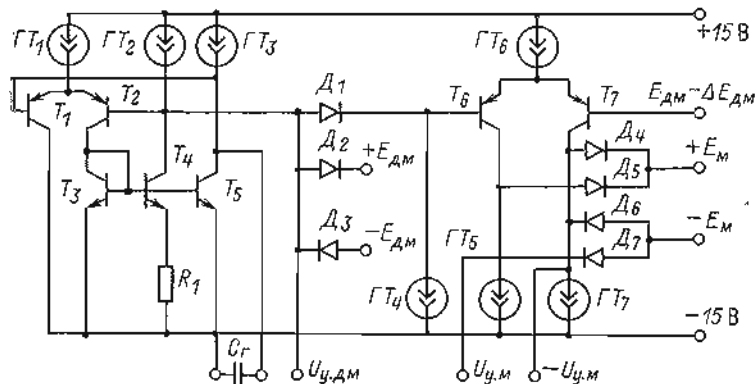


Рис. 5.20

УГ, приведенная на рис. 5.20. Собственно генератор состоит из дифференциального каскада (T_1, T_2, GT_1), охваченного обратными связями: безынерционной положительной (через T_4) и инерционной отрицательной (через T_6). В результате каскад работает как триггер, который перебрасывается из одного положения в другое, когда пилообразное напряжение на коллекторе T_5 достигает потенциала базы T_2 , задаваемого диодными ограничителями D_2 и D_3 . В таком генераторе частота импульсов определяется средним током GT_2 и T_6 , емкостью C_r (внешний конденсатор) и разностью верхнего и нижнего уровней ограничения. Если выбрать ток GT_2 намного меньше тока T_6 (в открытом состоянии), то будет обеспечена скважность импульсов, примерно равная отношению этих токов. Уровни $+E_{DM}$ и $-E_{DM}$ выбираются из требований к управляющему напряжению ДМ. В ключе с параметрами, аналогичными КП301, целесообразно задать эти уровни, равными ± 13 В.

Импульс $U_{y,DM}$ при переходе в положительную область имеет сравнительно длинный фронт (около 20 мкс). Это позволяет осуществить необходимый временной сдвиг $U_{y,DM}$ и $U_{y,m}$. Он осуществляется за счет того, что дифференциальный каскад (T_6, T_7), вырабатывающий $U_{y,m}$, имеет смещение на базе T_7 , несколько меньшее (на ΔE_{DM}) уровня ограничения E_{DM} . Это приводит к тому, что T_7 заперт до тех пор, пока потен-

циал $U_{y,DM}$ не превысит $E_{DM} - \Delta E_{DM}$, что приведет к запиранию T_6 и отпиранию T_7 , при этом $U_{y,m}$ перейдет с нижнего уровня ограничения ($-E_m$) в верхний ($+E_m$).

Рассмотренная схема рассчитана на управление M параллельного типа на КМОП-транзисторах. Поэтому ограничения для $U_{y,m}$ и $-U_{y,m}$ выбраны равными. При двухзатворном ключе M уровни ограничений для каждого выхода УГ задаются отдельно. Отметим, что потенциалы $\pm E_{DM}$ и $\pm E_m$ следует выбирать с учетом падения напряжения на диодах и с компенсацией их температурных зависимостей, например задавая опор-

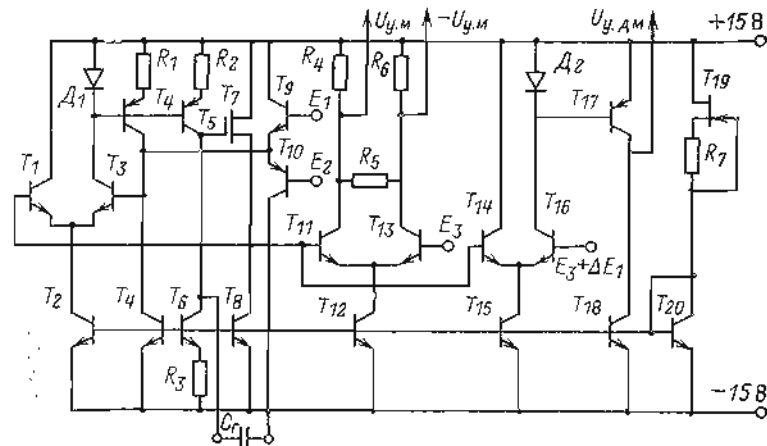


Рис. 5.21

ные напряжения через эмиттерные повторители, причем $+E_{DM}$ и $+E_m$ на n - p - n -транзисторах, а $-E_{DM}$ и $-E_m$ на p - n - p -транзисторах.

В МДМ, в котором M и ДМ работают со скважностью, равной двум, и со сдвигом во времени, целесообразно построение УГ по схеме, приведенной на рис. 5.21. Левая часть этой схемы ($T_1 - T_{10}$) аналогична схеме, приведенной на рис. 5.20, но в качестве выходной величины используется пилообразное напряжение (на истоке T_7), которое поступает на компараторы ($T_{11} - T_{13}$ и $T_{14} - T_{16}$). За счет различного опорного напряжения на компараторах они срабатывают в различные моменты времени, что и создает смещение во времени импульсов с выхода первого компаратора ($U_{y,m}$ и $-U_{y,m}$) относительно импульсов с выхода второго компаратора ($U_{y,DM}$), рассчитанного на управление ДМ.

Работа генератора пилообразного напряжения основана на том, что усилительный каскад ($T_1 - T_3$) охвачен безынерционной положительной обратной связью (через T_4) и инерционной отрицательной (через T_6, T_7). Если ток T_5 выбран вдвое большим тока T_6 (I_K), то при отпирании $T_3 - T_6$ потенциалы на конденсаторе C_r и базе T_1 линейно нарастают со скоростью I_K/C_r от нижнего уровня ограничения ($E_1 - 0,6$ В) до верхнего ($E_2 + 0,6$ В), после чего за счет положительной обратной связи

происходит отпирание T_1 и запираание T_3-T_6 . После этого потенциал на базе T_1 начнет уменьшаться с той же скоростью (I_K/C_T). Следовательно, частота колебаний определяется соотношением

$$f_T = I_K / 2C_T (E_1 - E_2 - 1,2). \quad (5.18)$$

Амплитуда пилообразного напряжения задается ограничителями на эмиттерных повторителях на T_9 и T_{10} .

Смещение во времени $U_{y.m}$ и $U_{y.дм}$ равно:

$$\Delta t_{см} = \Delta E_1 C_T / I_K. \quad (5.19)$$

Выбирая соответствующие значения R_4-R_6 , можно получить желаемые уровни напряжений для управления М. Для управления ДМ необходимо большое напряжение, поэтому в схеме применен дополнительный каскад на T_{17} .

Транзисторы $T_2, T_4, T_6, T_{12}, T_{15}, T_{18}$ являются генераторами стабильного тока, который определяется простейшим стабилизатором тока на полевом транзисторе T_{19} .

Заметим, что когда для М требуются небольшие напряжения $U_{y.m}$ (1,5—2,5 В), применение в качестве нагрузки T_{11}, T_{13} пассивных резисторов целесообразно. Их относительный разброс или нестабильность приводят к разбросу и нестабильности $U_{y.m}$ в $15/U_{y.m}$ раз большому. В таких случаях целесообразнее применять в компараторе—формирователе $U_{y.m}$ активные нагрузки с ограничителями, как

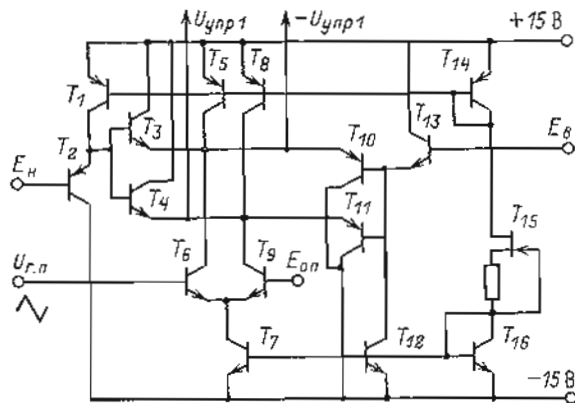


Рис. 5.22

показано на рис. 5.22. Здесь транзисторы компаратора (T_6, T_9) соответствуют транзисторам T_{11}, T_{13} на рис. 5.21. Их нагрузками служат генераторы токов на T_5, T_8 . Нижний уровень U_{y1} задается равным E_n через два эмиттерных повторителя на T_2, T_3 . Верхний уровень U_{y1} задается равным E_B через повторители на T_{13}, T_{10} . Аналогично задаются уровни ограничения для $-U_{y1}$ с помощью T_2, T_4 и T_{13}, T_{11} . Заметим, что пока U_{y1} и $-U_{y1}$ находятся в интервале между уровнями ограничения, транзисторы T_3, T_{10} (T_4, T_{11}) заперты.

В усилителе МДМ с последовательно-параллельными ключами в М и ДМ и с временным сдвигом каждого ключа относительно другого УГ может быть построен также на основе схемы на рис. 5.21, но с применением четырех компараторов, каждый со своим опорным напряжением: два—для управления М по схеме рис. 5.22 и два, аналогичных компаратору на $T_{14}-T_{17}$ на рис. 5.21, для управления ключами ДМ.

Если УГ предназначен для работы в схеме дифференциального ОУ МДМ, то уровни ограничения для $U_{y.m}$ необходимо задавать от специального каскада, управляемого синфазным напряжением $U_{сн}$ и вырабатывающего напряжения $U_{сн} + E_{упр1}$ и $U_{сн} - E_{упр1}$, выполненного, например, по схеме на рис. 5.23, при этом необходимо учесть, что $U_{сн}$ может изменяться в пределах ± 10 В. Поэтому компараторы для управления М должны обеспечивать линейный диапазон изменения выходного напряжения в пределах $\pm (U_{сн max} + U_{y.m})$.

Управляющий генератор (УГ) для МДМ-канала с синусоидальным законом преобразования сигнала может быть реализован с использованием ОУ, например, по схеме на рис. 5.24. Как известно [2], частота такого генератора при $R_1 = R_2, C_1 = C_2$ равна $1/2\pi R_1 C_2$ (для приведенных пара-

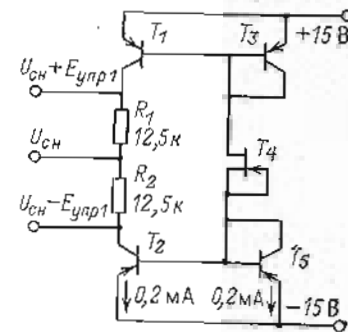


Рис. 5.23

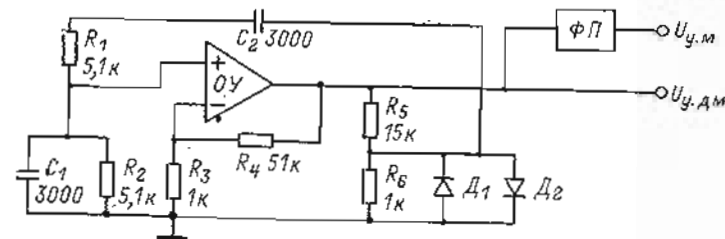


Рис. 5.24

метров—около 10 кГц), а амплитуда определяется уровнем ограничения диодов D_1, D_2 (0,6 В), умноженным на отношение $(R_5 + R_6)/R_6$. Если в качестве ДМ используется модулятор на дифференциальных каскадах с управляемой проводимостью, то для него может быть использовано синусоидальное напряжение $U_{y.дм}$ с выхода ОУ. Так как в М на МОП-транзисторах его коэффициент передачи нелинейно зависит от управляющего напряжения, то необходим специальный функциональный преобразователь (ФП), линеаризирующий эту зависимость.

5.5. СХЕМЫ ОУ МДМ ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ

а) Операционные усилители МДМ с высокой стабильностью нуля и с высоким быстродействием

Усилитель высокой точности, схема которого приведена на рис. 5.25, обладает очень малыми значениями $E_{см}$, $I_{вх}$, $a_{ЭТ}$, $a_{ГТ}$, высокой скоростью нарастания V_{max} и сравнительно малой τ_0 при работе на большую емкостную нагрузку. Он предназначен для работы в прецизионных ана-

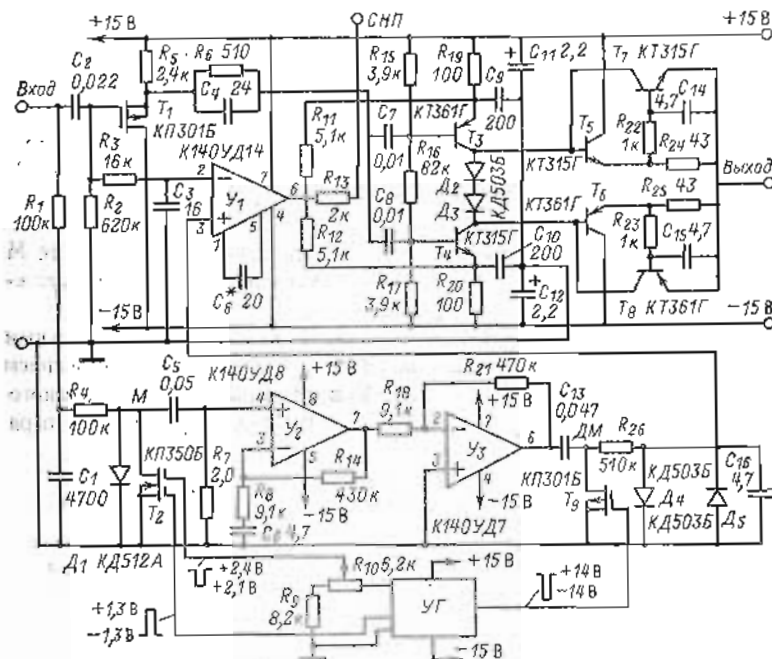


Рис. 5.25

логовых интеграторах слежения-хранения с большим временем хранения, в логарифмических преобразователях с широким диапазоном изменения переменных, а также в измерительных устройствах, где требуются малые $E_{см}$, $a_{ЭТ}$, $I_{вх}$ и $a_{ГТ}$ при высоком быстродействии.

