

В.Г. Гусев, А.В. Мулик

АНАЛОГОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Учебное пособие

Рекомендовано
Государственным комитетом Российской
Федерации по высшему образованию
в качестве учебного пособия
для студентов высших учебных заведений,
обучающихся по направлению "Приборо-
строение", специальности "Информацион-
но-измерительная техника и технологии"

Уфа 1996

УДК 621.396.6

Аналоговые измерительные устройства: Учебн. пособие / В.Г. Гусев, А.В. Мулик; Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т. Уфа, 1996. 147 с. : ил.
ISBN 5–86911–115–3

Изложены основные сведения о подходе и методах проектирования измерительных усилителей, масштабных преобразователей и измерительных преобразователей переменного тока в постоянный. Рассмотрены примеры расчета отдельных электронных функциональных узлов, входящих в состав электронных вольтметров.

Предназначено для студентов, обучающихся по направлению “Приборостроение” бакалаврской подготовки, специальности 190900 “Информационно–измерительная техника и технологии”, а также будет полезно инженерно–техническим работникам, самостоятельно повышающим свою квалификацию.

Ил. 57. Библиогр.: 11 наименов.

Научный редактор В.Г. Гусев

Рецензенты: кафедра автоматизации производственных процессов
Уфимского государственного нефтяного технического
университета, заведующий кафедрой д-р техн. наук,
профессор Коловертнов Ю.Д.

Заведующий кафедрой промышленной электроники
Уфимского государственного авиационного
технического университета д-р техн. наук, профессор
Гусев Ю.М.

ISBN 5–86911–115–3



Уфимский государственный авиационный
технический университет, 1996

ОГЛАВЛЕНИЕ

	стр.
Предисловие.....	3
Введение.....	4
ГЛАВА 1. ВЫБОР ПЕРВОГО ВАРИАНТА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ.....	6
1.1. Структурные схемы усилителей переменного напряжения.....	6
1.2. Структурные схемы усилителей медленно изменяющихся сигналов.....	8
1.3. Структурные схемы широкополосных усилителей.....	12
1.4. Структурные схемы усилителей с периодической коррекцией дрейфа нуля.....	14
1.5. Структурные методы коррекции параметров усилителей.....	15
ГЛАВА 2. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ.....	20
2.1. Проектирование входной части неинвертирующего усилителя.....	20
2.2. Проектирование входной части инвертирующего усилителя.....	25
2.3. Пример проектирования входной части неинвертирующего усилителя.....	29
2.4. Пример проектирования входной части инвертирующего усилителя.....	36
2.5. Проектирование входной части усилителя с дифференциальным входом.....	42

ГЛАВА 3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВХОДНОЙ ЧАСТИ ПРЕЦИЗИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ	45
3.1. Проектирование входной части измерительных усилителей.....	45
3.2. Проектирование входной части измерительных усилителей постоянного тока.....	47
3.3. Улучшение характеристик входных частей с помощью структурных методов.....	50
3.4. Повышение точности коэффициента преобразования входной части.....	53
ГЛАВА 4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫХОДНОЙ И ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТЕЙ УСИЛИТЕЛЕЙ	55
4.1. Общие сведения о проектировании выходной части.....	55
4.2. Проектирование бестрансформаторных усилителей мощности.....	59
4.3. Проектирование бестрансформаторных усилителей мощности с дополнительным усилением по напряжению.....	70
4.4. Проектирование бестрансформаторных усилителей мощности с повышенным выходным напряжением.....	72
4.5. Проектирование выходной части усилителей с большим выходным сопротивлением.....	76
4.6. Проектирование промежуточной части.....	83
4.7. Оценка расчетных параметров спроектированного измерительного усилителя.....	84
ГЛАВА 5. ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ	88
5.1. Особенности проектирования усилителей высокой частоты и импульсных усилителей.....	87
5.2. Проектирование высокоомной входной части у высокочастотных усилителей измерительных сигналов.....	90
5.3. Проектирование низкоомной входной части высокочастотных усилителей.....	95
5.4. Высокочастотные усилители на интегральных	

микросхемах логических элементов.....	100
5.5. Усилители высокой частоты на аналоговых	
интегральных микросхемах.....	105
ГЛАВА 6. ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАСШТАБНЫХ	
 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ.....	109
6.1. Расчет входного делителя и добавочных резисторов.....	110
6.2. Расчет аттенюаторов.....	116
ГЛАВА 7. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ	
 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ ПЕРЕМЕННОГО	
 ТОКА В ПОСТОЯННЫЙ.....	121
7.1. Расчет пассивных преобразователей	
средневыпрямленных значений.....	122
7.2. Расчет активных преобразователей	
средневыпрямленных значений.....	125
7.3. Расчет пассивных преобразователей	
амплитудных значений.....	129
7.4. Расчет преобразователей действующих значений.....	132
 Заключение.....	142
 Список литературы.....	146

ПРЕДИСЛОВИЕ

Учебное пособие "Аналоговые измерительные устройства" ориентировано на студентов, обучающихся по направлению "Приборостроение" бакалаврской подготовки, специальности 190900 "Информационно–измерительная техника и технологии". Основным его назначением является оказание методической помощи в выполнении курсовых проектов по дисциплинам "Электроника в приборостроении", "Электронные и магнитные устройства ИИТ" и "Аналоговые измерительные устройства". Учебное пособие будет полезно студентам других специальностей электротехнического профиля, углубленно изучающим дисциплины электроники, а также инженерно – техническим работникам, самостоятельно повышающим свою квалификацию.

В отличие от известных изданий аналогичного назначения в данном пособии собран и обобщен материал по проектированию современных усилительных устройств, аттенуаторов и некоторых типов детекторов. Необходимость этого обусловлена тем, что при выполнении курсового проекта студенты испытывают существенные затруднения, вызванные отсутствием систематизированного изложения сведений о порядке и методах расчета вышеперечисленных функциональных электронных узлов. Предлагаемое учебное пособие в значительной степени должно устранить эти трудности.

Авторы признательны коллективу кафедры автоматизации производственных процессов Уфимского государственного нефтяного технического университета (зав. кафедрой д–р техн. наук, профессор Коловертнов Ю.Д.) и заведующему кафедрой промышленной электроники Уфимского государственного авиационного технического университета д–р техн. наук, профессору Ю.М. Гусеву за полезные замечания, сделанные ими при рецензировании рукописи.

Техническое оформление рукописи выполнено инженером Т.В. Гусевой.

Отзывы, замечания и предложения просим направлять по адресу: 450000, Уфа, ул. К. Маркса, 12, РИО УГАТУ.

ВВЕДЕНИЕ

Особенностью проектирования аналоговых электронных устройств является то, что одинаково правомерны различные подходы и разная последовательность проведения операций расчета. При этом требуемые характеристики могут быть получены при использовании различных структурных схем, а также при других параметрах элементов в идентичных схемах. Такая многовариантность является следствием того, что формальная оптимизация параметров элементов и схем представляет собой чрезвычайно сложную задачу, имеющую однозначное решение только в простейших случаях. Поэтому при выборе определенного варианта построения электронного устройства приходится в основном качественно оценивать ряд показателей, плохо поддающихся количественной формализации. На основе субъективной оценки, правильность которой зависит от опыта проектировщика, принимается предварительное решение о целесообразности использования той или иной структуры и принципиальной схемы. Здесь вполне возможен вариант, при котором детальный расчет электронного устройства покажет, что при использовании данной принципиальной схемы или даже структуры невозможно получить требуемые параметры или характеристики преобразования. В этом случае придется изменить намеченную первоначально принципиальную схему. В отдельных случаях необходимо изменить структуру электронного устройства.

При проектировании электронного аналогового устройства наиболее часто приходится одновременно оценивать такие показатели, как степень сложности устройства, его стоимость, унификацию компонентов схемы и их количество, необходимость дополнительных регулировок, степень сложности настройки, надежность устройства и т.д.

Качество оценки совокупности этих и других аналогичных формализуемых показателей во многом зависит от опыта разработчика. Для получения положительных результатов он должен хорошо представлять варианты и технические приемы решения поставленной технической задачи.

Поэтому работу над курсовым проектом необходимо начинать с ознакомления с технической и патентной литературой по данному вопросу. В итоге появится четкое представление о подходах, используемых при создании электронных устройств данного целевого назначения, и технических приемах, обеспечивающих получение требуемых параметров их характеристик.

Эффективность работы существенно повысит составленная небольшая картотека, в которой зарисованы принципиальная или структурная схемы и кратко записаны сведения об их технических возможностях и источнике информации.

Кроме этого по справочнику интегральных микросхем необходимо ознакомиться с интегральными компонентами, выпускаемыми отечественной промышленностью, их параметрами. Эта информация поможет начинающим изучение основ электроники, обоснованно выбрать структуру и разработать первый вариант принципиальной схемы аналогового электронного устройства.

При этом следует помнить, что основной тенденцией в проектировании современных электронных устройств является максимальное использование типовых электронных функциональных микроузлов – интегральных микросхем. И только в случаях, когда заданные в технических условиях параметры и характеристики невозможно обеспечить с помощью интегральных микросхем, следует дополнить их схемами, выполненными на дискретных компонентах. При достаточно большом объеме выпуска и наличии соответствующих технологий может оказаться экономически целесообразной разработка специальных микросхем частного применения, которые дадут возможность получить требуемые характеристики преобразования.

Изучив литературные источники по данному вопросу и получив общее представление о номенклатуре и параметрах выпускаемых промышленностью интегральных микросхем, можно перейти к выбору структурной схемы проектируемого устройства.

В соответствии с ГОСТ 2.701–84 структурными называют схемы, определяющие основные функциональные части изделия, их назначение и взаимосвязи.

Их не следует смешивать с функциональными схемами, которые разъясняют определенные процессы, протекающие в отдельных функциональных цепях изделия или изделия в целом (ГОСТ 2.701–84) и используются для изучения принципов их работы.