Усилитель имеет три параллельных канала усиления — высокочастотный (ВЧ), среднечастотный (СЧ), низкочастотный (НЧ) — и выходной усилитель (ВУ).

Высокочастотный канал образован истоковым повторителем на $T_1 R_5$ и форсирующей цепью C_4 , R_6 , с выхода которой сигнал управляет через разделительные конденсаторы C_7 , C_8 двухтактным ВУ (на T_3-T_8).

Значительный начальный ток $I_{Г}$ (около 3 мА) обеспечивает большую

$V_{max} \approx 300$ В/мкс. Цепь R_6 , C_4 вносит опережающий фазовый сдвиг в районе $f_{ср}$, что увеличивает область устойчивости ОУ.

В состав СЧ-канала входят разделительная цепь C_2 , R_2 (препятствующая проникновению на вход ОУ входного тока $I_{Г}$), фильтр R_3 , C_3 (исключающий перегрузку U_1 при большой скорости изменения сигнала), интегральный усилитель U_1 и делитель R_{11} , R_{12} , R_{19} , R_{20} , связывающий выход СЧ-канала с эмиттерными цепями ВУ.

Применение в СЧ-канале усилителя типа К140УД14 позволило свети составляющие в $E_{см}$ и $a_{ЭТ}$ всего ОУ, обусловленные нестабильностью U_1 , к пренебрежимо малым значениям. Коррекция АЧХ U_1 с помощью C_6 позволяет получить общую АЧХ ОУ с $\gamma \approx 20$ дБ/дек.

Выходной усилитель по схеме аналогичен усилителю, рассмотренному в гл. 3 (см. рис. 3.26). Он состоит из двухтактного каскада с ОЭ (T_3 , T_4), двухтактного эмиттерного повторителя (T_5 , T_6) и схемы (на T_7 , T_8) ограничения выходного тока ($I_{вых}$) при коротком замыкании выхода. При введении C_9 , C_{10} в эмиттерные цепи T_3 , T_4 уменьшается отстающий фазовый сдвиг, вследствие чего дополнительно увеличивается запас устойчивости. Конденсаторы C_{11} , C_{12} , шунтирующие цепь питания на землю сигнала (ЗС), уменьшают влияние индуктивности подводных проводов, которая может вызвать паразитную связь между каскадами. В цепи ограничения $I_{вых}$ введены инерционные фильтры R_{22} , C_{14} и R_{23} , C_{15} , которые задерживают во времени срабатывание ограничителей, что обеспечивает импульсный $I_{вых}$ около 50—70 мА. Благодаря этому с помощью ОУ происходит быстрая перезарядка запоминающей емкости в схеме слежения-хранения или в схеме интегратора (0,1 мкФ на 10 В менее чем за 20 мкс).

На выходе U_1 при перегрузке ОУ или при его неисправности возникает большое напряжение (более 10 В), что используется для сигнализации о неисправности или перегрузке (точка СМП).

В состав НЧ-канала (канала МДМ) входят следующие узлы: входной фильтр R_1 , C_1 , R_4 , модулятор (М), выполненный по схеме параллельного ключа на двухзатворном транзисторе (T_2), усилитель переменного тока (U_2 , U_3), демодулятор (C_{13} , T_9), нелинейный выходной фильтр (R_{26} , C_{16} , D_4 , D_5) и управляющий генератор (УГ) по схеме на рис. 5.19.

Входной фильтр снижает уровень высокочастотных составляющих, поступающих на вход канала МДМ, начиная с частоты 300 Гц. Одновременно он ослабляет паразитные импульсы, поступающие с ключа модулятора на вход ОУ.

Модулятор и демодулятор работают с большой скважностью (около 100), причем за каждый период в течение 9,9 мс сигнал усиливается, как обычным усилителем низкой частоты, и только в течение 0,1 мс ключи замыкают цепи на землю и восстанавливают постоянную составляющую сигнала, т. е. НЧ-канал представляет собой МДМ с квази-параллельным каналом. Для снижения $E_{см}$ и $a_{ЭТ}$ импульс управления ДМ заканчивается примерно на 30—40 мкс раньше окончания импульса управления М.

Описание такого усилителя МДМ было приведено в § 5.3. в данном параграфе его работа не рассматривается. Отметим только, что входной ограничитель (D_1 и переход сток—подложка T_2) и выходной ограничитель (D_4, D_5) способствуют сокращению времени восстановления после перегрузки входным сигналом с 3—5 до 0,3—0,5 с.

Таблица 5.1

Обозначение параметра	Единица измерения	Значения параметров ОУ			
		Рис. 5.25	Рис. 5.26	Рис. 5.27	Рис. 5.28
$U_{\text{вых max}}$ при $R_{\text{в}} = 1 \text{ кОм}$	В	± 12	± 12	± 12	± 12
$I_{\text{вых max}}$	мА	$\pm 50^*$	± 5	± 5	± 5
$K_{\text{У}}(0)$	В/В	$2 \cdot 10^9$	$4 \cdot 10^7$	$2 \cdot 10^8$	$4 \cdot 10^7$
$f_{\text{ср}}$	МГц	20	1	0,5	1
V_m	В/мкс	300	0,8	0,5	0,8
$R_{\text{вх}}$	МОм	5	200	1	5
$E_{\text{см}}$	мкВ	2	5	0,3	10
$a_{\text{ЭТ}}$	мкВ/К	0,02	0,5	0,01	0,1
$I_{\text{вх}}$	пА	2	0,2	50	20
$a_{\text{ТТ}}$	пА/К	0,1	0,01	2	0,2
$E_{\text{ш}}$ в полосе 0,01—1 Гц	мкВ	0,8	2,5	0,08	2
$E_{\text{ш}}$ в полосе 10 Гц—10 кГц	мкВ	5	20	5	50
$I_{\text{ш}}^*$ в полосе 0,01—1 Гц	пА	0,4	0,06	2	1
$I_{\text{ш}}$ в полосе 10 Гц—10 кГц	пА	300	1	100	300
$C_{\text{ш}}$ при $R_{\text{о.с}} = 10 \text{ кОм}$	пФ	2000	100	100	100
$U_{\text{св. max}}$	В	—	—	—	± 11
$K_{\text{о.с.с}}$	дБ	—	—	—	140

* Импульсный ток при длительности импульса не более 2 мс и скважности не менее 20.

** Удвоенная амплитуда.

Регулировкой потенциала на втором затворе T_2 с помощью R_{10} обеспечивается компенсация входного тока.

Результаты испытания ОУ, выполненного по схеме на рис. 5.25, приведены в табл. 5.1. Операционный усилитель был изготовлен на печатной плате в виде модуля с габаритами $20 \times 40 \times 80 \text{ мм}^3$. Как видно из результатов испытания, такой ОУ обладает исключительно малым дрейфом нуля, что достигнуто за счет применения во входной цепи теплового шунта, обеспечивающего выравнивание температуры между точками соединения разнородных металлов и снижение термо-ЭДС.

Для уменьшения $I_{\text{вх}}$ и $a_{\text{ЭТ}}$ входная цепь была изолирована фторопластом и электростатически экранирована от УГ.

б) Операционные усилители МДМ с малым значением входного тока и большим входным сопротивлением

Имеется широкий класс задач, особенно при исследовании биологических объектов и полупроводников, требующих измерять малые напряжения источников сигнала с внутренним сопротивлением примерно 10—100 МОм. Электрометрические усилители для этих цепей не вполне подходят, так как обладают сравнительно большим дрейфом $E_{\text{см}}$ (10—50 мкВ/К). В этом отношении значительным преимуществом обладает ОУ МДМ, схема которого приведена на рис. 5.26. При разработке схемы основное внимание было уделено снижению $I_{\text{вх}}$ и его дрейфа, а

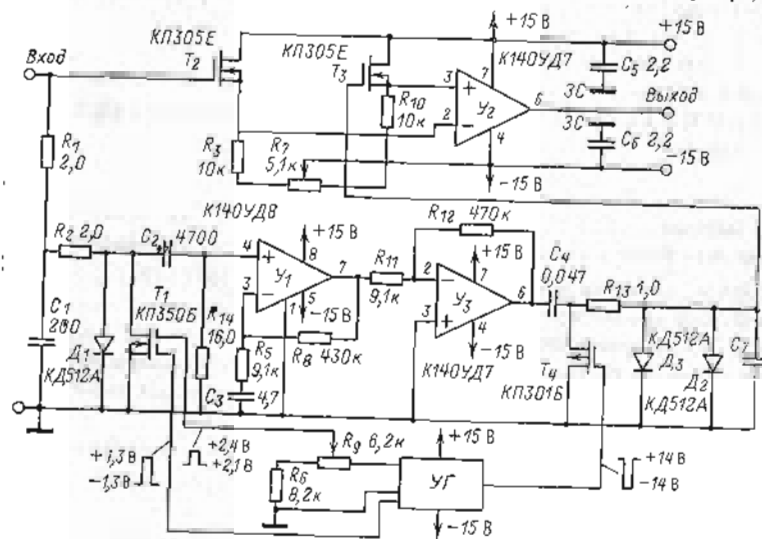


Рис. 5.26

также снижению эквивалентного тока шумов $I_{\text{ш}}$, т. е. понижению порога чувствительности по току. При высокоомной измерительной цепи основную долю шумов вносят тепловые шумы выходного сопротивления источника сигнала и входного сопротивления ($R_{\text{вх}}$) усилителя. Так как

$$I_{\text{ш}} = \sqrt{4kT\Delta f/R_{\text{вх}}},$$

было важно резко увеличить $R_{\text{вх}}$ (обозначение величины см. в гл. 1).

В высокоомной цепи из-за паразитных емкостей переходные процессы протекают сравнительно медленно. Учитывая это, нет смысла требовать от ОУ высокого быстродействия. Поэтому выбрана двухканальная схема (без высокочастотного канала) с применением в основном (среднечастотном) канале стандартного ОУ типа К140УД7 с $f_{\text{ср}} \approx 1 \text{ МГц}$. Для увеличения его $R_{\text{вх}}$ и исключения $I_{\text{вх}}$ на его входах установлены истоковые повторители (T_2, T_3). Потенциометр R_7 служит для компенсации $E_{\text{см}}$ усилителя.

Низкочастотный канал имеет схему, аналогичную рассмотренной выше, но с увеличенными номиналами сопротивлений R_1 , R_2 (и уменьшенными C_1 и C_2), что позволило получить $R_{вх} \approx 200$ Ом. Для увеличения $R_{вх}$ было бы желательно применить схему модулятора с последовательно-параллельными ключами. Однако, как отмечалось ранее, она обладает значительно большим дрейфом $I_{вх}$ (a_{IT}), поэтому от нее пришлось отказаться. Для уменьшения a_{IT} предусмотрена оптимизация длительности фронта управляющих импульсов УГ, который собран по схеме на рис. 5.19. При изменении длительности фронта от 5 до 20 мкс происходит изменение a_{IT} от $-0,03$ до $+0,15$ нА/К с некоторым разбросом в зависимости от экземпляра транзистора T_1 . Оптимизация длительности фронта достигается путем выбора номинала C_1 в схеме на рис. 5.19.

Остальная часть схемы канала МДМ совпадает с рассмотренной схемой на рис. 5.25. Усиление канала МДМ — около 2000. Ток шумов $6 \cdot 10^{-14}$ А/√Гц (размах) определяется в основном тепловым шумом $R_{вх}$.

Так как

$$E_{ш} = I_{ш} R_{вх}, \quad (5.20)$$

то, выбирая низкий порог чувствительности по току, не имеет смысла требовать более низкого порога чувствительности по напряжению, чем значение, определяемое из (5.20), т. е. при $I_{ш} = 6 \cdot 10^{-14}$ А/√Гц (размах) достаточно обеспечить $E_{ш} \leq 11$ мкВ (размах). Такой порог чувствительности по напряжению без труда обеспечивается в приведенной схеме, причем нет необходимости введения во входную цепь теплового шунта для снижения термо-ЭДС, так как их уровень оказывается значительно ниже.

Для снижения a_{IT} необходимо также учитывать рекомендации, данные в § 2.4 по выбору типа конденсаторов во входной цепи и изоляционных материалов.

Результаты испытания ОУ, выполненного по схеме, приведенной на рис. 5.26, и изготовленного на печатной плате, приведены в табл. 5.1. Как видно из таблицы, удалось на порядок снизить температурный дрейф входного тока и примерно в 7 раз шумовой ток по сравнению с более универсальной схемой ОУ на рис. 5.25.

в) Операционные усилители МДМ с повышенной стабильностью нуля и малым уровнем шумов

В тех случаях, когда требуется порог чувствительности по напряжению порядка 0,1 мкВ (в полосе 1 Гц), ОУ МДМ по схеме рис. 5.25 не может быть применен, поскольку его $E_{ш}$ почти на порядок выше.