ГЛАВА 1

ВЫБОР ПЕРВОГО ВАРИАНТА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ

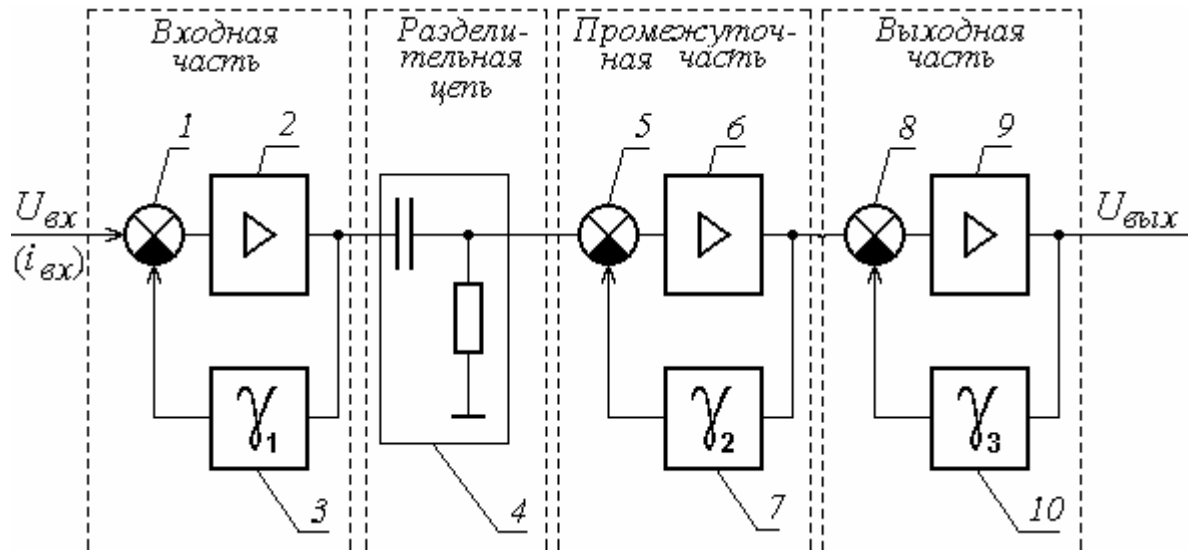
Первый вариант структурной схемы позволяет проектировщику в первом приближении представить себе, из каких функциональных узлов будет состоять изделие. При этом степень ее детализации может быть различной. В настоящем разделе приведены только общие соображения, которыми следует руководствоваться при составлении структурной схемы электронного аналогового устройства.

1.1. Структурные схемы усилителей переменного напряжения

Если в техническом условии на проектирование содержатся специальные требования, относящиеся к входной или выходной цепям, например, входное сопротивление должно быть равно R и погрешность его в диапазоне частот $f_1 - f_2$ не должна превышать X %, выходное сопротивление усилителя должно быть менее Z и т.д., то их легче всего удовлетворить в том случае, когда в структуре усилителя имеются специальные входные и выходные части. Поскольку основным средством получения требуемых параметров является введение цепей обратной связи (ОС), то входная и выходная части могут представлять собой самостоятельные усилители, охваченные местной обратной связью (рис.1.1). Параметры этих усилителей, а также вид и глубина обратной связи рассчитываются так, чтобы обеспечивалось получение параметров, заданных в техническом условии на проектирование. Это – простейшее решение с точки зрения проектирования и настройки. Более сложным случаем являются структурные схемы, когда входную или выходную цепи охватывают несколькими цепями ОС. Так, на рис. 1.2 показана структурная схема усилителя, в которой в выходной части имеется местная обратная связь, осуществляемая с помощью блока 3, и общая – для промежуточной и выходной частей ОС, осуществляемая через блок 9. В этом случае имеются более широкие возможности варьирования параметрами выходной цепи, но их значения будут зависеть от большого числа факторов, что усложняет расчет и настройку.

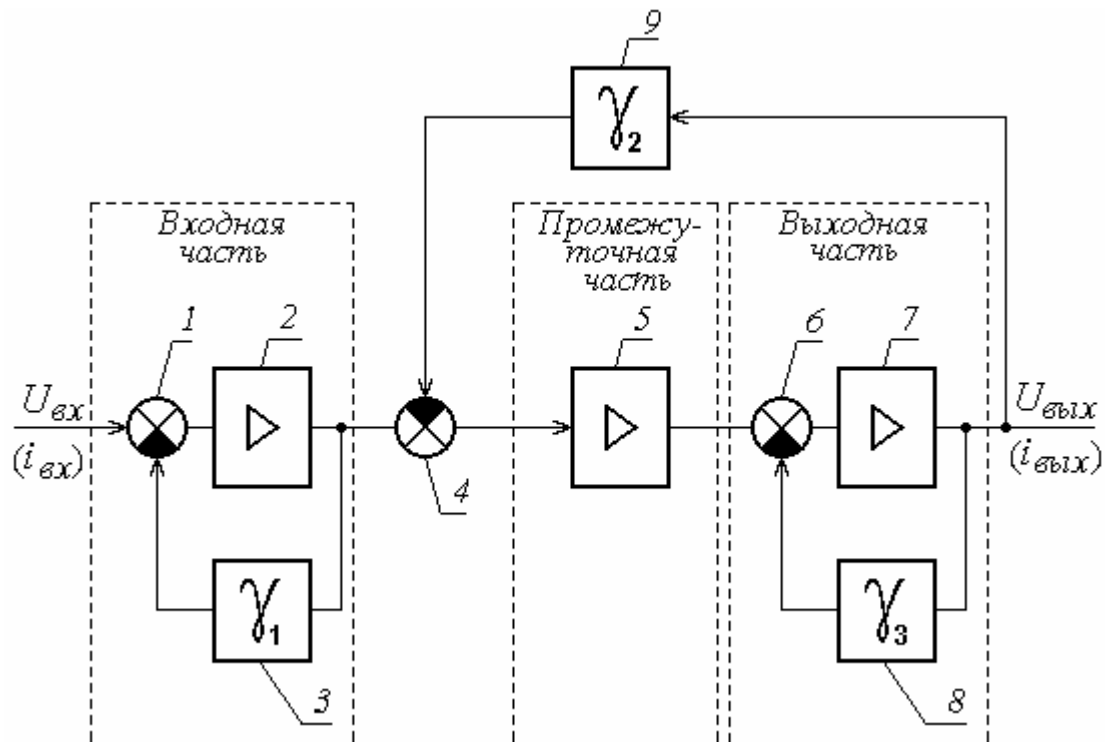
Произведения коэффициентов усиления входной и выходной частей обычно меньше требуемого, поэтому между ними вводится промежуточная часть

(рис. 1.1, 1,2).



- 1, 5, 8 – линейные сравнивающие (вычитающие) устройства;
- 2, 6, 9 – электронные усилители;
- 3, 7, 9 – цепи ОС;
- 4 – разделительная цепь, не пропускающая составляющую.

Рис.1.1



- 1, 4, 6 – линейные сравнивающие (вычитающие) устройства;
- 2, 5, 7 – электронные усилители;
- 3, 8, 9 – цепи обратной связи.

Рис.1.2

Она обеспечивает получение необходимого коэффициента усиления и представляет собой электронный усилитель. Для получения требуемой стабильности коэффициента усиления и обеспечения необходимой частотной характеристики этот усилитель может быть охвачен местной обратной связью (рис. 1.1) или общей обратной связью. Если предварительно ясно, что промежуточная часть будет состоять из нескольких усилителей, то структуру промежуточной части можно сразу "расшифровать" и дать структурную схему более детализированной.

Если проектируемый усилитель предназначен для усиления сигналов только переменного тока и для устранения постоянной составляющей между функциональными узлами устанавливаются разделительные цепи, то на структурной схеме можно показать их наличие (рис. 1.1). Однако в большинстве случаев вопрос о месте установки разделительных цепей и необходимости их введения решается при проектировании принципиальной схемы.

Структуры, аналогичные рис. 1.1 и 1.2, относятся к числу наиболее распространенных при создании высокоточных измерительных усилителей. Причем требуемые качественные показатели в них получают за счет введения обратных связей различного вида и требуемой глубины.

1.2. Структурные схемы усилителей медленно изменяющихся сигналов

В случаях, когда требуется усиливать медленно изменяющиеся сигналы в структурах, показанных на рис. 1.1 и 1.2, и аналогичных им, должны отсутствовать разделительные цепи, в состав которых входят реактивные компоненты (конденсаторы, трансформаторы). Это обусловлено тем, что эти цепи не передают сигналы постоянного тока.

Отсутствие разделительных цепей приводит к тому, что постоянная составляющая, имеющаяся на выходе каждой микросхемы, усиливается усилителями, стоящими после него. Это не было бы важно в случае, если бы эти постоянные составляющие были неизменны. Однако на практике они изменяются с течением времени из-за старения отдельных компонентов, а также при колебаниях температуры окружающей среды. В итоге при неизменном сигнале на входе выходное напряжение (постоянная составляющая) изменяется с течением времени и при колебаниях температуры окружающей среды. Самопроизвольные изменения постоянной составляющей выходного сигнала называют дрейфом нуля. Для количественной оценки его обычно приводят ко входу. Различают временной и температурный дрейфы нуля. Расчет временного

дрейфа нуля обычно затруднен, так как отсутствуют данные о временной стабильности параметров всех компонентов, использованных в конкретной схеме. Его обычно определяют при экспериментальных исследованиях усилителя. В технических данных указывают значение приведенного дрейфа (мкВ/ч) или значение дрейфа и время, в течение которого проводились измерения.

Приведенный температурный дрейф нуля усилителей поддается расчету. Его значение обычно указывается в технических условиях на ряд интегральных микросхем, например, на интегральные операционные усилители. Его экспериментальное определение не вызывает труда.

Количественно приведенный температурный дрейф нуля определяют с помощью уравнения (1.1)

$$U_{др} = \frac{\Delta U_{вых}}{K \Delta T} \text{ [мкВ/град]}, \quad (1.1)$$

где $\Delta U_{вых}$ – изменение постоянной составляющей выходного напряжения при изменении температуры на величину (при нулевом входном сигнале), мкВ/град;

K – коэффициент усиления усилителя.

У операционных усилителей $U_{др}$ дается в форме приведенного теплового дрейфа напряжения смещения нуля $U_{см}$. Это одно и то же.