Низкий уровень шумов по напряжению возможен лишь при достаточно низком источнике сигнала. Так, при $R_T = 16$ кОм тепловой шум сопротивления достигает 0,1 мкВ/√Гц (размах), но его $I_{ш} \approx \approx 6$ нА/√Гц, поэтому требования к порогу чувствительности по току могут быть значительно снижены. Учитывая приведенные соображения,

в таких случаях целесообразно применение специализированного ОУ МДМ с улучшенными параметрами по напряжению ($E_{см}$, a_{ET} , $E_{ш}$) за счет некоторого ухудшения токовых параметров ($I_{вх}$, a_{IT} , $I_{ш}$).

Пример схемы такого ОУ МДМ приведен на рис. 5.27. Так как в большинстве применений, где требуется такой низкий порог чувствительности, не требуется высокого быстродействия, в ОУ нет канала высоких частот. В канале СЧ $У_1$ применен ОУ типа К140УД14, обладающий малыми шумами и дрейфом нуля.

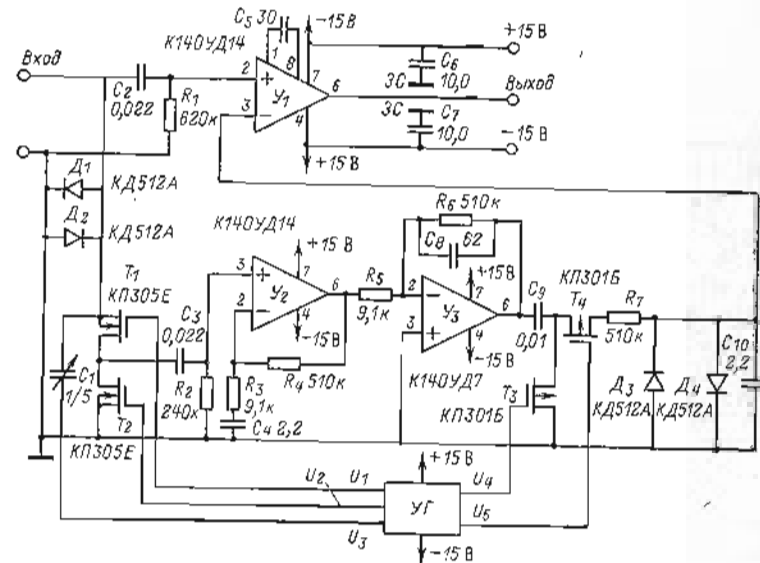


Рис. 5.27

В канале НЧ ($T_1—T_4$, $У_2$, $У_3$) применен усилитель МДМ с параллельно-последовательными ключами. Только при использовании в М этих ключей удастся обеспечить малое сопротивление на входе $У_2$ (на частоте пресобразования $f_{пр}$) и тем самым снизить шумы до уровня 0,1 мкВ/√Гц (размах). Для снижения шумов оказалось также необходимым увеличить $f_{пр}$ до 2 кГц и применить управляющие импульсы со скважностью, равной двум. Кроме того, искусственно уменьшена полоса пропускания усилителя переменного тока $У_3$ до 5 кГц с помощью C_8 . Применение последовательно-параллельной схемы в ДМ в сочетании с временным сдвигом работы ключей позволило существенно уменьшить уровень пульсаций частоты $f_{пр}$ и дополнительно уменьшить дрейф нуля. Как показали исследования, наилучшие результаты дает следующая последовательность срабатывания ключей: запирающие T_4 , затем T_1 , отпирающие T_2 , затем T_3 . В следующие полперіода последовательность обратная: запирающие T_3 , затем T_2 , отпирающие T_1 , затем T_4 . При такой работе ключей не происходит проникновения импульсной помехи на вы-

ход канала МДМ, так как во время переключений выход М с помощью T_4 отключен от усилителя переменного тока. Запоминание сигнала конденсатором C_3 (т. е. запирающее T_8) происходит в момент, когда переходные процессы, вызванные работой М, практически заканчиваются. Благодаря этому существенно снижаются смещение и дрейф нуля.

Такую последовательность работы ключей обеспечивает УГ, схема которого приведена на рис. 5.28. Принцип его работы аналогичен схеме

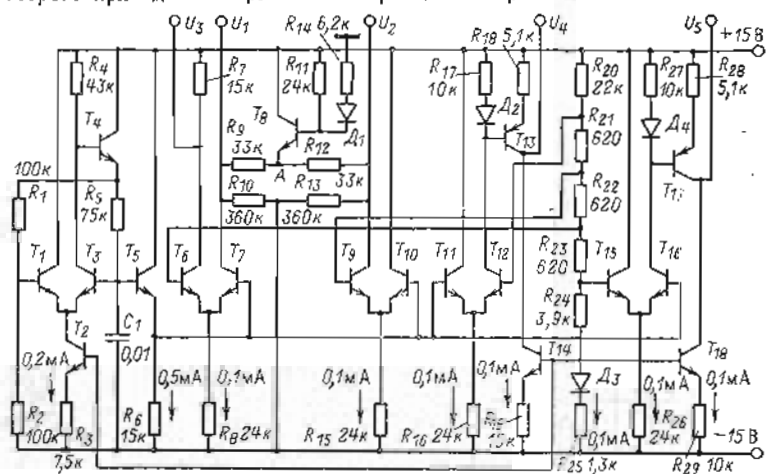


Рис. 5.28

УГ на рис. 5.21, но первый УГ рассчитан на изготовление по модульной или гибридной технологии, поэтому в нем генераторы стабильных токов заменены резисторами.

Транзисторы $T_1—T_5$ образуют генератор симметричного пилообразного напряжения путем введения в усилитель на $T_1—T_4$ безынерционной положительной ОС через делитель R_1, R_2 и инерционной отрицательной ОС через R_5, C_1 . Частота генератора 2 кГц. Выходное напряжение на эмиттере T_5 изменяется от -12 до -4 В.

Компараторы на T_6, T_7 и T_9, T_{10} служат для формирования напряжений управления ключами М (соответственно T_1 и T_2 в схеме на рис. 5.27). Напряжение U_2 изменяется в противофазе относительно U_1 и необходимо для компенсации импульсной помехи через C_1 на вход ОУ. Транзистор T_8 необходим для снижения напряжений питания транзисторов T_7, T_9 до 3 В, что совместно с делителями R_9, R_{10} и R_{12}, R_{13} обеспечивает амплитуды U_1 и U_2 , равные $\pm 1,5$ В.

Компараторы на $T_{11}—T_{13}$ и $T_{15}—T_{17}$ служат для формирования напряжений U_4, U_5 управления ключами ДМ. Напряжения U_4 и U_5 изменяются в пределах от $+14$ до -13 В. Опорные потенциалы на компараторы задаются делителем $R_{20}—R_{25}$. Сопротивления резисторов $R_{26}—R_{25}$ выбраны так, что задержка между срабатываниями составляет

примерно 20 мкс. Такой задержки достаточно для затухания переходного процесса от срабатывания предыдущего ключа. При нарастании напряжения на эмиттере T_5 последовательность переключения управляющих напряжений следующая: $U_6, U_1 (U_3), U_2, U_4$. При убывании напряжения последовательность переключения обратная. При полупроводниковой технологии изготовления в схеме УГ большинство пассивных резисторов целесообразно заменить генераторами стабильных токов, т. е. ввести генератор пилы (рис. 5.21) и компараторы (см. рис. 5.22).

Параметры ОУ МДМ, выполненного по схеме на рис. 5.27, полученные при испытании усилителя, приведены в табл. 5.1. Отметим, что снижение дрейфа нуля a_{ET} по сравнению с дрейфом нуля схемы на рис. 5.25 достигнуто за счет применения в М более эффективных термозащит и теплоизоляции входной цепи, а также за счет построения М и ДМ с последовательно-параллельными ключами. В результате в a_{ET} исключается составляющая, обусловленная нестабильностью входного тока, так как в схеме нет сопротивлений фильтра последовательно с М, а в ДМ — составляющая, вызванная несимметрией паразитных импульсов М, которые в схеме с коротящим (параллельным) ключом ДМ проникают на выход.

Как видно из табл. 5.1, усилитель, выполненный по схеме на рис. 5.27, обеспечивает снижение порога чувствительности по напряжению (при работе от низкоомного источника сигнала) почти на порядок по сравнению с ОУ МДМ на рис. 5.25, но уступает ему по токовым параметрам $I_{вх}, a_{IT}, I_{ш}$.

г) Дифференциальный ОУ МДМ

Рассмотренные выше схемы ОУ МДМ рассчитаны на применение только в качестве инвертирующих усилителей. Однако при низкоомной цепи и небольшом уровне синфазной составляющей (менее 1 В) в качестве неинвертирующего входа может быть использован вывод ЗС — земля сигнала, но при этом $K_{о.с.с.}$ особенно для переменного тока, будет очень небольшим.

На рис. 5.29 приведена схема ОУ МДМ, параметры которой соответствуют основным требованиям, предъявляемым к дифференциальным усилителям: синфазный сигнал находится в диапазоне ± 10 В; большой $K_{о.с.с.}$. Структурная схема ОУ соответствует схеме на рис. 5.1 г. В качестве основного усилителя (канал СЧ) использован стандартный усилитель типа К153УД2 с добавлением на входе пары истоковых повторителей на МОП-транзисторах T_1, T_6 .

Канал МДМ имеет на входе фильтр $R_1—R_4, C_1$ для ослабления дифференциальной помехи, поступающей из М. Модулятор выполнен по параллельной схеме на КМОП-транзисторах T_8, T_5 . Усилитель переменного тока образован истоковыми повторителями на T_8, T_{10} и двумя стандартными ОУ типа К153УД2 $У_2, У_3$. Один из них ($У_2$) охвачен инерционной ООС через цепь $R_{14}—R_{16}, C_4$, которая заведена на вывод 1 — инвертирующий вход выходного каскада. Демодулятор на C_5, T_{12} также

выполнен по параллельной схеме. Общее усиление канала МДМ около 1000. Работой М и ДМ управляет УГ, который вырабатывает импульсы с частотой 210 Гц и скважностью 50. Для управления М служат импульсы U_1 , U_2 с амплитудой $\pm 2,5$ В относительно синфазной составляющей $U_{см}$, которая управляет уровнем ограничения компараторов-форми-

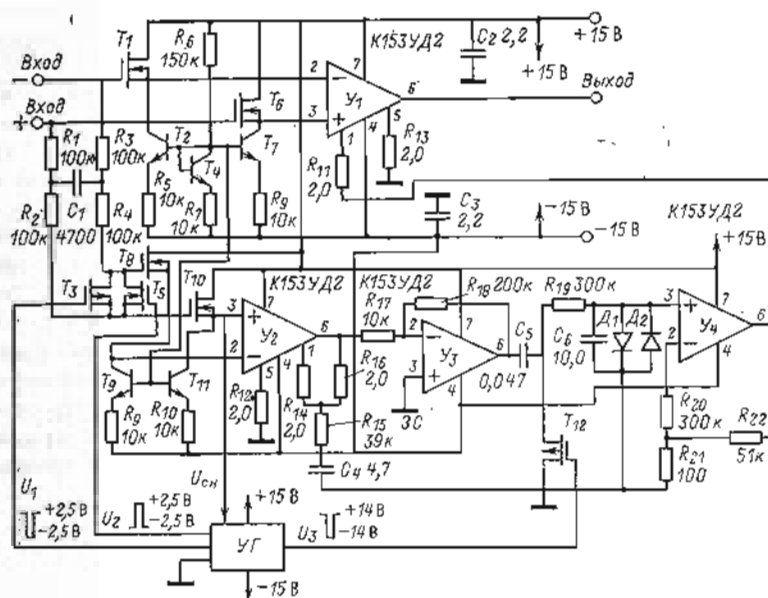


Рис. 5.29

рователей, выполненных по схемам на рис. 5.22 и 5.23. Для управления ДМ служат отрицательные импульсы U_3 с амплитудой около 28 В. Их длительность на 20—30 мкс меньше длительности импульсов М.

В качестве дополнительного входа основного ОУ ($У_1$) используется инвертирующий вход I выходного усилителя. В качестве дополнительного входа можно воспользоваться также базой T_7 , отключив ее от T_4 и введя делитель для согласования ее потенциала с выходом $У_4$. Усиление по этому входу примерно в 500 раз меньше, чем по основному (выводы 2 и 3), примерно во столько же раз больше дрейф нуля, поэтому пришлось ввести дополнительный усилитель $У_4$ с усилением 500, чтобы $E_{см}$ и $a_{ЕТ}$ всего ОУ были достаточно малы. Параметры схемы на рис. 5.29 приведены в табл. 5.1.

Схема на рис. 5.29 рассчитана на выполнение по модульной или гибридной технологии. Но при небольшой модификации ее можно реализовать по полупроводниковой технологии, при этом можно исключить C_1 , R_1 , R_3 , C_2 , C_3 . Если усилитель $У_1$ построить так, чтобы усиление и дрейф нуля по дополнительному входу были такими же, как по основному (например, как показано далее на рис. 6.10), то можно изъять

$У_4$. Высокоомные резисторы можно заменить источниками тока на транзисторах. Однако при этом потребуется четыре внешних конденсатора большой емкости: C_4 — в цепи ООС усилителя переменного тока, C_5 — в ДМ, C_6 — в фильтре ДМ и конденсатор генератора пилы в УГ. Чтобы исключить C_4 , можно построить $У_2$ в канале МДМ без стабилизирующей ООС, но усиление канала придется снизить примерно до 100—200 (чтобы под действием смещения нуля выходное напряжение $У_2$ оставалось в линейной области). Так как дрейф основного усилителя с МОП транзисторами на входе трудно обеспечить ниже 50—100 мкВ/К, то $a_{ЕТ}$ всего ОУ будет составлять 0,5—1 мкВ/К, т. е. хуже, чем обеспечивают ОУ ПКД (см. далее гл. 6).