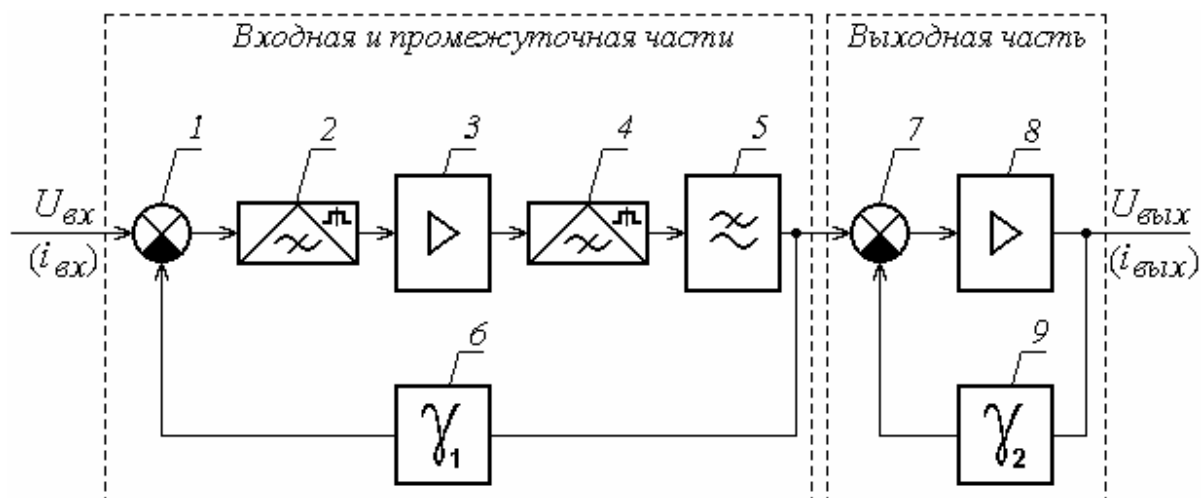
Дрейф нуля обусловлен нестабильностью параметров компонентов, входящих в усилитель. Его значение нельзя уменьшить с помощью цепей обратной связи. Причем наибольший вклад в возникновение дрейфа выходного сигнала вносит входная часть. Это обусловлено тем, что дрейфы, вносимые входной цепью, усиливаются в K раз. Соответственно наименьший вклад в значение дрейфа вносит выходная часть.

Часто дрейфом выходной части пренебрегают вообще (при большом K и малом коэффициенте усиления выходной части). Поэтому грубую оценку температурного дрейфа нуля можно вести по значению дрейфа нуля усилителя, использованного во входной части. Так, например, если в техническом задании на проектирование задан температурный дрейф нуля у усилителя порядка $0,5 \div 1$ мкВ/град, то, перебрав технические условия на параметры всех операционных усилителей (ОУ) с непосредственными связями, увидим, что наименьший дрейф напряжения смещения у них порядка $2 \div 3$ мкВ/град (14ОУД17). Поэтому получить заданное значение дрейфа нуля при использовании ОУ с непосредственными связями пока нельзя.

В современных ОУ благодаря использованию параметрических и структурных методов улучшения параметров и характеристик, дрейф напряжения смещения существенно меньше. Так например, у микросхем 140УД26, 140УД27 температурный дрейф напряжения смещения нуля не превышает 0,6 мкВ/град, а у микросхем 140УД24 – 0,05 мкВ/град. Но стоимость таких высокочастотных микросхем пока существенно больше стоимости ОУ с непосредственными связями.

В случаях, когда создаются усилители медленно меняющихся сигналов, целесообразно использовать усилители, имеющие структуру модулятор – усилитель переменного напряжения – демодулятор (МДМ) (рис. 1.3).

Структурная схема измерительного усилителя постоянного тока с модуляцией и демодуляцией усиленного сигнала (структура МДМ)



- 1, 7 – линейные сравнивающие (вычитающие) устройства;
- 2 – модулятор;
- 3, 8 – электронные усилители;
- 4 – демодулятор;
- 5 – фильтр низких частот;
- 6, 9 – цепи обратной связи

Рис.1.3

В них постоянное входное напряжение преобразуется в переменное с помощью амплитудного модулятора 2. Переменное напряжение усиливается усилителем переменного напряжения 3, выходной сигнал которого не зависит от колебаний постоянной составляющей выходных напряжений отдельных его каскадов. Выходное напряжение усилителя преобразуется в постоянное с помощью

демодулятора 4. Пульсации напряжения, возникающие в результате преобразований сигнала, сглаживаются с помощью фильтра низких частот 5.

Дрейф нуля у подобных структур обусловлен только изменениями параметров модулятора, включенного во входную цепь, в качестве которого обычно используют электронные или даже контактные ключи. При этом удается получить приведенный дрейф нуля порядка $0,1 \div 0,5$ мкВ/град. Необходимая стабильность коэффициента преобразования может быть получена с помощью введения цепей ОС (блок 6, рис. 1.3). Требуемые параметры у выходной части могут быть получены с помощью дополнительного усилителя 8 с непосредственной связью между каскадами (рис.1.3). Дрейф его нуля не будет играть существенной роли, если коэффициент усиления у усилителя *МДМ* достаточно большой. Тогда дрейф нуля выходной части, приведенный ко входу, будет иметь пренебрежимо малое значение. Так, например, если выходная часть имеет приведенный дрейф 1 мВ/град, а коэффициент усиления усилителя типа *МДМ* 10^4 , то приведенный дрейф у всего усилителя, вызванный изменениями параметров выходной части, равен 0,1 мкВ/град.

Верхняя частота полосы пропускания усилителей типа *МДМ* ограничена и зависит от частоты работы амплитудных модулятора и демодулятора. Обычно считают, что максимальная частота входного сигнала должна быть менее $0,1 f_m$, где f_m – частота срабатывания ключей модулятора и демодулятора. При этом искажения сигнала, вызванные его модуляцией и демодуляцией, – порядка 1%. Причем из-за несовершенства ключевых модуляторов и демодуляторов искажения увеличиваются при увеличении частоты f_m . Так, у ОУ 140УД13 хорошие результаты удается получить при $f_{вых\ max}$ менее 1 кГц, хотя в ряде случаев удается усиливать сигналы с частотой до $f_{вых\ max} = 8$ кГц. При этом искажения сигнала несколько увеличиваются.

Усилитель типа *МДМ*, содержащий блоки 2, 3, 4 (рис. 1.3), выпускается серийно (микросхема 140 УД13).

Подробнее с работой усилителя типа *МДМ* можно ознакомиться в [1,2].

1.3. Структурные схемы широкополосных усилителей

При построении широкополосных усилителей медленно меняющихся сигналов (*УПТ*) приходится применять двухканальные (рис. 1.4, а) или

многоканальные структуры. В них усилитель типа *МДМ* (блоки 2, 3, 4, 5, рис. 1.4, а) усиливает сигналы в полосе частот $0 - f_l$ Гц (первый канал), а усилитель переменного напряжения (блоки 8, 9) – в полосе частот $f_1 - f_{max}$ (второй канал). Сигналы обоих каналов суммируются в широкополосном сумматоре 11 (рис. 1.4, а). Требуемые параметры выходной цепи можно обеспечить с помощью самостоятельной выходной части (блоки 12, 13, 14, рис. 1.4, а). Для уменьшения влияния дрейфа нуля сумматора и выходной части их коэффициенты усиления следует брать малыми, а коэффициенты усиления каналов первого и второго – большими. Фильтры 1 и 6 на входах каналов обеспечивают выделение полосы частот сигналов, подаваемых на их входы. От их параметров, а также параметров фильтра низких частот 5 зависит частотная характеристика усилителя. Поэтому все фильтры используют первого порядка (подробнее см. с. 272 в [1]).

Коэффициент усиления такой двухканальной структуры от точки *A* до выхода сумматора оценивается из выражения (1.2) [1]

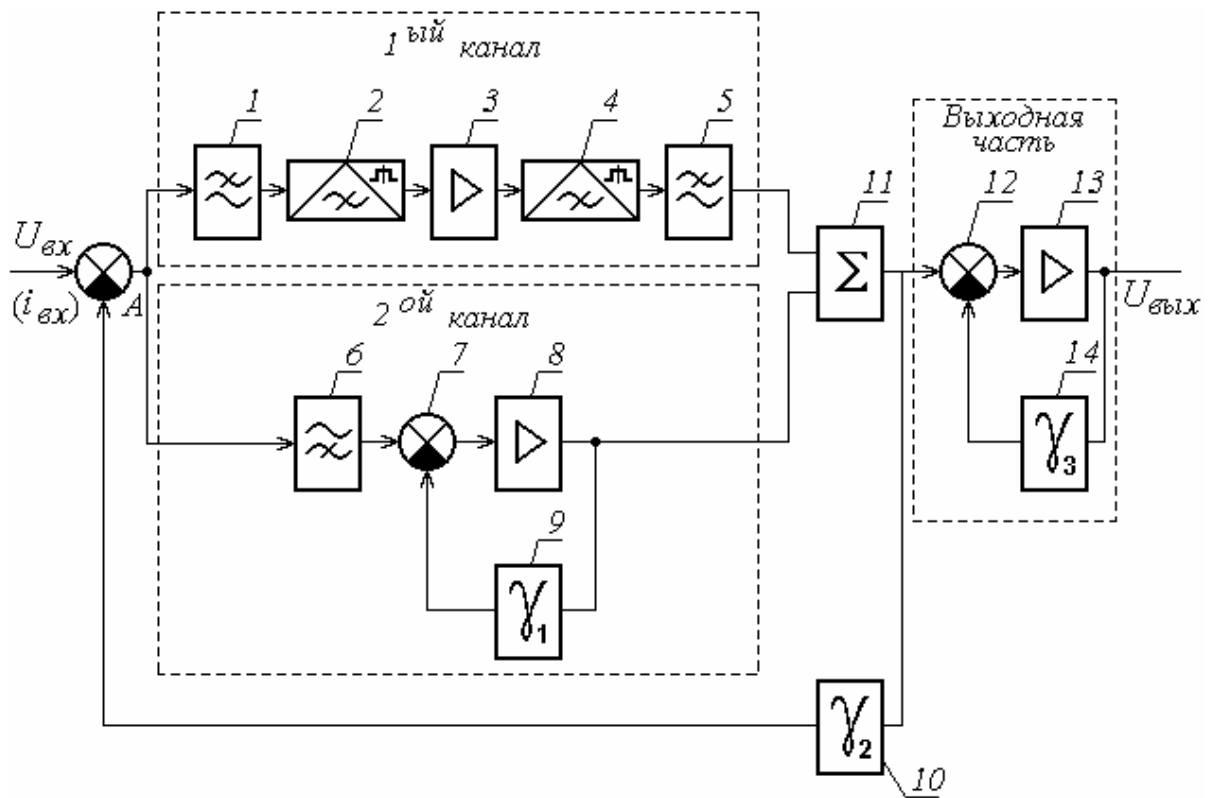
$$W(j\omega) = K_{\Sigma}(j\omega) \left[K_{y2} \frac{j\omega\tau_3}{1+j\omega\tau_3} + K_{y1} \frac{1}{(1+j\omega\tau_1)(1+j\omega\tau_2)} \right], \quad (1.2)$$

где $K_{\Sigma}(j\omega)$ – коэффициент усиления сумматора 11;

K_{y1} , K_{y2} – коэффициенты усиления усилителей *МДМ* и переменного напряжения на нулевой частоте;

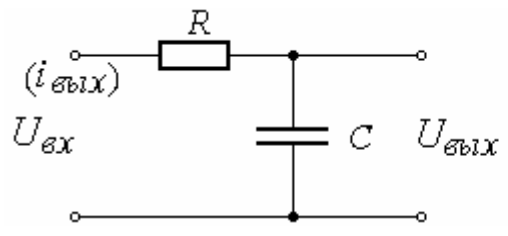
τ_1, τ_2, τ_3 – постоянные времени фильтров первого порядка низких 1, 5 и высоких 6 частот.