Этого ограничения нет в ОУ ПКД, поэтому при переходе к полупроводниковой интегральной технологии целесообразно строить усилители высокой точности по структурам ОУ ПКД, рассмотренным далее в гл. 6.

В заключение отметим, что в качестве основного усилителя схем ОУ МДМ, рассмотренных в этой главе, могут применяться любые ОУ без преобразования сигнала, в том числе ОУ с малым временем установления или с большой частотой f_0 , при этом динамические характеристики ОУ МДМ будут соответствовать характеристикам этих усилителей.

Глава шестая

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ПЕРИОДИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ДРЕЙФА НУЛЯ ОУ ПКД

6.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ОУ ПКД

На рис. 6.1 приведена структурная схема простейшего ОУ ПКД, в состав которого входят основной $У_1$ и вспомогательный $У_2$ усилители с коэффициентами усиления K_1 и K_2 и напряжениями смещения $E_{см1}$ и $E_{см2}$ соответственно, два переключающих ключа $K_{л1}$ и $K_{л2}$, два запоминающих конденсатора C_1 , C_2 и управляющий работой ключей генератор УГ с конденсатором C_3 , определяющим частоту генератора. В часть периода, когда оба ключа находятся в положении 2, $У_1$ продолжает усиливать сигнал как обычный ОУ, а $У_2$ отсоединен от входа и охвачен 100%-ной ООС, при этом C_1 заряжается до значения смещения нуля $У_2$. В часть периода, когда оба ключа находятся в положении 1, напряжение на выходе $У_2$ останется неизменным, что эквивалентно уменьшению $E_{см2}$ в K_2 раз. Так как оба усилителя при этом

одинены последовательно, при идеальных ключах смещение нуля всего ОУ

$$E_{см} \approx (E_{см1} + E_{см2})/K_2,$$

а общее усиление $K_y = K_1 K_2$.

Вспомогательный канал во многом аналогичен каналу МДМ, поэтому иногда рассматривают его как разновидность МДМ-усилителя и называют усилителем с импульсной стабилизацией нуля. Однако между ОУ МДМ и ОУ ПКД существует принципиальная разница: в ОУ МДМ происходит преобразование постоянной и низкочастотной составляющих сигнала в огибающую переменного напряжения несущей частоты и усиление этого напряжения усилителем переменного тока. В ОУ ПКД в часть периода, когда происходит усиление сигнала, канал ПКД работает как обычный усили-

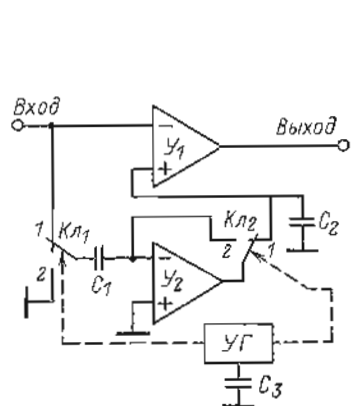


Рис. 6.1

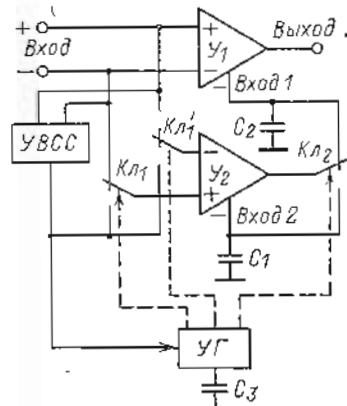


Рис. 6.2

тель постоянного тока (УПТ) без преобразования сигнала, причем во вспомогательном УПТ осуществляется периодическая самокомпенсация напряжения смещения за счет периодической зарядки запоминающего конденсатора до этого напряжения. В ОУ МДМ нет необходимости компенсации напряжения смещения вспомогательного усилителя, так как оно отсутствует благодаря наличию разделительного конденсатора в ДМ.

Из-за указанной особенности ОУ ПКД для минимизации смещения $E_{см}$ и дрейфа нуля $a_{ЭТ}$ требуются малые $E_{см}$ и $a_{ЭТ}$ вспомогательного усилителя $У_2$ (это не требуется в ОУ МДМ), но не накладываются ограничения на значение его коэффициента усиления. В ОУ МДМ усиление усилителя перемен-

ного тока ограничено небольшим значением, если не принять стабилизирующей ООС, которая при полупроводниковой технологии нежелательна, так как ее приходится выполнять в виде внешних элементов.

Таким образом, при минимальном числе (три) внешних конденсаторов ОУ ПКД может быть реализован с большим усилением НЧ-канала, а следовательно, с меньшими, чем в ОУ МДМ, $E_{см}$ и $a_{ЭТ}$. В этом состоит основное преимущество ОУ ПКД, что делает их более предпочтительными при реализации по полупроводниковой интегральной технологии.

На рис. 6.1 дана структурная схема инвертирующего ОУ. На рис. 6.2 приведена структурная схема дифференциального ОУ ПКД. Ее отличие от схемы на рис. 6.1 состоит в том, что как $У_1$, так и $У_2$ имеют вспомогательные инвертирующие входы (Вход1 и Вход2), по которым осуществляется компенсация, а также в том, что входные ключи $КЛ_1$ и $КЛ_2$ не заземляют дифференциальный вход $У_2$ (как в схеме на рис. 6.1), а подключают его к выходу устройства выделения синфазной составляющей УВСС, что необходимо для увеличения коэффициента $K_{о.с.с}$ и для снижения управляющих напряжений на ключах $КЛ_1$, $КЛ_2$ за счет воздействия УВСС на УГ. Как увидим далее, УВСС обычно органически входит в состав $У_1$. Отметим, что структура дифференциального ОУ ПКД с применением на входе переключающих (последовательно-параллельных) ключей обладает существенным недостатком: за счет конечности сопротивления разомкнутых ключей и наличия некоторой разности напряжений (реального синфазного на входе ОУ и на выходе УВСС) появляется дополнительная составляющая входного тока, которая (по экспоненте) зависит от температуры, что значительно ухудшает свойства ОУ ПКД. В этом отношении значительным преимуществом обладает структура ОУ ПКД с параллельным ключом на входе, приведенная на рис. 6.3. Как увидим далее, такая схема не только обладает малым $I_{вх}$, но и значительно проще схемы с параллельно-последовательными ключами, так как не требует высокой точности УВСС, которое, например, в ОУ типа HA2900 [34] содержит около 25 активных элементов, т. е. достаточно сложное.

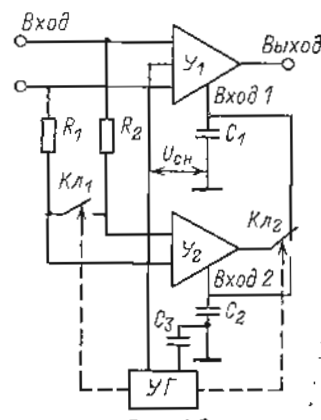


Рис. 6.3

6.2. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ОУ ПКД. ТРЕБОВАНИЯ К ОТДЕЛЬНЫМ УЗЛАМ СХЕМЫ

Рассмотрим процесс компенсации $E_{см}$ и $a_{ЕТ}$ на примере схемы на рис. 6.4 дифференциального ОУ ПКД. Введем следующие обозначения: K_1 и K_1' — коэффициенты усиления U_1 соответственно по основному дифференциальному входу 1, 2 и вспомогательному 6; K_2 и K_2' — коэффициенты усиления U_2 соответственно по входам 3, 4 и 7; E_1 и E_1' — напряжение смещения нуля U_1 , приведенное соответственно ко входам 1, 2 и 6; E_2 и E_2' — напряжение смещения нуля U_2 , приведенное соответственно ко входам 3, 4 и 7; K_U , $E_{см}$ — соответственно коэффициент усиления и напряжение смещения нуля всего ОУ; $I_{вх1}$, $I_{вх1}'$, $I_{вх2}$ и $I_{вх2}'$ — входные токи соответственно U_1 и U_2 основного и вспомогательного входов; вывод 5 — выход УВСС усилителя U_1 .

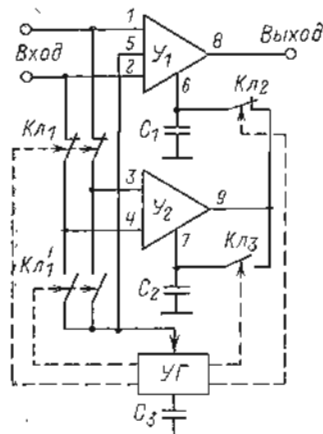


Рис. 6.4

В период компенсации дрейфа нуля ключи $K_{Л1}$ и $K_{Л2}$ разомкнуты, а $K_{Л1}'$ и $K_{Л3}$ замкнуты, при этом U_2 охвачен через $K_{Л3}$ 100%-ной ООС с выхода 9 на вход 7. Как показывает расчет, конденсатор C_2 зарядится при этом до напряжения

$$U_{C2} = E_2' K_2' / K_2 (1 + K_2').$$

В период, когда $K_{Л1}$ и $K_{Л2}$ замкнуты, а $K_{Л1}'$ и $K_{Л3}$ разомкнуты (при $I_{вх} = 0$), напряжение на выходе U_2 сохранится равным U_{C2} , что эквивалентно уменьшению смещения нуля до величины

$$E_2' K_2' / K_2 (1 + K_2').$$

Добавив сюда смещение, обусловленное U_1 , для всего ОУ получим:

$$E_{см} = E_2' K_2' / K_2 (1 + K_2') - E_1' / K_2 \approx (E_2' - E_1') / K_2, \quad (6.1)$$

или, с учетом того что $E_1' = E_1 K_1' / K_1$, $E_2' = E_2 K_2' / K_2$,

$$E_{см} \approx (E_2 K_2' / K_2 - E_1 K_1' / K_1) / K_2. \quad (6.2)$$

Продифференцировав (6.1) по T , найдем:

$$a_{ЕТ} \approx (a_{ЕТ2}' - a_{ЕТ1}') / K_2 + (E_2' - E_1') / K_2^2 (dK_2/dT). \quad (6.3)$$

Заметим, что знаки E_2' и E_1' зависят от случайных факторов, однако при реализации ОУ в одном кристалле они становятся одного знака. В этом случае они согласно [(6.1)] вычитаются. При выполнении U_1 и U_2 на разных кристаллах знаки E_2' и E_1' могут быть противоположными, и тогда они складываются.

Таким образом, $E_{см}$ и $a_{ЕТ}$ ОУ ПКД тем меньше, чем больше коэффициент усиления вспомогательного усилителя и чем меньше разность смещения нулей U_1 и U_2 , приведенных к их вспомогательным входам.

В $E_{см}$ и $a_{ЕТ}$ ОУ ПКД, так же как $E_{см}$ и $a_{ЕТ}$ ОУ МДМ, необходимо включить составляющие, обусловленные термо-ЭДС входных цепей и неидеальностью ключей. Кроме того, надо учесть влияние входных токов. Входные токи первого и второго входов U_1 входят в $I_{вх}$ всего ОУ и не влияют на $E_{см}$ и $a_{ЕТ}$. Но под действием $I_{вх1}'$ при размыкании $K_{Л2}$ изменяется напряжение на C_1 в среднем за период на величину

$$I_{вх1}' (T_0 - t_3) / 2C_1 T_0,$$

где T_0 — период управляющих импульсов; t_3 — время замкнутого состояния ключа $K_{Л2}$.

В замкнутом состоянии $K_{Л2}$ за счет $I_{вх1}'$ среднее за период изменение напряжения на выходе U_1 составит $I_{вх1}' R_{вхх2} t_3 / T_0$. Таким образом, $I_{вх1}'$ увеличивает E_1' на

$$\Delta E_1' = I_{вх1}' [(T_0 - t_3) / 2C_1 + R_{вхх2} t_3] / T_0. \quad (6.4)$$

Отметим, что на практике $\Delta E_1' \ll E_1'$.

Существенно большее влияние оказывает $I_{вх2}'$, так как вызванное им изменение напряжения на C_2 при разомкнутом $K_{Л3}$, равно

$$\Delta U_{C2} \approx I_{вх2}' (T_0 - t_3) / 2C_2 T_0$$

(здесь t_3 — время замкнутого состояния $K_{Л3}$), не ослабляется системой периодической компенсации, т. е. эквивалентно

$$\Delta E_{см} = \Delta U_{C2} K_2' / K_2.$$

Однако и эта составляющая сравнительно мала. Например, при $K_2 = K_2'$, $t_3 = 0,5 T_0$, $T_0 = 1$ мс (частота 1 кГц), $C_2 = 0,1$ мкФ, $I_{вх2} = 0,1$ нА значение $\Delta E_{см}$ составляет всего 0,125 мкВ.