Неравномерность амплитудно–частотной характеристики у такой структуры может быть уменьшена с помощью цепи отрицательной ОС (блок 10, рис. 1.4, а). Однако получение достаточно большой глубины ОС может вызвать существенные трудности.

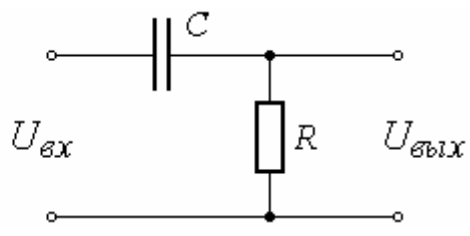


а

- 1, 5 – фильтры низких частот;
- 2 – модулятор (амплитудный);
- 3, 8 – усилители переменного тока;
- 4 – демодулятор;
- 6 – фильтр высоких частот;
- 7, 12 – линейные сравнивающие устройства;
- 9, 10, 14 – цепи обратной связи;
- 11 – сумматор сигналов;
- 13 – широкополосный усилитель.



б



в

Рис. 1.4

Уравнение (1.2) записано исходя из предположения, что усилитель

переменного напряжения имеет широкую полосу пропускания, так что в диапазоне интересующих частот K_{y2} можно считать постоянным. Если это условие не выполняется, то вместо K_{y2} нужно подставить $K_{y2}(j\omega)$.

Аналогично выполняются усилители с тремя и более параллельными сигналами.

Фильтры первого порядка, обычно используемые в составе подобных структур, показаны на рис. 1.4, б, в.

При использовании двухканальных и многоканальных структур затруднительно варьировать параметрами входной цепи. Это обусловлено тем, что в них на входе нельзя устанавливать дополнительные электронные функциональные узлы, так как в противном случае исчезнет положительный эффект от использования многоканальной структуры. Поэтому параметры входной цепи во многом зависят от установленных на входе усилителей фильтров.

1.4. Структурные схемы усилителей с периодической коррекцией дрейфа нуля

Появление высококачественных аналоговых ключей позволило создать структуры усилителей постоянного тока с периодической коррекцией дрейфа нуля. Идею, заложенную в основу их работы, поясняет рис. 1.5.

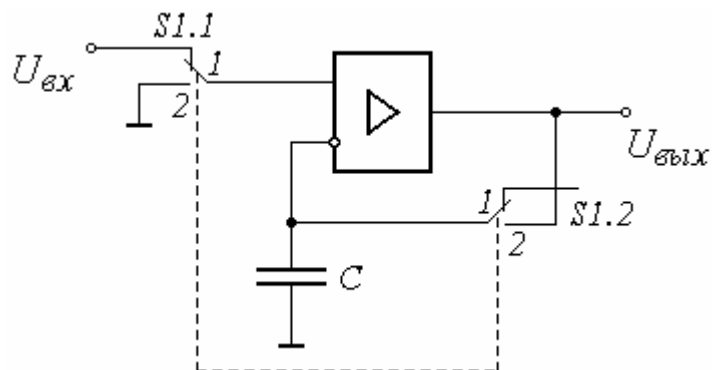


Рис.1.5

В состав структуры усилителя введены два ключа, работающие синхронно. Усилитель работает в двух режимах, а именно в рабочем (положение ключей 1); запоминания сигнала дрейфа (положение ключей 2).

В режиме запоминания неинвертирующий вход усилителя соединен с общей шиной и на нем имеется нулевой потенциал. Инвертирующий вход

соединен с выходом (сто процентная обратная связь) и коэффициент усиления ОУ равен $K / (1 + K)$. Если приведенное напряжение дрейфа нуля усилителя было равно $U_{др}$, то в режиме запоминания

$$U_{вых} = U_{ex_2} = U_{др} \frac{K}{1 + K}. \quad (1.3)$$

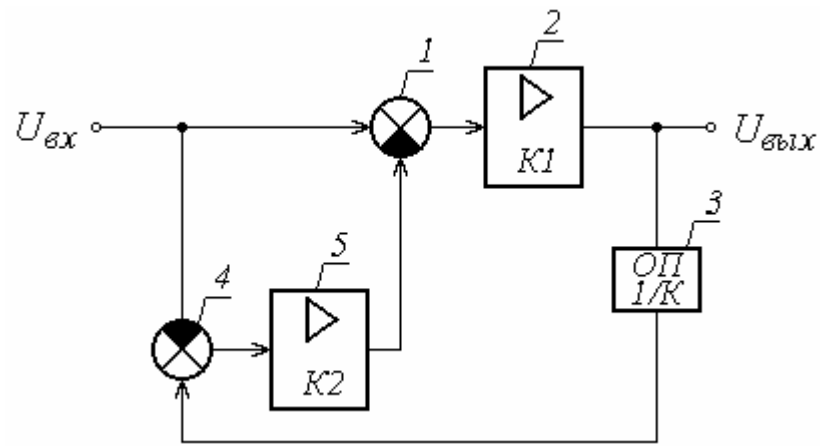
Это напряжение запоминается с помощью конденсатора C . При переключении ключей в положение 1 напряжение на конденсаторе C вычитается из приведенного напряжения $U_{др}$:

$$U_{др} - U_{др} \frac{K}{1 + K} = U_{др} \frac{1}{1 + K}. \quad (1.4)$$

В результате такой коррекции значение дрейфа нуля уменьшается в $K / (1 + K)$ раз. Ключи переключаются периодически с частотой, зависящей от скорости разрядки конденсатора C , емкость которого целесообразно брать большой. В ряде случаев вместо конденсатора C можно использовать высококачественные интегральные схемы выборки хранения. Подобные структуры с периодической коррекцией позволяют уменьшить временные и температурные дрейфы нуля до микровольт или даже долей микровольт. При этом не возникает сложностей, связанных с построением входной части. Однако наличие двух режимов приводит к тому, что часть информации, которую несет усиливаемый сигнал, безвозвратно теряется. Поэтому усилители с подобной коррекцией целесообразно использовать при усилении очень медленно меняющихся сигналов или в составе более сложных усилителей, в которых они выполняют функцию блока, уменьшающего значение аддитивной погрешности. Под аддитивной погрешностью обычно понимают погрешности постоянной составляющей выходного напряжения.

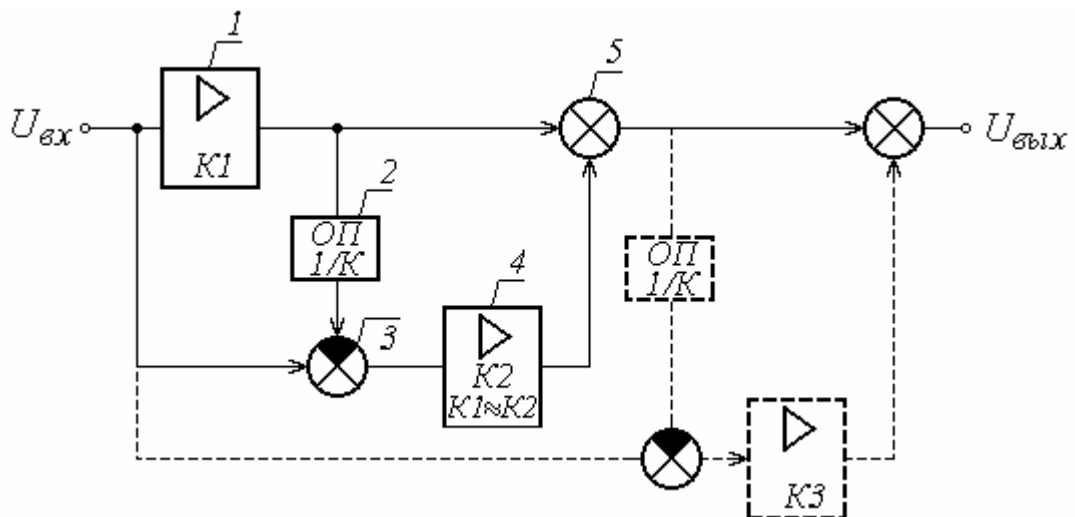
1.5. Структурные методы коррекции параметров усилителей

В случаях, когда к параметрам усилителя предъявляются достаточно жесткие требования, которые затруднительно удовлетворить введением цепей ОС, целесообразно применять структурные методы коррекции. Рассмотрим некоторые из них на примере схем рис. 1.6 и 1.7. Характерно для обеих структурных схем наличие обратных преобразователей $ОП$ 3 (рис. 1.6) и 2 (рис. 1.7).



- 1, 4 – линейные сравнивающие устройства;
- 2 – основной усилитель;
- 3 – обратный преобразователь;
- 5 – усилитель сигнала ошибки преобразования.

Рис.1.6



- 1 – основной усилитель;
- 2 – обратный преобразователь;
- 3, 5 – линейные сравнивающие устройства;
- 4 – усилитель сигнала ошибки

Рис.1.7

Эффективность структурных методов коррекции во многом зависит от того, насколько хорошо удается выполнить ОП. Поэтому его обычно изготавливают состоящим из набора высокостабильных пассивных компонентов. В простейшем случае ОП – это прецизионный резистивный

делитель напряжения.

Параметры *ОП* выбирают так, чтобы его функция преобразования была величиной, обратной желаемой передаточной функции электронного усилителя. Так, если требуется получить коэффициент усиления K , то функция передачи *ОП* равна $1/K$.

Рассмотрим структурную схему рис. 1.6. В ней имеется основной усилитель, усиливающий входной сигнал, и функциональные узлы 1, 3, 4, 5, обеспечивающие коррекцию характеристики преобразования основного усилителя 2. Если усилитель 2 имеет значение коэффициента усиления K_1 , точно равное требуемому K ($K_1 = K$), то выходное напряжение *ОП* 3 точно равно входному. В этом случае на выходе сравнивающего устройства 4 и выходе усилителя 5 будет нулевое напряжение. При высококачественном усилителе 5 на его выходе также будет нулевое напряжение. В этом случае в сравнивающем устройстве 1 ко входному сигналу ничего не добавляется и усилитель работает так, как будто блоки 1, 3, 4, 5 отсутствуют. Если коэффициент усиления усилителя отличается от требуемого $K_1 = K + \Delta K_1$, то будут справедливы следующие уравнения:

$$(U_{ex} - \Delta U) K_1 = U_{вых}, \quad (1.5)$$

$$\Delta U = \left[U_{вых} \frac{1}{K} - U_{ex} \right] K_2. \quad (1.6)$$

Подставив уравнение (1.6) в (1.5) и раскрыв значение K_1 , после преобразования получим значение результирующего коэффициента усиления K_p :

$$K_p = K \frac{(1 + K_2)(K + \Delta K_1)}{\left[K(1 + K_2) + K_2 \Delta K_1 \right]}. \quad (1.7)$$

Если $K_2 \gg K_1$, то единицей в выражении $(1 + K_2)$ можно пренебречь. Тогда в случае малых значений ΔK_1 , $K \gg \Delta K_1$ уравнение (1.7) примет вид

$$K_p = K \left[1 + \frac{\Delta K_1}{(1 + K_2)K} \right]. \quad (1.8)$$

Из (1.8) видно, что при использовании данной структуры погрешность коэффициента усиления ΔK_1 уменьшается в $(1 + K_2)$ раз.

Поэтому с точки зрения повышения точности функции преобразования усилитель 5 целесообразно брать с большим коэффициентом усиления. Однако

при этом трудно обеспечить устойчивость усилителя. Поэтому при широкополосном усилителе коэффициент усиления K_2 обычно не удается получить большим.

С помощью данной структуры эффективно устраняется аддитивная погрешность (нестабильность постоянной составляющей выходного сигнала). Для этого в качестве усилителя 5 берут активный фильтр низких частот первого порядка, который в повседневной практике часто называют интегратором. При этом удается получить большое значение K_2 на постоянном токе (тысячи – десятки тысяч). Если усилитель 5 имеет малое смещение нуля и минимальный его дрейф, то смещение нуля усилителя 2 и его дрейф будут практически полностью устранены. При этом смещение нуля и дрейф выходного сигнала будут практически равны соответствующим параметрам усилителя 5 (считаем сравниваемое устройство 4 бездрейфовым).

При использовании данной структуры для увеличения точности преобразования во всем диапазоне рабочих частот, необходимо применять широкополосный усилитель K_2 . В этих случаях обычно возникают сложности с обеспечением устойчивости.

Одновременно с введением в структуру дополнительных ОП, усилителей и сравнивающих устройств можно ввести еще одну цепь коррекции, аналогичную рассмотренной, что обеспечит дополнительное увеличение точности.

Усилитель, структура которого показана на рис. 1.7, имеет абсолютную устойчивость. В нем так же, как и в случае, показанном на рис.1.6, существенно уменьшена погрешность преобразования. В этой структуре обратная связь как таковая отсутствует вообще. Поэтому при ее использовании не возникает вопросов с обеспечением устойчивости. Как видно из рис. 1.7, в состав структуры входит основной усилитель 1, осуществляющий усиление сигнала и цепь коррекции. В ее состав входят ОП 2, сравнивающее устройство 3, усилитель 4 и сумматор 5.

Если коэффициент усиления усилителя 2 K_1 равен заданному значению K , то цепь коррекции не оказывает влияния на выходной сигнал.

При отличии K_1 от K ($K_1 = K + \Delta K_1$) на выходе сравнивающего устройства 3 появляется сигнал

$$\Delta U = (U_{\text{ex}} - \frac{K_1 U_{\text{ex}}}{K}) = -U_{\text{ex}} \frac{\Delta K_1}{K}. \quad (1.9)$$

Он усиливается усилителем 4 в K_2 раз и суммируется с выходным сигналом в сумматоре 5. Выходное напряжение равно

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} (K + \Delta K_1) + \Delta U \cdot K_2 . \quad (1.10)$$

Подставив уравнение (1.9) в (1.10), получим

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} (K + \Delta K_1) - U_{\text{вх}} \frac{\Delta K_1}{K} K_2 . \quad (1.11)$$

Если $K_2 = K + \Delta K_2$, то уравнение (1.11) примет вид

$$U_{\text{вых}} = K \cdot U_{\text{вх}} - \frac{\Delta K_1 \Delta K_2}{K} U_{\text{вх}} , \quad (1.12)$$

откуда

$$K_p = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = K - \frac{\Delta K_1 \Delta K_2}{K} . \quad (1.13)$$

Из формулы (1.13) видно, что погрешность коэффициента усиления существенно уменьшается и определяется членом $\Delta K_1 \cdot \Delta K_2 / K$. Ее величина тем меньше, чем ближе к значению K коэффициенты усиления K_1, K_2 усилителей 1, 4.

Введением дополнительных цепей коррекции, аналогичных рассмотренной (многоканальная коррекция), можно уменьшить погрешности преобразований до требуемых значений. Однако на практике максимально получаемая точность ограничена из-за нестабильности параметров сумматора 5 и сравнивающего устройства 3. Требование к высокой стабильности параметров этих функциональных узлов является основным недостатком подобных структур.

Многообразие известных технических решений не исчерпывается вышерассмотренными структурами. Но они дают общее представление о тех приемах, которые используются при создании высокоточных устройств.

Структурная схема усилителя, который необходимо спроектировать, может быть идентична рассмотренным, и может содержать в своем составе группу приведенных структурных схем.

Первый вариант структурной схемы усилителя, полученный исходя из тех требований к параметрам, которые имеются в техническом условии на проектирование, позволяет перейти к составлению принципиальной схемы и ее расчету.

ГЛАВА 2

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

При наличии некоторых навыков и опыта проектирования структурной схемы можно составить принципиальную схему. При этом приходится учитывать значения коэффициента усиления у использованного типового функционального узла, частотных искажений в области низких и высоких частот, требования к входным и выходным цепям, возможности согласования между собой по уровням напряжения отдельных электронных узлов и пр.

Когда такого опыта нет, то проектирование принципиальной схемы целесообразно совместить с расчетом параметров у отдельных узлов.

Составление принципиальной схемы и расчет можно начинать или со входной или с выходной частей, так как заданы параметры той и другой цепей.

2.1. Проектирование входной части неинвертирующего усилителя

Встречаются следующие типовые случаи заданий:

- 1) входное сопротивление усилителя должно быть больше определенной величины;
- 2) входное сопротивление должно иметь конкретное большое значение и погрешность его в заданной полосе частот должна быть менее конкретной величины;
- 3) входное сопротивление должно быть малым и меньшим конкретной величины;
- 4) входное сопротивление малое и погрешность его в полосе частот меньше конкретной заданной величины.

Заданные значения входных сопротивлений обычно получают с помощью цепей ОС, вводимых в типовые аналоговые электронные функциональные узлы. Если микросхемы не удастся подобрать с соответствующими параметрами, то приходится использовать дискретные компоненты. При этом в случае больших входных сопротивлений применяют схемы включения с общим коллектором (эмиттерные повторители) и общим стоком (истоковые повторители). При малых входных сопротивлениях применяют схемы с общей базой или с общим затвором. Последние используются крайне

редко.

Во многих встречающихся на практике случаях входную часть можно выполнить на основе интегральных ОУ с соответствующими параметрами. При этом используется одна из схем, показанных на рис.2.1 и 2.2. Большее значение входного сопротивления обычно удается получить при использовании схемы рис. 2.1, а, в которой обратная связь введена последовательно. Параметры усилителя при таком включении характеризуются следующими уравнениями:

$$K(j\omega) = \frac{K_{y.u}(j\omega)}{1 + K_{y.u}(j\omega)\gamma}; \quad (2.1)$$

$$\underline{Z}_{ex} = R_3 + \underline{Z}_{ex \text{ диф}} [1 + K_{y.u}(j\omega)\gamma]; \quad (2.2)$$

$$\underline{Z}_{вых} = \frac{\underline{Z}_{y.вых}}{[1 + K_{y.u}(j\omega)\gamma]}, \quad (2.3)$$

где γ – коэффициент ОС, $\gamma = R_1 / R_1 + R_2$;

$K_{y.u}(j\omega)$ – функция коэффициента усиления микросхемы ОУ;

$\underline{Z}_{ex \text{ диф}}$ – входное сопротивление микросхемы ОУ для дифференциального сигнала;

$\underline{Z}_{y.вых}$ – выходное сопротивление микросхемы ОУ;

$K(j\omega)$, \underline{Z}_{ex} , $\underline{Z}_{вых}$ – коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления всего электронного усилителя.

Входное сопротивление будет наибольшим в случае, когда сопротивление $R_1 \rightarrow \infty$ (см. рис. 2.1, б). При $R_1 \rightarrow \infty$ ОС будет стопроцентной, входное сопротивление максимальным. Причем его значение ограничено входным сопротивлением усилителя для синфазного сигнала $R_{ex \text{ сф}}$. Коэффициент усиления напряжения в схеме рис. 2.1, б близок к единице в полосе частот, где выполняется условие $K_{y.u}(j\omega) \gg 1$.

Включение операционного усилителя с последовательной ОС (а); усилитель с единичным коэффициентом усиления и максимальным входным сопротивлением (б); включение микросхем ОУ с единичным усилением и максимальным \underline{Z}_{ex} для случаев, когда источник входного сигнала может отключаться (в, г)