Существенное влияние на $E_{см}$ может оказать плохая изоляция C_3 или малое входное сопротивление U_2 по входу 7. Эту составляющую можно оценить по следующей формуле:

$$\Delta E_{см} \approx E_2' (T_0 - t_3)^2 K_2' / 2C_2 R_2 T_0 K_2,$$

где R_2 — эквивалентное сопротивление, параллельное C_2 . Чтобы обеспечить $\Delta E_{см} \leq 1$ мкВ при $t_3 = 0,5 T_0$, $T_0 = 1$ мс, $K_2 = K_2'$, $E_2' = 50$ мВ и $C_2 = 0,1$ мкФ, необходимо, чтобы R_2 было не менее 60 МОм.

При использовании на входах U_1 и U_2 и в качестве ключей МОП-транзисторов и исключении влияния термо-ЭДС величины $E_{см}$ и $a_{ЕТ}$ определяются практически соотношениями (6.1) и (6.3). Например, если $E_2' - E_1' \leq 20$ мВ, $a_{ЕТ2}' - a_{ЕТ1}' \leq 50$ мкВ/К, $K_2 = 10^3$, $dK_2/dT \leq 0,1$ 1/К, то $E_{см} \leq 20$ мкВ, $a_{ЕТ} \leq 0,052$ мкВ/К. Заметим, что для минимизации $E_{см}$ и $a_{ЕТ}$ ОУ ПКД важно обеспечить идентичность вспомогательных

входов 6 и 7, т. е. близость между собой E_2' и E_1' и их температурных коэффициентов.

Здесь не рассматривается влияние паразитных импульсов на выходе U_2 , вызванных переключением ключей K_2 и K_2' . Они могут вызвать существенные значения $E_{см}$ и a_{ET} , но при полупроводниковой технологии производства (для которой обычно и разрабатываются ОУ ПКД) всегда целесообразно вносить смещение во времени работы ключей, что, так же как в ОУ МДМ, приводит практически к полному исчезновению этой составляющей.

Целесообразна следующая последовательность срабатывания ключей при переходе к компенсации дрейфа: K_{22} , K_{21} , K_{21}' , K_{22} . При переходе к режиму усиления U_2 последовательность срабатывания ключей должна быть обратная. При использовании в качестве K_{21} и K_{21}' МОП-транзисторов входной ток ОУ ПКД имеет те же составляющие, что и ОУ МДМ. Для их минимизации следует уменьшать емкость затвор—канал МОП-транзисторов в K_{21} и K_{21}' , уменьшать амплитуду и частоту управляющих импульсов, увеличивать длительность их фронтов и исключать токи утечки от цепей питания через сопротивление изоляции. Так же как в ОУ МДМ, удается уменьшить эти составляющие до 10—20 пА (без использования специальной подгонки или внешней установки нуля) и обеспечить $a_{IT} \approx 0,05 \div 0,2$ пА/К. Однако в ОУ ПКД с последовательно-параллельными ключами имеется еще одна составляющая $I_{вх}$, которая во много раз превосходит остальные. Она обусловлена тем, что из-за неидеальности УВСС всегда существует некоторая разность $\Delta U_{сн}$ сдвиганной составляющей на входе ОУ и напряжения на выходе УВСС (вывод 5 на рис. 6.4), вследствие чего через сопротивление закрытых ключей K_{21} или K_{21}' на вход поступает

$$I_{вх} = \Delta U_{сн} / r_{з.к}, \quad (6.5)$$

где $r_{з.к}$ — сопротивление закрытого ключа. Типичным значением $r_{з.к}$ для МОП-транзисторов при температуре $+20^\circ\text{C}$ является 10^9 — 10^{10} Ом, причем $r_{з.к}$ уменьшается вдвое при увеличении температуры на каждые 10°C .

Значение $\Delta U_{сн}$ даже при сложной схеме УВСС практически не удается обеспечить менее 20 мВ, при этом для температуры $+85^\circ\text{C}$ $I_{вх} \approx 0,1 \div 1$ нА, $a_{IT} \approx 10 \div 100$ пА/К. Единственным путем уменьшения этой составляющей тока является применение в качестве ключей K_{21} и K_{21}' МОП-транзисторов, в которых приняты специальные меры для увеличения $r_{з.к}$ до 10^{12} — 10^{13} Ом, что может быть достигнуто путем обеспечения максимального отношения длины канала к ширине, минимальной площади транзистора и высокого качества переходов относительно подложки.

Радикальной мерой устранения тока утечки через входные ключи является переход к структуре с параллельным ключом на входе (см. рис. 6.3) или к структуре инвертирующего ОУ ПКД (см. рис. 6.1), в которых эта составляющая полностью отсутствует, при этом надо учитывать, что схема

на рис. 6.1 не имеет дифференциального входа, а схема на рис. 6.3 уступает схеме на рис. 6.4 в уровне порога чувствительности по напряжению, поэтому они могут заменить схему на рис. 6.4 далеко не во всех случаях.

Для всех приведенных структур ОУ ПКД входные токи U_1 и U_2 непосредственно входят в $I_{вх}$ всего ОУ, поэтому входные каскады U_1 и U_2 должны быть выполнены на МОП-транзисторах с током затвора менее 1 пА. На входах усилителей U_1 , U_2 , так же как и в усилителях с МДМ-каналом, могут быть применены разделительные RC-цепи. Однако при полупроводниковой технологии такие цепи невыполнимы, а переход к гибридной или модульной технологии лишает ОУ ПКД основного преимущества по сравнению с ОУ МДМ.

Отметим, что в структуре на рис. 6.1 входной ток усилителя U_2 ($I_{вх2}$) не исключается путем применения C_1 , так как в период компенсации $I_{вх2}$ нейтрализуется за счет ООС и не участвует в зарядке C_1 , а при переходе U_2 в режим усиления $I_{вх2}$ заряжает C_1 , т. е. протекает через входную цепь ОУ.

Как следует из (6.1) и (6.3), для уменьшения $E_{см}$ и a_{ET} выгодно увеличивать K_2 . Однако при чрезмерно большом значении усиления U_2 возникают значительные трудности в формировании АЧХ с $\gamma = 20$ дБ и обеспечении устойчивости после перегрузок.

Для получения $\gamma = 20$ дБ/дек (постоянная времени, образованная выходным сопротивлением U_2 ($R_{вх2}$) и конденсатором C_1 , должна быть выбрана равной

$$C_1 R_{вх2} = K_1 K_2 / 2\pi f_{ср}. \quad (6.6)$$

Отсюда следует, что при $f_{ср} = 3$ МГц, $K_1 = 5 \cdot 10^4$, $K_2 = 10^4$ и $C_1 = 0,1$ мкФ требуется $R_{вх2} \approx 250$ МОм. Такое значение $R_{вх2}$ трудно обеспечить даже при работе выходного каскада U_2 в режиме микротоков. Учитывая это, целесообразно выбирать K_2 в интервале 500—2000 и при разработке схемы U_2 обеспечивать его $R_{вх2}$ в соответствии с (6.6) достаточно большим. Кроме того, надо учитывать, что U_2 должен при переходном процессе отдавать по возможности большой ток, так как чем меньше выходной ток, тем медленнее перезаряжается C_1 и тем медленнее ОУ выходит из режима перегрузки сигналом. По этой причине в U_2 желательно применять двухтактный выходной каскад типа ОЭ и обеспечить его работу в режиме класса АВ.

Основной усилитель должен отвечать обычным требованиям, предъявляемым к ОУ. Кроме того, он должен иметь дополнительный вход, по возможности согласованный по $E_{см}$ и a_{ET} с дополнительным входом U_2 , и иметь УВСС, так как ET при выделении УВСС в самостоятельный узел усложняется ОУ ПКД. Причем в схеме на рис. 6.4 для снижения $I_{вх}$ УВСС должно обеспечивать высокую точность выделения $U_{сн}$. Для схемы на рис. 6.3 оно может быть сравнительно грубым, так как служит только для наложения $U_{сн}$ на управляющие импульсы. В схеме на рис. 6.1 без дифференциального входа УВСС вообще не требуется.

Остановимся на требованиях, предъявляемых к ключам ОУ ПКД. Входные ключи должны генерировать минимальные заряды при переключе-

чении (что снижает $I_{вх}$), обеспечивать высокое сопротивление изоляции относительно цепи управления (что также снижает $I_{вх}$) и обладать минимальным остаточным напряжением (что определяет $E_{см}$). Как и для модуляторов, лучшими являются ключи на МОП- или КМОП-транзисторах. Их параметры выбираются из тех же соображений, что и при использовании в качестве модуляторов. Дополнительное требование предъявляется к схеме на рис. 6.4, в которой сопротивление запертого транзистора должно быть равно 10^{12} — 10^{13} Ом. Кроме того, в схемах дифференциальных ОУ ПКД (см. рис. 6.3 и 6.4) для обеспечения нормальной работы при синфазном сигнале в диапазоне ± 11 В необходимо, чтобы транзисторы входных ключей нормально отпирались и запирались при напряжении затвор—исток не более ± 4 В (желательно $\pm 2,5$ В), так как управляющее напряжение УГ должно превышать на это значение максимальный синфазный сигнал, а при напряжении питания ± 15 В оно в лучшем случае лежит в интервале $\pm 14,3$ В.

К ключу $K_{л2}$ (см. рис. 6.4) особых требований не предъявляется. Его роль может выполнять практически любой МОП-транзистор. Ключ $K_{л3}$ должен обладать в запертом состоянии достаточно большим сопротивлением, чтобы паразитная ООС через него не вызвала заметного изменения напряжения на C_2 , что эквивалентно снижению K_2 . За счет этой ООС среднее за время t_p разомкнутого состояния $K_{л3}$ изменение напряжения на конденсаторе C_2 равно:

$$\Delta U_{C_2} \approx E_2' t_p K_2' / 2C_2 R_3,$$

где R_3 —сопротивление запертого ключа $K_{л3}$.

Так как разность $E_2' - U_{C_2}$ пропорциональна $E_2' / K_{2эКВ}$ (где $K_{2эКВ}$ — эквивалентный коэффициент усиления U_2) и

$$(E_2' - U_{C_2}) / E_2' \approx t_p K_2' / 2C_2 R_3 + 1 / K_2',$$

то

$$K_{2эКВ} \approx (t_p K_2' / 2C_2 R_3 + 1 / K_2')^{-1}. \quad (6.7)$$

Чтобы $K_{2эКВ}$ был не менее $0,7 K_2'$, согласно (6.7) необходимо обеспечить

$$R_3 \geq 2,3 (K_2')^2 t_p / 2C_2. \quad (6.8)$$

Например, при $K_2' = 10^3$, $t_p = 0,5$ мс, $C_2 = 0,1$ мкФ требуется $R_3 \geq 5,75 \cdot 10^9$ Ом. При увеличении K_2' требования к R_3 быстро растут.

Требования к УГ сводятся к обеспечению выбранных амплитуд и частоты управляющих импульсов, необходимого сдвига импульсов во времени, а к УГ дифференциальных ОУ — к обеспечению наложения синфазной составляющей сигнала на управляющие импульсы входных ключей, при этом обеспечивается постоянство амплитуды импульсов на затворах относительно истоков.

Конкретные схемы ОУ ПКД и их узлов рассмотрены далее.

6.3. СХЕМА ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ОУ ПКД

В тех случаях, когда необходимо обеспечить минимальные значения смещения нуля и входного тока, целесообразно построение ОУ ПКД по структуре на рис. 6.1 с недифференциальным инвертирующим входом.

Структурная схема такого ОУ приведена на рис. 6.5. Входные ключи ($K_{л1}$ на рис. 6.1) последовательно-параллельного типа выполнены на КМОП-транзисторах (T_1 — T_4). При близких параметрах n - и p -канальных транзисторов и полупроводниковой технологии изготовления ОУ такие ключи обеспечивают наименьшие значения $I_{вх}$ и a_{IT} . В ключах на выходе U_3 ($K_{л2}$ на рис. 6.1) применены n -канальные МОП-транзисторы (T_6 , T_6) с увеличенным сопротивлением ($\geq 10^{11}$ Ом) в запертом

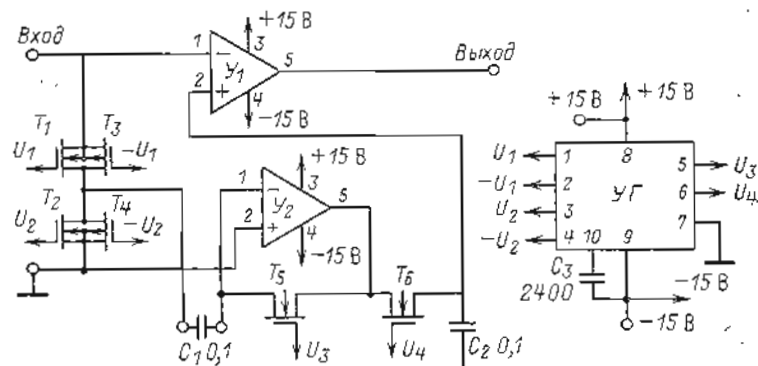


Рис. 6.5

состоянии. Чтобы избежать отпирания этих ключей при большом напряжении, они работают в режиме с плавающим потенциалом подложки.