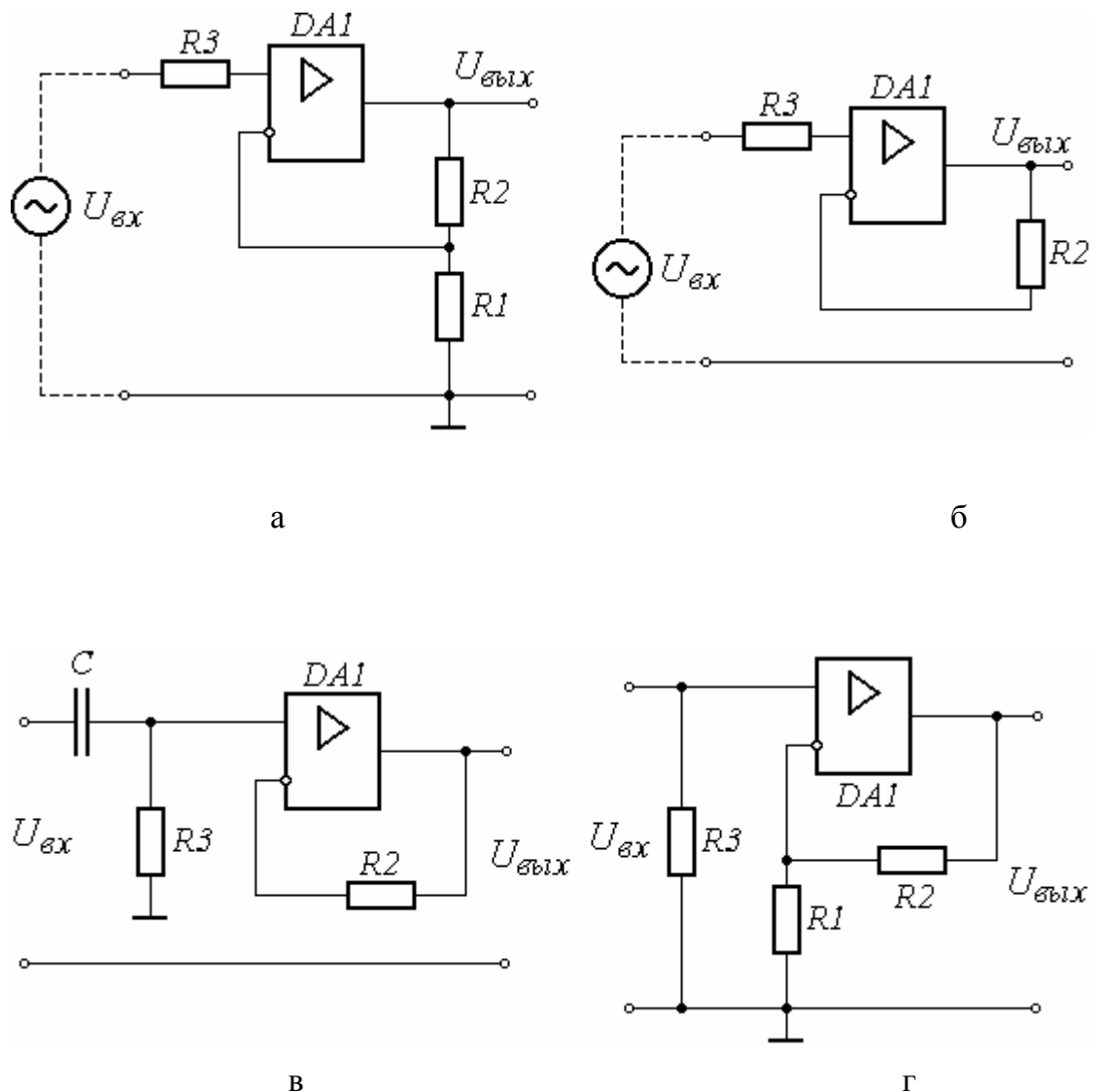


Рис.2.1

Поэтому данную схему включения часто называют схемой повторителя напряжения. При расчете и выборе параметров компонентов этих схем следует помнить следующее:

1) резистор R_3 введен для того, чтобы уменьшить дифференциальный постоянный сигнал, появляющийся на входе микросхемы при температурных изменениях входных токов. Поэтому его значения следует выбирать из условия равенства активных сопротивлений, включенных в цепи входов микросхемы ($R_3 = R_2 \parallel R_1$);

2) эквивалентные сопротивления в цепях входов не должны превышать такого значения, при котором максимальный постоянный входной ток микросхемы создаст на них падение напряжения, равное или близкое к максимально допустимому напряжению синфазного сигнала;

3) минимальное значение сопротивлений, подключенных к выходу ОУ, должно быть больше того значения, которое в техническом условии на ОУ дано как минимальное.

Так, например, если выбрана микросхема, у которой входные токи $I_{вх} = 0,1 \text{ мкА}$, минимальное сопротивление нагрузки $R_{н \text{ min}} = 2 \text{ кОм}$, максимально допустимое синфазное входное напряжение $U_{вх \text{ сф}} = 8 \text{ В}$, то значение сопротивлений R_2 и R_1 может быть выбрано исходя из условий $R_2 + R_1 > 2 \text{ кОм}$

$$R_1 \parallel R_2 < \frac{U_{вх \text{ сф}}}{I_{вх \text{ max}}} = \frac{8}{1 \cdot 10^{-7}} = 8 \cdot 10^7 \text{ Ом.}$$

Однако на практике сопротивления R_1 , R_2 обычно берут не превышающие несколько мегаом. Это обусловлено тем, что при больших R_1 и R_2 их значения оказываются соизмеримыми с паразитными сопротивлениями изоляции. Кроме того, по мере увеличения R_1 и R_2 все большую роль начинает играть входная емкость усилителя и шумы резисторов. Значение ОС для каждого входа оценивается в несколько пикофарад – полтора десятка пикофарад ($10^{-12} \div 1,5 \cdot 10^{-11} \text{ Ф}$). Чем больше резисторы R_2 и R_3 , тем на более низких частотах коэффициент обратной связи становится комплексным и в его формулу место R_1 необходимо подставлять

$$\underline{Z}_1 = R_1 \parallel \frac{1}{j\omega C_{вх}}.$$

Это приводит к появлению дополнительных частотных искажений, а также в ряде случаев ухудшает устойчивость. В результате приходится менять цепи коррекции частотной характеристики ОУ, что дополнительно ухудшает частотную характеристику усилителя.

Схемы рис. 2.1, а, б можно использовать только в тех случаях, когда в цепи источника входного сигнала нет реактивных компонентов и он непрерывно подключен ко входу усилителя. Это обусловлено тем, что любой разрыв цепи входа нарушит работоспособность микросхем из-за отсутствия пути, по которому будет протекать постоянный входной ток. Поэтому в большинстве случаев приходится использовать несколько видоизмененные схемы, приведенные на рис. 2.1, в, г. Усилитель на рис. 2.1, в повторяет входной сигнал переменного тока. В этой схеме легко обеспечить условие равенства активных сопротивлений в цепях входов $R_2 = R_3$. Однако наличие

разделительного конденсатора C приводит к тому, что медленно меняющиеся сигналы усилителем не передаются, а входное сопротивление, как правило, определяется значением резистора R_3 . Обычно оно не превышает нескольких мегаом. Коэффициент частотных искажений в области низких частот M_n , вызванных наличием разделительной RC цепи, определяется из уравнения

$$C \cdot R_{\text{вх экв}} = \frac{1}{\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}}, \quad (2.4)$$

где
$$M_n = \frac{|K_{cp}|}{|K(j\omega_n)|}; \quad R_{\text{вх экв}} = R_3 \parallel R_{\text{вх.у}};$$

$R_{\text{вх.у}}$ – входное сопротивление усилителя с цепью ОС.

При необходимости избежать частотных искажений в области низких частот или усиливать медленно изменяющиеся сигналы, конденсатор C из схемы необходимо исключить (рис. 2.1, г). Однако при этом эквивалентное активное сопротивление в цепи неинвертирующего входа зависит от внутреннего входного сопротивления источника сигнала. Поэтому при подключении источников сигнала с входными сопротивлениями, различающимися на несколько порядков, на выходе усилителя получим сигнал, обусловленный разницей этих сопротивлений. Так, например, если $R_2 = R_3 = 10^6$ Ом, $R_1 \rightarrow \infty$, а $I_{\text{вх.1}} = 0,1$ мкА, то подключение ко входу источника сигнала с $U_{\text{вх}} = 0$, $R_{\text{вн}} = 0$ вызовет появление на входе и выходе усилителя ($K = 1$) напряжения $U = I_{\text{вх}} \cdot R_2 = 1 \cdot 10^{-7} \cdot 10^6 = 0,1$ В. Если $R_{\text{вн}} = 10^7$ Ом, то входной и выходной сигналы равны $U = I_{\text{вх}} (R_2 - R_3) = 1 \cdot 10^{-7} \cdot (10^6 - 10^6) = 0$ В. Из этого простейшего примера наглядно видно влияние входных токов микросхемы и схемы включения на погрешность усилителя. Поэтому во входных цепях усилителей с большими входными сопротивлениями целесообразно применять микросхемы, имеющие малые входные токи и малую их разность, малые входные емкости, низкий уровень шумов. Последнее обусловлено тем, что шумы входной части усиливаются в большее число раз (в K раз). Следует также учитывать, что при большом значении $R_{\text{вн}}$, соизмеримым со входным сопротивлением усилителя, на входе появляется делитель напряжений, коэффициент передачи которого $K_{\text{дел}} = R_{\text{экв}} / (R_{\text{вн}} + R_{\text{экв}})$ следует умножить на $K(j\omega)$.

Один из серьезных недостатков всех схем (рис. 2.1) – это то, что они

работают с большими синфазными сигналами. Действительно, разность напряжений между дифференциальными входами обычно не превышает долей милливольт. Поэтому синфазное напряжение близко к входному. Так как синфазный сигнал усиливается хуже дифференциального в $K_{ос\ cф}$ раз, то с учетом этого уравнение (2.1) можно уточнить и записать в виде

$$U_{вых} = U_{вх} K(j\omega) + U_{вх} \frac{K(j\omega)}{K_{ос\ cф}} = U_{вх} K(j\omega) \left(1 + \frac{1}{K_{ос\ cф}} \right). \quad (2.5)$$

Так как коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ос\ cф}$ величина нестабильная, задается только для области очень низких частот и существенно уменьшается при увеличении частоты, то этот фактор является основным ограничением для получения высокой точности коэффициента усиления в широкополосных схемах с подачей входного сигнала на неинвертирующий вход. Тем не менее эта группа схем достаточно широко используется во входных устройствах и часто применяется в составе промежуточной и выходной частей.

2.2. Проектирование входной части инвертирующего усилителя

Несколько лучшие результаты с точки зрения точности получения определенного значения коэффициента преобразования, его стабильности, а также обеспечения устойчивости удастся получить в схемах, в которых входной сигнал подается на инвертирующий вход (рис. 2.2, а). Расчет ее параметров легко выполнить с помощью эквивалентной схемы рис. 2.2, б.