Схема усилителя, за исключением внешних конденсаторов C_1 , C_2 , C_3 , рассчитана на полупроводниковую интегральную технологию производства с диэлектрической изоляцией отдельных компонентов. При такой технологии удастся обеспечить высокое качество как биполярных, так и полевых структур, а главное, резко уменьшить паразитные утечки и емкости. Например, как сообщается в [28], при такой технологии биполярные транзисторы могут быть получены с разбросом напряжений база—эмиттер ($\Delta U_{бэ}$) около 0,3 мВ, причем n - p - n -транзисторы имеют $\beta_0 \geq 400$ и $f_T \geq 700$ МГц, а p - n - p — $\beta_0 \geq 150$, $f_T \geq 600$ МГц. МОП-транзисторы получены с разбросом напряжений затвор—исток ($\Delta U_{зи}$) ≤ 10 мВ.

Рассматриваемая схема ОУ сохраняет свои параметры, приведенные ниже, при значительно худших транзисторах (с $\beta_0 \geq 50$, $f_T \geq 250$ МГц, $\Delta U_{бэ} \leq 5$ мВ, $\Delta U_{зи} \leq 30$ мВ), но при условии высококачественной изоляции отдельных компонентов.

Схема основного усилителя (U_1) приведена на рис. 6.6. Она является простейшей схемой ОУ с МОП-транзисторами на входе (T_2 , T_6).

Транзисторы T_1 , T_3 , T_5 образуют динамическую нагрузку для T_6 и инвер-

тор тока для T_2 . Так как ОУ в целом недифференциальный, во входном каскаде не приняты какие-либо меры для увеличения $K_{o.c.c.}$. Выход входного каскада (сток транзистора T_6) через эмиттерный повторитель (на T_{10}) связан со входом выходного усилителя (база транзистора T_{11}). Последний образован каскадом с ОЭ (на T_{11}, T_{12}) и двухтактным двухкаскадным эмиттерным повторителем (на $T_{14}-T_{18}$). Транзисторы T_{13}, T_{20}, T_{21} служат для ограничения максимального тока при коротком замыкании выхода.

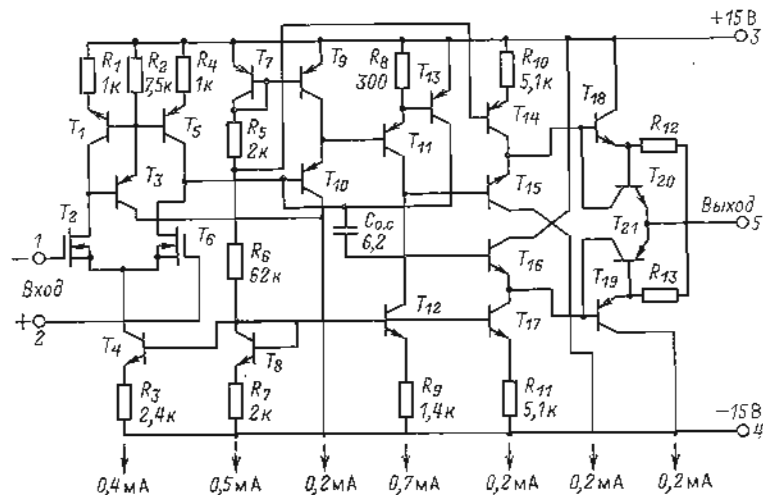


Рис. 6.6

Транзисторы $T_4, T_9, T_{12}, T_{14}, T_{17}$ образуют генераторы стабильных токов, которые задаются делителем R_6, R_8, R_7, T_7, T_8 .

Коррекция АЧХ осуществлена с помощью $C_{o.c.}$, что обеспечивает $\gamma = 20$ дБ/дек. При коллекторном токе T_4 , равном $0,4$ мА, U_1 имеет коэффициент усиления около $5 \cdot 10^4$, частоту среза 5 МГц, $V_{max} \approx 40$ В/мкс, потребляемый ток от источников питания около $2,5$ мА.

Схема вспомогательного усилителя U_2 приведена на рис. 6.7. При ее разработке основное внимание было уделено получению большого выходного сопротивления (около 100 МОм) при малом входном сигнале и значительного выходного тока (около 5 мА) при большом разбалансе на выходе.

Входная часть U_2 образована истоковыми повторителями (на T_1, T_2, T_{17}, T_{18}) и дифференциальным каскадом ($T_5-T_9, T_{12}-T_{16}$) с расширенным динамическим диапазоном. Начальный ток транзисторов T_5, T_{14} равен удвоенному значению тока генератора тока на T_7 (или на T_{16}), так как при идентичности транзисторов T_6, T_9, T_{13}, T_{15} токи, протекающие через T_6, T_{15} , соответственно равны токам через T_9, T_{13} . Входное напряжение между затворами транзисторов T_1, T_{17} практически полностью прикладывается к переходу база-эмиттер транзисторов T_9, T_{13} , вызывая

отпирание одного и запираание другого транзистора. В результате через T_5 (или T_{14}) ток резко возрастает. Для ограничения его максимального значения (около 5 мА) служат T_8, R_1 и T_{12}, R_3 .

Коллекторные токи транзисторов T_5, T_{14} поступают на выход усилителя через каскадные схемы «токовых зеркал» ($T_3, T_4, T_{10}, T_{11}, T_{22}, T_{23}, T_{26}, T_{27}$ и $T_{20}, T_{21}, T_{24}, T_{25}$). При положительном (отрицательном) напряжении на входе I происходит увеличение (уменьшение) токов тран-

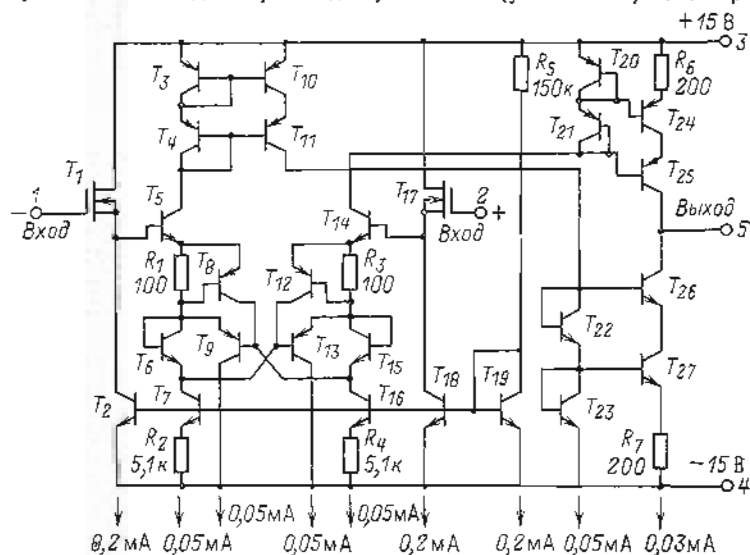


Рис. 6.7

зисторов $T_3, T_4, T_{10}, T_{11}, T_{22}, T_{23}, T_{26}, T_{27}$ и уменьшение (увеличение) токов транзисторов $T_{14}, T_{20}, T_{21}, T_{24}, T_{25}$. В результате на выходе возникает отрицательное (положительное) напряжение.

Каскадные схемы «токовых зеркал» (инверторов токов) обеспечивают большую точность инвертирования тока (токазадающие транзисторы и транзисторы в диодном включении находятся в идентичных режимах: напряжение коллектор-база равно нулю) и, что самое главное, позволяют получить примерно в β раз большее выходное сопротивление усилителя.

При начальном токе транзисторов T_7, T_{16} около $0,05$ мА (определяется токазадающей цепью R_5, T_{19}) U_2 имеет $K_2 \approx 5 \cdot 10^3$, $R_{вых} \approx 10^8$ Ом, $I_{вых, max} \approx 5$ мА. При емкости нагрузки $0,1$ мкФ и входном напряжении не более 20 мВ $f_{ср} \approx 1,5$ кГц. Потребление тока от источников $0,9$ мА (при $U_{вх} = 0$).

Отметим, что U_1, U_2 и УГ имеют отдельные токазадающие делители, что упрощает топологию ОУ и снижает уровень взаимных помех.

Для работы ключей УГ должен вырабатывать импульсы с амплитудой $\pm 2,5$ В для управления транзисторами T_1-T_4 и $+14$ и -4 В для

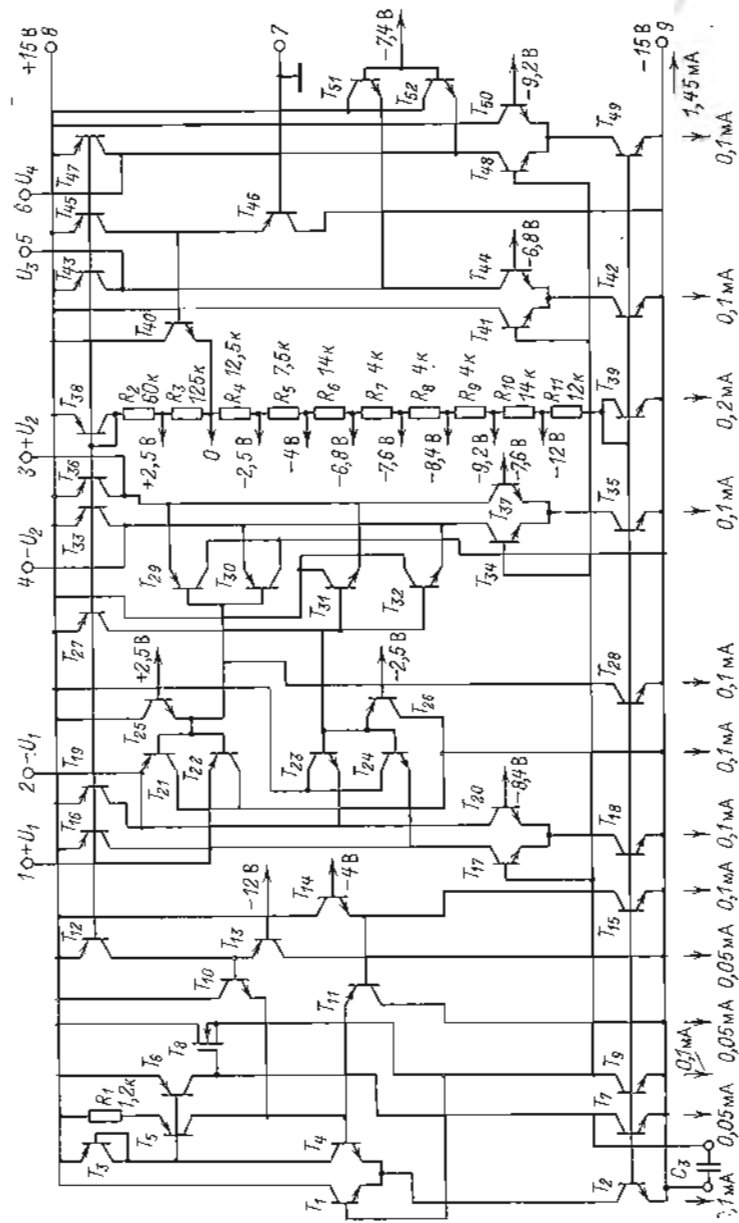


Рис. 6.8

управления транзисторами T_5, T_6 (см. рис. 6.5). Частота работы коммутации выбрана равной 250 Гц, скважность — около 2. Последовательность работы ключей с интервалами 20 мкс следующая (см. рис. 6.5): запираание T_6 , затем T_1 и T_3 , отпираание T_2 и T_4 , затем T_5 . В следующий полупериод последовательность обратная: запираание T_5 , затем T_2 и T_4 , отпираание T_1 и T_3 , затем T_6 .

Необходимые параметры импульсов обеспечивает управляющий генератор, выполненный по схеме, приведенной на рис. 6.8. Он построен по тем же принципам, что и УГ для ОУ МДМ. Он состоит из генератора симметричного пилообразного напряжения (на $T_1—T_{15}$) и четырех компараторов — формирователей управляющих напряжений, на которые поданы различные опорные потенциалы, необходимые для получения смещения во времени управляющих импульсов.

Схема генератора пилы (ГП) совпадает с рассмотренной ранее (см. рис. 5.21). Для симметрии обоих полупериодов напряжения необходимо, чтобы ток транзистора T_6 изменялся от нуля до удвоенного значения коллекторного тока транзистора T_7 . Период колебаний определяется коллекторным током транзистора T_7 и емкостью C_3 :

$$T_0 = 2U_n C_3 / I_{T7}$$

При выбранных параметрах $T_0 \approx 4$ мс.

Для стабилизации амплитуды колебаний в цепи положительной обратной связи (в коллекторе транзистора T_5) введены ограничители верхнего уровня на эмиттерных повторителях на T_{11}, T_{14} и нижнего уровня на T_{10}, T_{13} . Благодаря этому колебания происходят между фиксированными уровнями -4 и -12 В, которые задаются делителем $T_{38}, R_2—R_{11}, T_{39}$. Чтобы уменьшить выходное сопротивление ГП, на его выходе введен истоковый повторитель (на T_8, T_9), через который на базу T_1 осуществляется ООС.

Компараторы — формирователи напряжений $\pm U_1, \pm U_2$ для входных ключей построены аналогично компараторам, выполненным по схеме на рис. 5.22. Они состоят из дифференциальных каскадов (на T_{17}, T_{18}, T_{20} и T_{24}, T_{35}, T_{37}) с динамическими нагрузками в коллекторных цепях ($T_{18}, T_{19}, T_{33}, T_{36}$). Амплитуда выходных напряжений фиксируется на уровне $\pm 2,5$ В с помощью ограничителей на эмиттерных повторителях (на $T_{21}—T_{32}$). Компараторы для выходных ключей образованы также дифференциальными каскадами (на $T_{41}—T_{44}$ и $T_{47}—T_{50}$) с ограничителями нижнего уровня (на T_{51}, T_{52}).