При точном расчете основные параметры данного усилителя целесообразно определять с помощью уравнений

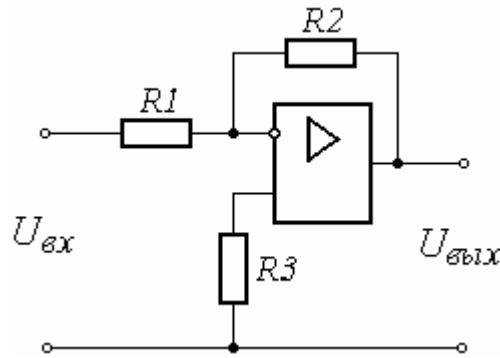
$$\underline{Z}_{вх} = R_1 + \left[\frac{R_2}{1 + K_{y.u}(j\omega)} \parallel R_{вх\ диф} \right]; \quad (2.6)$$

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{- \frac{R_2}{1 + K_{y.u}(j\omega)} \parallel R_{вх\ диф}}{R_1 + \frac{R_2}{1 + K_{y.u}(j\omega)} \parallel R_{вх\ диф}} \cdot K_{y.u}(j\omega); \quad (2.7)$$

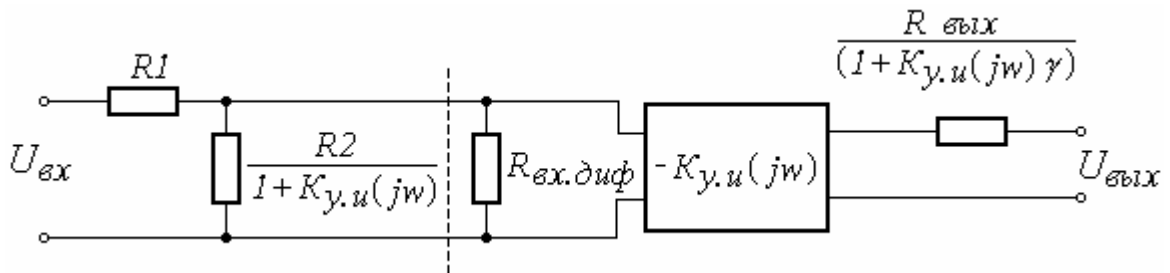
$$\underline{Z}_{вых} = \frac{R_{вых}}{1 + K_{y.u}(j\omega) \gamma}; \quad (2.8)$$

где $\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$.

Схема усилителя с подачей входного сигнала на инвертирующий вход (а) и эквивалентная схема, используемая при расчете (б)



а



б

Рис.2.2

При приближенных расчетах в той полосе частот, в которой ОУ по параметрам приближается к идеальному, можно использовать приближенные уравнения

$$\underline{Z}_{вх} = R_1 ; \tag{2.9}$$

$$K(j\omega) = - \frac{R_2}{R_1} ; \tag{2.10}$$

$$\underline{Z}_{вых} = R_{вых} \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{K_{y.u} R_1} . \tag{2.11}$$

Резистор R_3 служит для уменьшения дрейфа нуля, вызванного колебаниями входных токов. Соображения по его выбору изложены выше. При

данной схеме включения синфазный сигнал на входах ОУ практически отсутствует. Соответственно отсутствуют погрешности, вызванные конечными значениями $K_{ос\ cф}$ и $R_{вх\ cф}$.

Выбор резисторов R_1 , R_2 аналогичен и для схем рис. 2.1. Как правило, их значения не превышают нескольких мегаом. Во входных устройствах целесообразно использовать схему рис. 2.2, а в случаях, когда достаточным является входное сопротивление в несколько мегаом или когда требуется получить значение входного сопротивления с погрешностью не больше заданной. Эту же схему часто применяют тогда, когда требуется обеспечить малое входное сопротивление с нормированным значением погрешности. В этом случае для расчетов также следует использовать эквивалентную схему рис. 2.2, б. Однако следует учесть, что последовательно с R_2 включено выходное сопротивление ОУ $R_{вых}$:

$$Z_{вх} = R_1 + \frac{R_2 + R_{вых}}{1 + K_{y.u}(j\omega)}. \quad (2.12)$$

Значение $R_{вых}$ зависит от типа ОУ и уровня его выходного сигнала. Ориентировочное его значение для ОУ с малой мощностью выхода несколько сотен Ом ($200 \div 400$) – один килоом.

Изменение входного сопротивления ΔZ в полосе частот $\omega_1 - \omega_2$ можно определить из уравнения

$$\Delta Z = Z_{вх}(\omega_1) - Z_{вх}(\omega_2) = (R_2 + R_{вых}) \left[\frac{1}{1 + K_{y.u}(j\omega_1)} - \frac{1}{1 + K_{y.u}(j\omega_2)} \right]. \quad (2.13)$$

Поэтому когда заданы малое входное сопротивление $R_{вх}$ и его погрешность, сначала следует найти абсолютное значение допустимого изменения входного сопротивления ΔR . Потом из уравнения (2.13) находят сопротивление $(R_2 + R_{вых})$. Задав ожидаемое значение $R_{вых}$ (практически на уровне 1 кОм), определяют значение сопротивления R_2 . Зная R_2 и $R_{вых}$ из формулы (2.12), находят значение резистора R_1 .

При этом может оказаться, что достаточно малое значение $R_{вх}$ и с малой погрешностью получить не удастся из-за сравнительно большого значения $R_{вых}$. Для его уменьшения на выходе ОУ можно установить или дополнительный эмиттерный повторитель (рис. 2.3, а), или поставить второй ОУ, выходное сопротивление которого уменьшено в $K_{y.u}$ раз за счет стопроцентной ОС (рис. 2.3, б).

Уменьшение выходного сопротивления ОУ с помощью эмиттерного повторителя (а) и дополнительного ОУ DA2 (б)

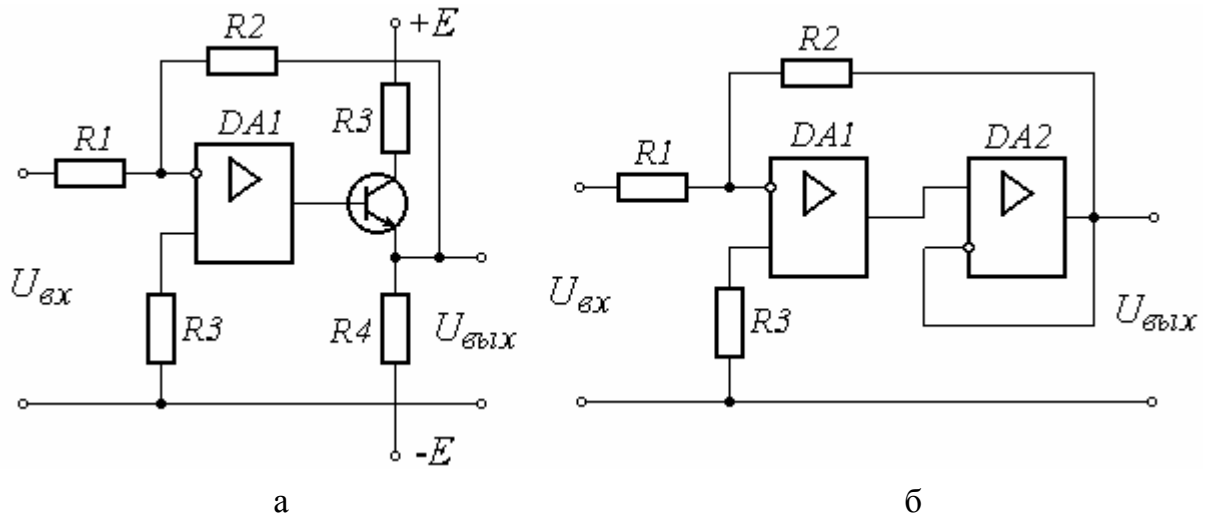


Рис.2.3

При примерных расчетах можно считать, что выходное сопротивление эмиттерного повторителя (рис. 2.3, а) равно

$$R_{\text{вых } \text{э}} = \frac{R_{\text{вых}} + r'_\text{б}}{h_{21 \text{ э}}},$$

где $R_{\text{вых } \text{э}}$ – выходное сопротивление ОУ, к которому подключен вход эмиттерного повторителя;

$r'_\text{б}$ – омическое сопротивление тела базы транзистора (50 ÷ 100 Ом);

$h_{21 \text{ э}}$ – коэффициент передачи базового тока транзистора ($h_{21 \text{ э}} = 20 \div 100$).

При оценке выходного сопротивления эмиттерного повторителя в широкой полосе частот следует учитывать частотную зависимость коэффициента $h_{21 \text{ э}}^*$. Для его оценки можно использовать уравнение

$$h_{21 \text{ э}}^*(j\omega) = h_{21 \text{ э}}^* \frac{1}{(1 + j\omega \tau_\beta)}, \quad (2.14)$$

где $\tau_\beta = \frac{1}{2\pi f_{h_{21 \text{ э}}}}$;

$f_{h_{21 \text{ э}}}$ – предельная частота передачи тока транзистора (берется из справочника

или технических условий на транзистор);

$h_{21э}^*$ – коэффициент передачи тока базы на нулевой частоте.

Определение входного сопротивления $DA2$ (рис. 2.3, б) аналогично рассмотренному для рис. 2.1.

На двух примерах рассмотрим, как вышесказанное реализуется на практике.

2.3. Пример проектирования входной части неинвертирующего усилителя

Пусть требуется создать усилитель, входное сопротивление которого должно быть равно $R_{ex} = 5 \text{ МОм}$ и в полосе частот $0 - 1 \text{ кГц}$ изменения его не превышают $\pm 5 \%$. Температурный дрейф напряжения смещения нуля не более 50 мкВ/град .

Выберем схему (рис. 2.1, г). Так как входное сопротивление достаточно большое и резисторы R_2 и R_3 необходимо брать большими, выбираем ОУ с малыми входными токами, большим входным сопротивлением для дифференциального сигнала, низким уровнем шумов и большим коэффициентом ослабления синфазного сигнала. Из справочника выбираем микросхему КР574УД2. Ее параметры $I_{ex} = 0,3 \text{ нА}$; $\Delta I_{ex} = 0,1 \text{ нА}$; $U_{см} = 25 \text{ мВ}$; $K_{y.u} = 25 \cdot (10^4 \div 10^5)$; температурный дрейф напряжения смещения $\Delta U_{см} < 30 \text{ мкВ/}^\circ\text{C}$; частота единичного усиления 3 МГц ; $R_{вых} = 100 \text{ Ом}$; $R_{ex \text{ диф}} = 10^9$.

Определим допустимое изменение входного сопротивления

$$\Delta R_{ex} = \frac{R_{ex} \cdot 0,5}{100} = \frac{5 \cdot 10^6 \cdot 0,5}{10^2} = 2,5 \cdot 10^4 \text{ Ом.}$$

Если резистор R_3 (рис. 2.1, в) взять равным $R_3 = 5 \cdot 10^6 \text{ Ом}$, то входное сопротивление на нулевой частоте без введения цепи ОС равно:

$$R_{ex} = R_3 \parallel R_{ex \text{ диф}} = \frac{5 \cdot 10^6 \cdot 10^9}{5 \cdot 10^6 + 10^9} = 4997501 \text{ Ом.}$$

Изменения входного сопротивления, вызванные наличием дифференциального сопротивления у ОУ, равны приблизительно $2,5 \text{ кОм}$, что на порядок меньше допустимого изменения R_{ex} . Поэтому без введения цепи ОС усилитель обеспечит получение требуемого входного сопротивления и

допустимого его изменения при колебании $R_{ex \text{ диф}}$. Следовательно, наличие $R_{ex \text{ диф}}$ в первом приближении можно не учитывать.