Интервал опорных напряжений выбран равным 0,8 В, что обеспечивает смещение во времени 20 мкс. Отметим, что для получения токов, приведенных на схеме, площади токозадающих транзисторов должны быть выбраны пропорциональными токам.

Чтобы избежать несимметрии U_1 и U_2 относительно нуля из-за разброса номиналов сопротивлений, нулевая точка делителя напряжения подключена к нулевому потенциалу (вывод 7) через эмиттерные повторители на T_{40}, T_{36} . Введение последних необходимо, чтобы избежать протекания значительных токов по заземляющему проводу.

Управляющий генератор можно значительно упростить, если отказаться от смещения во времени работы ключей, однако при этом неизбежно возросли бы $E_{см}$, a_{ET} и пульсации на выходе ОУ.

При испытании макета ОУ, выполненного по схеме, изображенной на рис. 6.5, получены следующие результаты: $E_{см} = 10$ мкВ, $a_{ET} = 0,06$ мкВ/К, $I_{вх} = 30$ пА, $a_{IT} = 0,2$ пА/К, $K_y(0) \approx 2,5 \cdot 10^8$, $f_{ср} = 5$ МГц, $V_{max} = 40$ В/мкс.

Если в схеме на рис. 6.5 заменить ключ на T_1, T_3 резистором сопротивлением около 200 кОм, то удастся снизить $I_{вх}$ и a_{IT} соответственно до 10 пА и 0,1 пА/К, но при этом будет $E_{см} \approx 20$ мкВ и $a_{ET} \approx 0,1$ мкВ/К.

6.4. СХЕМА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ОУ ПКД

На рис. 6.9 приведена упрощенная схема ОУ ПКД с дифференциальным входом, соответствующая рассмотренной схеме на рис. 6.3. Входной ключ (K_{A1} на рис. 6.3) выполнен на комплементарной паре МОП-

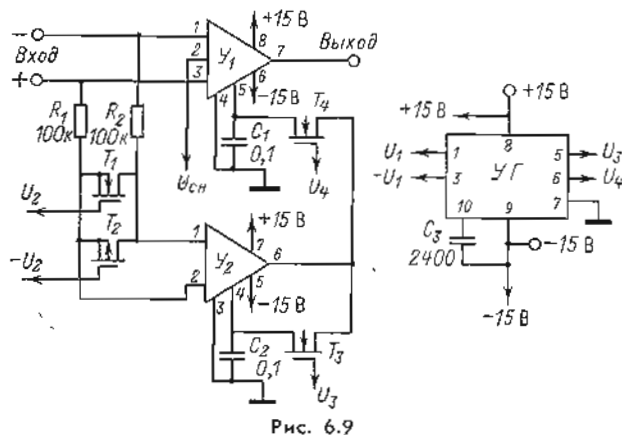


Рис. 6.9

транзисторов (T_1, T_2), ключи на выходе U_1, U_2 (K_{A2}, K_{A3} на рис. 6.3) — на n -канальных МОП-транзисторах (T_3, T_4) с плавающим потенциалом подложки.

Схема U_1 приведена на рис. 6.10. Входной дифференциальный каскад (на T_3, T_{10}) — со следящей связью (T_{12}, R_4, T_2, T_9), что увеличивает $K_{о.с.с.}$. В истоковой цепи T_3, T_{10} введен генератор стабильного тока (T_4, T_6, T_7) по каскадной схеме, что также увеличивает $K_{о.с.с.}$. Особенностью схемы является введение в качестве токозадающих двух МОП-транзисторов (T_4, T_7), идентичных входным (T_3, T_{10}). Их токи и напряжения сток — исток одинаковы, поэтому, так же как у T_4, T_7 , напряжение затвор — исток транзисторов T_3, T_{10} равно нулю. Благодаря этому на их истоках выделяется синфазное напряжение $U_{сн}$ с погрешностью, определяемой только разбросом параметров транзисторов (10–20 мВ). Отметим, что у известного ОУ ПКД фирмы Harris Semiconductor типа

HA2900 [34] в устройство выделения $U_{сн}$ задействовано около 25 активных элементов, а погрешность заметно выше, так как в нее входит разброс параметров не только МОП-транзисторов, но и большого числа биполярных.

Синфазное напряжение необходимо для формирования с помощью эмиттерных повторителей на T_{12}, R_4, T_{11} и T_{13}, D_2, R_6, T_{14} напряжений $U_{ог1}$ и $U_{ог2}$, необходимых для получения в УГ напряжений $\pm U_1$, следящих за $U_{сн}$.

Динамическая нагрузка входного каскада (T_1, T_5, T_8) и выходная часть усилителя ($T_{21} - T_{33}$) такая же, как в U_1 схемы на рис. 6.5 и 6.6.

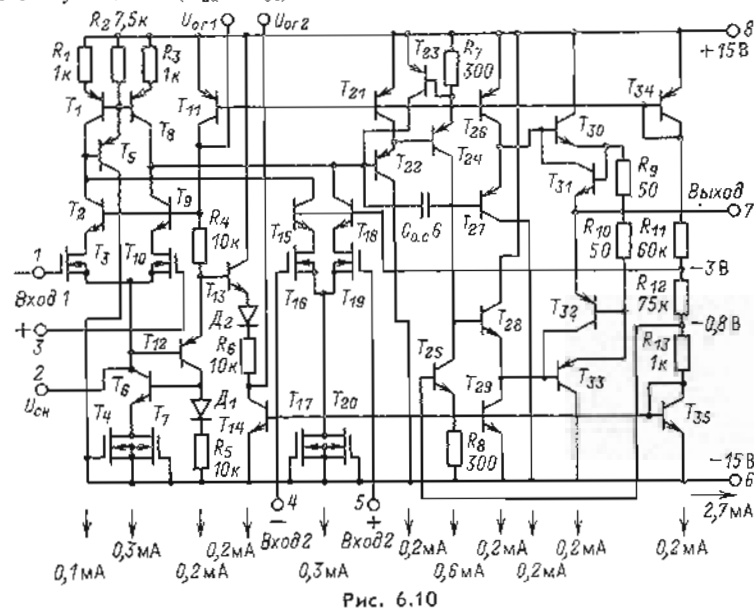


Рис. 6.10

Для организации дополнительного входа (4, 5) в схему введен второй дифференциальный каскад (на $T_{15} - T_{20}$), выходной ток которого суммируется с током первого каскада в коллекторных цепях транзисторов T_1, T_8 .

Для получения фиксированных потенциалов применен делитель напряжения на $T_{34}, R_{11} - R_{18}, T_{35}$.

Формирование АЧХ с $\gamma = 20$ дБ/дек происходит с помощью ООС через $C_{о.с.}$.

Схема вспомогательного усилителя U_2 приведена на рис. 6.11. Она состоит из двух дифференциальных каскадов с увеличенным динамическим диапазоном, выходной ток которых через систему «токовых зеркал» передается на высокоомный выход.

Первый входной каскад образован транзисторами $T_1, T_5, T_6, T_9, T_{10}, T_{14}, T_{15}, T_{16}$. Начальный ток транзистора T_1 (T_{16}) равен удвоенному току T_6 (T_{15}). Токи транзисторов T_5, T_9, T_{10}, T_{14} при идентичных тран-

зисторах равны между собой, но под действием входного сигнала происходит отпирание T_9 (T_{10}), что резко увеличивает ток T_1 (T_{16}). Напомним, что большой выходной ток усилителя Y_2 необходим для быстрой перезарядки запоминающих конденсаторов (C_1 , C_2 на рис. 6.9).

Входной каскад с помощью T_{20} , R_5 , T_{19} , T_4 , T_{13} охвачен следящей связью для увеличения $K_{o.c.c.}$

Аналогичную схему имеет второй дифференциальный каскад ($T_{23}-T_{30}$), необходимый для получения дополнительного входа усилителя Y_2 (3, 4).

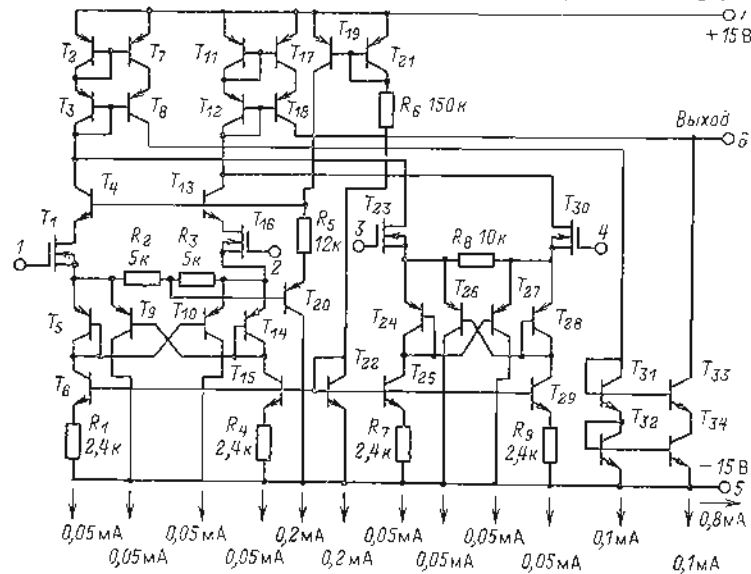


Рис. 6.11

Он не имеет следящей связи, так как на его входе нет изменяющегося синфазного сигнала. Выходные токи обоих дифференциальных каскадов суммируются на транзисторах T_2 , T_3 и T_{11} , T_{12} в диодном включении, которые являются элементами двух инверторов тока (на T_2 , T_3 , T_7 , T_8 , и на T_{11} , T_{12} , T_{17} , T_{18}). Коллекторный ток транзистора T_8 поступает на третий инвертор тока (на $T_{21}-T_{34}$), с выхода которого совместно с коллекторным током транзистора T_{18} поступает на выход усилителя Y_2 (6).

Благодаря наличию каскодных схем инверторов тока обеспечивается очень высокое выходное сопротивление усилителя, что необходимо для получения высокого коэффициента усиления при невысокой частоте среза этого усилителя. Последнее важно, как пояснялось ранее, чтобы избежать на АЧХ ОУ участка с $\gamma = 40$ дБ/дек.

Делитель T_{21} , R_6 , T_{22} служит для задания потенциалов на базах генераторов стабильного тока (T_6 , T_{15} , T_{19} , T_{25} , T_{28}).

Схема УГ аналогична приведенной на рис. 6.8, за исключением того, что первый компаратор, вырабатывающий $\pm U_1$, отсутствует, а ограни-

чители компараторов (базы T_{25} , T_{26}) подключены не к фиксированным потенциалам $\pm 2,5$ В, а к точкам с напряжениями $U_{ог1}$ и $U_{ог2}$ усилителя Y_1 , которые соответственно равны $U_{сн} + 2,5$ В и $U_{сн} - 2,5$ В. Благодаря этому осуществляется слежение управляющих импульсов за уровнем $U_{сн}$, что позволяет применить управляющие импульсы с малой амплитудой и обеспечить тем самым малый $I_{вх}$ при широком диапазоне $U_{сн}$ (± 11 В).

При испытании макета ОУ, выполненного по схеме на рис. 6.9, получены следующие результаты: $E_{см} = 30$ мкВ, $a_{ET} = 0,1$ мкВ/К, $I_{вх} = 20$ пА, $a_{IT} = 0,2$ пА/К, $K_y(0) \approx 1,5 \cdot 10^8$, $I_{ср} = 5$ МГц, $V_{max} = 40$ В/мкс, $R_{вх} \approx 400$ кОм, $K_{o.c.c.} \approx 140$ дБ.

Схема на рис. 6.9 может быть реализована на тех же Y_1 , Y_2 и УГ с последовательно-параллельными ключами на входе (в соответствии с рис. 6.4). При этом удается увеличить $R_{вх}$, несколько снизить $E_{см}$ и a_{ET} , но $I_{вх}$ и особенно a_{IT} резко ухудшаются, так как в $I_{вх}$ будет входить составляющая, обусловленная током через запертые ключи под действием разности напряжений — входного синфазного и $U_{сн}$.

Отметим, что параметры любых ОУ, выполненных по полупроводниковой интегральной технологии, в значительной мере зависят не только от принципиальных схем ОУ, но и от их топологии и качества технологического процесса, в частности от разброса геометрических размеров, чистоты рабочих материалов и примесей.

Кроме того, в усилителях ОУ ПКД, так же как и в усилителе ОУ МДМ, особое значение имеет отсутствие паразитных связей между входными цепями усилителей и УГ. Учитывая это, приведенные параметры ОУ ПКД следует считать ориентировочными, их удастся получить только при достаточно высоком качестве технологии и при такой топологии и качестве изоляции, при которых паразитные связи и утечки пренебрежимо малы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выпускаемые в настоящее время промышленностью ОУ далеко не полностью удовлетворяют запросам потребителей, особенно в тех областях применения, в которых требуются высокое быстродействие, повышенная стабильность нуля, малые входные токи и низкий уровень шумов. Такое положение в значительной мере объясняется расширением области применения ОУ и непрерывным повышением требований к их характеристикам.

В связи с этим можно утверждать, что еще многие годы будет продолжаться разработка новых, все более высококачественных ОУ.

Совершенствование ОУ будет происходить как за счет создания новых схем и оптимизации их параметров, так и за счет дальнейшего развития интегральной технологии. При этом очень важна тесная связь между специалистами схемотехниками и технологами, поскольку при синтезе схем совершенно необходимо учитывать все тонкости технологических процес-

сов, а при развитии новых технологий не менее важно ориентироваться на реализацию наиболее перспективных схем.

Развите ОУ должно быть направлено в первую очередь на улучшение их электрических характеристик, на повышение надежности, снижение стоимости и расширение функциональных возможностей. В отношении электрических характеристик особенно важно повышение быстродействия (уменьшение времени установления) и стабильности нуля, снижение входного тока и шумов.

Можно ожидать значительных успехов в совершенствовании усилителей без преобразования сигнала. В этом отношении большую роль сыграют не только сужение технологического разброса и повышение стабильности параметров отдельных элементов, но и применение в процессе производства автоматизированных систем лазерной компенсации смещения нуля и температурного дрейфа. Представляется весьма перспективным дальнейшее совершенствование ОУ с МДП-транзисторами на входе, в частности с поликристаллическими кремниевыми затворами, которые позволяют обеспечить чрезвычайно малые входные токи менее (10^{-12} А) при высокой стабильности нулевого уровня.

В связи с совершенствованием усилителей без преобразования усилители с периодической компенсацией нуля и ОУ с МДМ-каналом, по-видимому, будут применяться только в аппаратуре, где требуется исключительно низкий порог чувствительности.

Помимо развития самих ОУ, в ближайшие годы можно ожидать дальнейшего развития микросхем, в состав которых будет входить объединение нескольких ОУ с другими элементами: коммутаторами, множительными устройствами, элементами аналоговой памяти и т. п., что позволит повысить степень интеграции электронной аппаратуры, в состав которой входят подбные элементы, снизить ее габариты, стоимость и увеличить надежность.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов/ В. И. Анисимов, М. В. Капитонов, Н. Н. Прокопенко, Ю. М. Соколов.— Л.: Энергия, 1979.— 148 с.
2. Аналоговые интегральные схемы. Под ред. Дж. Коннели: Пер. с англ./Под ред. М. В. Гальперина.— М.: Мир, 1977.— 439 с.
3. Полонников Д. Е. Решающие усилители.— М.: Энергия, 1973.— 248 с.
4. Проектирование и применение операционных усилителей. Под ред. Дж. Грэма, Дж. Тоби, Л. Хьюлмана: Пер. с англ./Под ред. И. Н. Теплука.— М.: Мир, 1974.— 510 с.
5. Гальперин М. В., Злобин Ю. П., Павленко В. А. Усилители постоянного тока.— М.: Энергия, 1978.— 247 с.
6. Марше Ж. Операционные усилители и их применение.— Л.: Энергия, 1974.— 215 с.
7. Боде Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью.— М.: Изд-во иностр. лит., 1948.— 640 с.
8. Хэммонд П. Теория обратной связи и ее применение.— М.: Физматгиз, 1961.— 424 с.
9. Корн Г., Корн Т. Аналоговые и аналого-цифровые вычислительные машины.— М.: Мир, т. 1, 1967.— 462 с.
10. ГОСТ 18421-73. Усилители операционные. Термины и определения.
11. Коган Б. Я. Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования.— М.: Физматгиз, 1963.— 570 с.
12. Годлевский В. С. Об оценке динамических погрешностей линейных блоков АВМ.— Автоматика и телемеханика, 1970, № 3, с. 155—161.
13. Гальперин М. В. К анализу погрешности электронных аналоговых устройств, обусловленной конечной полосой пропускания операционных усилителей.— Автоматика и телемеханика, 1964, т. XXV, № 5, с. 724—726.
14. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем.— М.: Энергия, 1967.— 608 с.
15. Beason J. Better bipolar-MOS process yields Linear IC's with good ac and dc specs.— Electronics, 1973, № 22, p. 65—70.
16. Полонников Д. Е., Бабаян Р. Р. Тенденции и перспективы развития интегральных операционных усилителей.— Измерения, контроль, автоматизация, 1976, № 2 (6).
17. Придорогин В. М. Шумовые свойства транзисторов на низких частотах.— М.: Энергия, 1976.
18. Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах: Пер. с англ./Под ред. М. В. Гальперина.— М.: Мир, 1979.— 317 с.
19. А. Вав дер Зил. Шумы при измерениях.— М.: Мир, 1979.— 292 с.
20. Полонников Д. Е., Самсонов В. А., Чернышев Р. Н. Вопросы теории транзисторных решающих усилителей с двойным преобразованием сигнала.— Автоматика и телемеханика, 1970, № 2.
21. Евтянов С. И. Переходные процессы в приемно-усилительных схемах.— М.: Связьиздат, 1948.— 210 с.

22. Птахвский И. Г. Исследование, разработка и методы повышения быстродействия преобразователей аналоговых и цифровых сигналов периферийных устройств вычислительных систем: Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук.— М.: НИЦЭВТ, 1975.

23. Modern applications of Linear IC's. Editorial Staff, United Technical Publication, Inc., U.S.A., 1974.

24. Аналоговые и цифровые интегральные схемы. Под ред. С. В. Якубского.— М.: Советское радио, 1979.— 334 с.

25. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы.— М.: Советское радио, 1974.— 312 с.

26. Brokaw A. P., Mardique M. A. A fast, high-precision, laser-trimmed FET input operational amplifier.— IEEE Int. Solid-State Circuits Conf., 1974 Dig Techn. Pap., New York, 1974, p. 142, 143, 244.

27. Фулагар Д. Полевые транзисторы с *p-n*-переходом в монокристаллических операционных усилителях.— Электроника, 1972, № 23.

28. Маккеффи Т., Брандт Р. Интегральный операционный усилитель с полевыми транзисторами на входе.— Электроника, 1970, № 25.

29. Schade O. CMOS: bipolar integrated circuits.— IEEE Int. Solid-State Circuits Conf., 1974; Dig. Techn., New York, 1974.

30. Steege B. Ultra-fast IC operational amplifier— Electronic Components, 1973, May, p. 378, 381.

31. William E. Fast slewing amplifier.— IEEE Solid-State Circuits, 1971, v. 6, № 1.

32. Гальперин М. В., Злобин Ю. П., Корнфельд И. П. Динамика импульсных систем с конечным временем съема данных (метод текущего среднего).— Вопросы промышленной кибернетики (труды ЦНИИКА), 1976, № 47, с. 35—51.

33. Полонников Д. Е. Электронные усилители автоматических компенсаторов.— М.: Физматгиз, 1960.— 334 с.

34. Jones D., Webb R. W. Chopper-stabilized op amp combines MOS and bipolar elements on one chip.— Electronics, 1973, № 20, p. 110—114.

35. Харрис. О параметрах операционных усилителей, приводимых в технических характеристиках.— Электроника, 1967, т. 40, № 21, с. 9—13.

36. Полонников Д. Е., Бабаян Р. Р. Пути улучшения быстродействия и стабильности нуля операционных усилителей.— Измерения, контроль, автоматизация, 1975, № 1 (3).

37. Гореликов Н. И., Смелянский И. Л., Тамберг Ю. Г. Состояние и перспективы применения интегральных микросхем в электронизмерительной технике.— Приборы и системы управления, 1975, № 9, с. 14—17.

38. Гальперин М. В. К расчету частотных характеристик быстродействующих операционных усилителей на транзисторах.— Автоматика и телемеханика, 1967, т. XXVIII, № 6, с. 139—143.

39. Малин Б. В., Соин М. С. Параметры и свойства полевых транзисторов.— М.: Энергия, 1967.— 180 с.

40. Авербух В. Д., Полонников Д. Е. Методы расчета погрешностей дифференциальных операционных усилителей и пути их снижения.— Автоматика и телемеханика, 1972, № 11.

41. Полонников Д. Е., Чернышев Р. Н. Операционные усилители ГВС.— В кн.: Система аналоговых элементов.— М.: ИПУ, 1976.

42. Самсонов В. А., Полонников Д. Е. Электрометрический усилитель типа МДМ и его предельные возможности.— Измерительная техника, 1976, № 9.

43. Самсонов В. А., Полонников Д. Е. Электрометрический усилитель со входным каскадом на МОП-транзисторах.— Измерительная техника, 1976, № 9.

44. Ризкин А. А. Основы теории усилительных схем.— М.: Советское радио, 1958.— 527 с.

45. Баглай Р. Д. Усиление слабых сигналов произвольной формы.— М.: Наука, 1965.— 210 с.

46. Гальперин М. В. Частотные свойства усилителей постоянного тока с модуляцией входного сигнала прямоугольными импульсами.— В кн.: Анализ и синтез систем автоматического управления.— М.: Наука, 1968, с. 330—333.

47. Анисимов В. И., Голубев А. П. Транзисторные модуляторы.— М.: Энергия, 1964.— 224 с.

48. Агаханян Т. М. Основы транзисторной электроники.— М.: Энергия, 1974.— 256 с.

49. Алексеенко А. Г., Зуев Б. И., Лебедев А. А. Повышение быстродействия частотно-компенсируемых интегральных операционных усилителей.— Промышленная электроника, 1975, № 11, с. 30—31.

50. Алексеенко А. Г., Шило В. Л. Основные параметры и эквивалентные схемы интегральных операционных усилителей.— Микроэлектроника, 1972, вып. 5, с. 27—47.

51. Лаансоо А. А. Расчет времени установления в УПТ с обратной связью при нелинейном режиме их работы.— Тр. Таллинского политехнического института, 1970, серия А, № 288, с. 133—143.

52. Лаансоо А. А. Расчет параметров измерительных цепей при наличии в их передаточных функциях диполей.— Тр. Таллинского политехнического института, 1970, серия А, № 288, с. 123—132.

53. А. с. 428394 (СССР). Операционный усилитель/В. П. Морозов, Д. Е. Полонников, Оpubл. в Б. И., 1974, № 18.

54. А. с. 537435 (СССР). Дифференциальный усилитель/Д. Е. Полонников, В. П. Слынько, А. С. Ростовцев. Оpubл. в Б. И., 1976, № 44.

55. А. с. 587470 (СССР). Операционный усилитель/Р. Р. Бабаян, Д. Е. Полонников, В. В. Заика и др. Оpubл. в Б. И., 1978, № 1.

56. А. с. 206645 (СССР). Усилитель постоянного тока/Д. Е. Полонников, Р. Н. Чернышев. Оpubл. в Б. И., 1967, № 1.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Параметры операционных усилителей и требования к ним	6
1.1. Основные параметры ОУ и методы их измерения	6
1.2. Требования, предъявляемые к параметрам и характеристикам ОУ	19
а) Требования к коэффициенту усиления на низкой частоте и постоянном токе	20
б) Требования к напряжению смещения нуля и его дрейфу	21
в) Требования к значениям входного тока и его дрейфа	22
г) Требования к уровню шумов	23
д) Требования к коэффициенту ослабления синфазной составляющей $K_{о.с.с}$ и максимальному значению допустимого синфазного напряжения $U_{сн\ max}$	23
е) Требования к динамическим характеристикам	23
1.3. Классификация ОУ	25
1.4. Номенклатура ОУ	27
Глава вторая. Методы снижения статических погрешностей и помех ОУ	32
2.1. Основные составляющие погрешностей	32
2.2. Увеличение коэффициента усиления и коэффициента ослабления синфазного сигнала	34
2.3. Уменьшение смещения и дрейфа нуля	43
2.4. Снижение входных токов и их температурного дрейфа	60
2.5. Пути снижения шумов	67
Глава третья. Методы повышения быстродействия и устойчивости ОУ	78
3.1. Связь параметров АЧХ ОУ с быстродействием и устойчивостью решающего усилителя	78
3.2. Увеличение частоты среза ОУ	91
3.3. Минимизация времени установления	101
3.4. Обеспечение высокой скорости изменения выходного напряжения	113
3.5. Уменьшение времени восстановления после перегрузок	119
3.6. Методы повышения запаса устойчивости	120
Глава четвертая. Операционные усилители без преобразования сигнала (ОУ БП)	124
4.1. Схемы ОУ невысокого быстродействия с малым дрейфом нуля	124
4.2. Схемы ОУ с малым входным током	132
4.3. Схемы ОУ повышенного быстродействия по инвертирующему входу	136
4.4. Схемы ОУ повышенного быстродействия с симметричными дифференциальными входами	142
4.5. Операционные усилители с малым временем установления	148

Глава пятая. Операционные усилители с модуляцией и демодуляцией сигнала (ОУ МДМ)	157
5.1. Структуры ОУ МДМ	157
5.2. Выбор частоты и закона преобразования сигнала	160
5.3. Основные свойства усилителей МДМ с квазипараллельным каналом	163
5.4. Схемы основных узлов усилителей МДМ	171
5.5. Схемы ОУ МДМ высокой точности	184
а) Операционные усилители МДМ с высокой стабильностью нуля и высоким быстродействием	184
б) Операционные усилители МДМ с малым значением входного тока и большим входным сопротивлением	187
в) Операционные усилители МДМ с повышенной стабильностью нуля и малым уровнем шумов	188
г) Дифференциальный ОУ МДМ	191
Глава шестая. Операционные усилители с периодической компенсацией дрейфа нуля ОУ ПКД	193
6.1. Принцип действия и структурные схемы ОУ ПКД	193
6.2. Основные свойства ОУ ПКД. Требования к отдельным узлам схемы	196
6.3. Схема инвертирующего ОУ ПКД	201
6.4. Схема дифференциального ОУ ПКД	206
Заключение	209
Список литературы	211