В области высоких частот значение входного сопротивления может изменять паразитная емкость входа. Ее значение в техническом условии на ОУ отсутствует. Поэтому при оценке влияния C_{ex} приходится брать ее ориентировочное значение. Примем, что $C_{ex} = 10^{-11}$ Ф (10 пФ). Тогда на частоте $f = 1$ кГц емкостная составляющая входного сопротивления равна

$$X_c = \frac{1}{j2\pi f C} = \frac{1}{j6,28 \cdot 10^3 \cdot 10^{-11}} = 15,9 \text{ МОм.}$$

Находим модуль входного сопротивления на частоте $f = 1$ кГц:

$$|Z| = |R_3 \parallel X_c| = \left| \frac{R_3 \cdot X_c}{R_3 + X_c} \right| = \left| R_3 / \left(1 + \frac{R_3}{X_c} \right) \right| = \left| R_3 / \sqrt{1 + \frac{R_3^2}{X_c^2}} \right|,$$

$$|Z| = \left| \frac{5 \cdot 10^6}{\sqrt{1 + (5 \cdot 10^6 / 15,9 \cdot 10^6)^2}} \right| = 4550052 \text{ Ом.}$$

Изменение входного сопротивления в полосе частот $0 - 1$ кГц $|\Delta Z_{ex}|$; $|\Delta Z_{ex}| = R_{ex} - |Z| = 5 \cdot 10^6 - 4550052 = 449948$ Ом, что составляет 9 % от заданной величины входного сопротивления. Следовательно, заданные технические условия не удовлетворяются. Однако, если увеличить сопротивление R_3 на 0,5 ΔZ и взять $5,25 \cdot 10^6$ Ом, то на нулевой частоте погрешность будет порядка 4,8 %, а на верхней – 5 %. В этом случае технические условия удовлетворятся. Так как здесь требуется достаточно большая точность, то полученный номинал резистора R_3 округлять до ближайшего стандартного значения в ряду номиналов следует только в том случае, когда и после округления заданное техническое условие удовлетворяется. Причем в конкретном случае резистор R_3 должен быть прецизионным. Погрешность его (исходя из того, что погрешность в 4,8 % уже имеется) должна быть менее 0,5 % (на порядок меньше заданной погрешности входного сопротивления). Причем всегда необходимо иметь хоть какой-нибудь запас. Поэтому погрешность номинала резистора R_3 задаем $\pm 0,1$ %. Задав его, следует провести дополнительную проверку и убедиться, что при любых сочетаниях параметров погрешность входного сопротивления не превысит заданного значения. В данном случае для получения требуемого входного сопротивления нет необходимости вводить цепь ОС. Однако она обычно необходима для получения необходимой стабильности коэффициента усиления и уменьшения его частотных изменений. Поэтому глубину

ОС следует выбрать исходя из допустимых частотных искажений.

Величина частотных погрешностей обычно известна только для всего усилителя. Частотные погрешности вносятся всеми цепями усилителя, принципиальная схема которого пока неизвестна. Поэтому на стадии проектирования приходится ориентировочно задавать частотные искажения, которые вносятся отдельными частями выбранной структуры. При этом обычно наибольшую часть частотных и нелинейных искажений задают для выходной части, а наименьшую – для входной. Это общепринятый, но отнюдь не обязательный подход.

Так, пусть для рассматриваемого случая коэффициент частотных искажений усилителя M на нулевой частоте ($\omega_n = 0$) равен нулю, а на верхней частоте $f_\epsilon = 1$ кГц:

$$M_\epsilon = \left| \frac{K(0)}{K(\omega_\epsilon)} \right| = 1,2.$$

Коэффициент частотных искажений усилителя равен произведению коэффициента частотных искажений отдельных частей

$$M_\epsilon = M_{\epsilon. \text{вх.}} \cdot M_{\epsilon. \text{пром.}} \cdot M_{\epsilon. \text{вых.}} \quad (2.15)$$

(Считаем, что разделительные реактивные компоненты отсутствуют и в области низких частот усиление практически не зависит от частоты).

На выходную часть зададим коэффициент частотных искажений $M_{\epsilon. \text{вых.}} = 1,15$, на промежуточную $M_{\epsilon. \text{пром.}} = 1,03$. Тогда из формулы (2.15) можно найти $M_{\epsilon. \text{вх.}}$

$$M_{\epsilon. \text{вх.}} = \frac{M_\epsilon}{M_{\epsilon. \text{пром.}} \cdot M_{\epsilon. \text{вых.}}} = \frac{1,2}{1,15 \cdot 1,03} = 1,013.$$

Таким образом, глубина ОС, введенной в усилитель, должна быть таковой, чтобы отношение $K(0)$ к $K(j\omega)$ на частоте $f_\epsilon = 1$ кГц было бы менее 1,013, т.е.

$$\frac{K(0)}{K(\omega_\epsilon)} = \frac{K_{y.u.} \cdot [1 + K_{y.u.}(j\omega_\epsilon) \gamma]}{(1 + K_{y.u.} \gamma) \cdot K_{y.u.}(j\omega_\epsilon)} = 1,013. \quad (2.16)$$

Значение коэффициента усиления ОУ на частоте ω_ϵ можно определить с помощью амплитудно–частотной характеристики ОУ, которая обычно имеется в справочных материалах (рис. 2.4, а), или по известной частоте единичного усиления, которая всегда имеется в техническом условии. В последнем случае обычно считают, что наклон ЛАЧХ (рис. 2.4, а) имеет наклон 20 дБ/дек. Так,

если, как у рассматриваемого усилителя, частота единичного усиления равна 3 МГц, то на частоте 300 кГц коэффициент усиления равен 20 дБ (10), на частоте 30 кГц – 40 дБ (100), на частоте 3 кГц – 60 дБ (1000), на частоте 300 Гц – 80 дБ (10^4). Частота сопряжения асимптот $\omega_{сн}$ находится графически. Таким образом, если проектировщик не имеет ЛАЧХ ОУ, то приближенную ЛАЧХ он может построить сам, считая, что наклон асимптоты 20 дБ/дек. Наличие у многих ОУ в высокочастотной части характеристики участка с наклоном 40 дБ/дек для данного вопроса значения не имеет, так как при предлагаемом подходе получается худший вариант и меньшая частота среза. Если у ОУ на ЛАЧХ имеется участок с наклоном 40 дБ/дек, то у него на частоте $\omega_с$ получится большой коэффициент усиления, что улучшит частотную характеристику.

С помощью ЛАЧХ (рис. 2.4, а) находим, что на частоте $f_с = 1$ кГц коэффициент усиления $K_{y.u}(\omega_с) \approx 10^4$ (80 дБ). Подставив значение $K_{y.u}$ в уравнение (2.16), получим

$$\frac{K(0)}{K(\omega_с)} = \frac{2,5 \cdot 10^4 [1 + 10^4 \gamma]}{10^4 \cdot (1 + 2,5 \cdot 10^4 \gamma)} = 1,013,$$

откуда

$$\gamma = \frac{(2,5 - 1,013) \cdot 10^4}{2,5 \cdot 10^8 \cdot 0,013} \approx 4,58 \cdot 10^{-3}.$$

Возьмем $\gamma = 10^{-2}$. Тем самым обеспечим некоторый запас и уменьшим частотные искажения. Рассчитаем значения резисторов R_1 и R_2 . Из-за большого значения сопротивления резистора R_3 выполнить условие равенства эквивалентных сопротивлений в цепях входов нельзя, так как в этом случае получилось бы, что $R_1 \approx 5 \cdot 10^6$, а $R_2 \approx 5 \cdot 10^9$ Ом. Такие сопротивления трудно выполнить высокоточными и стабильными. Они сильно шумят, что абсолютно недопустимо для входных устройств. Поэтому возьмем эти резисторы с меньшими номинальными значениями сопротивлений. Выберем резистор $R_1 = 10$ кОм (номинал из нормализованного ряда). Тогда γ равно

$$\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{10^4}{10^4 + R_2} = 10^{-2},$$

откуда $R_2 = 9,9 \cdot 10^5$. Полученное значение R_2 округлим до ближайшего значения из ряда номиналов $R_2 = 980$ кОм и произведем уточненный расчет γ

$$\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{10^4}{10^4 + 9,8 \cdot 10^5} = 1,01 \cdot 10^{-2}.$$

При дальнейших расчетах для упрощения будем пользоваться значением $\gamma = 10^{-2}$, что не вызовет появления существенных погрешностей. Это объясняется тем, что большинство расчетов в электронике носит приближенный характер из-за большого разброса параметров компонентов. Это делает бессмысленным точное определение их значений.

Найдем коэффициенты усиления усилителя на нулевой и верхней частотах

$$K(0) = \frac{K_{y.u}}{1 + K_{y.u} \gamma} = \frac{2,5 \cdot 10^4}{1 + 2,5 \cdot 10^4 \cdot 10^{-2}} = 99,6,$$

$$K(\omega_c) = \frac{K_{y.u}(\omega_c)}{1 + K_{y.u}(\omega_c)} = \frac{10^4}{1 + 10^4 \cdot 10^{-2}} = 99.$$

Коэффициент частотных искажений $M_{\text{в.вх}}$:

$$M_{\text{в.вх}} = \frac{99,6}{99} = 1,006.$$

Если проектируем усилитель переменного тока, то в числителе коэффициента нелинейных искажений нужно взять $K(\omega_{cp})$, где ω_{cp} – средняя полоса рабочих частот, в которой коэффициент усиления постоянен. Так как часть коэффициентов задавалась произвольно, например, коэффициент частотных искажений, то после полного расчета всего усилителя может выясниться, что требуемые параметры получить нельзя. В этом случае соответствующие коэффициенты необходимо скорректировать и повторить все расчеты.

При необходимости оценить фазовый сдвиг, вносимый входной частью, по ЛАЧХ синтезируется приближенная ЛФЧХ (рис. 2.4, б). Для этого через точку с координатами ω_{cn} , 45° проводится прямая с наклоном 45 град/дек. По приближенной ЛФЧХ находится фазовый сдвиг ОУ на интересующей частоте и с помощью уравнения (2.1) определяется аргумент функции $K(j\omega)$.

Разброс коэффициента усиления у микросхем ОУ достаточно большой. Но при расчетах целесообразно использовать его меньшее значение (как наихудший вариант).

Если схема проектируется так, что установка микросхем с любым коэффициентом усиления, удовлетворяющим техническим условиям, дает требуемое значение $K(j\omega)$ без какой-либо дополнительной подстройки, то глубину обратной связи следует рассчитать и для этого случая. Весь расчет

полностью аналогичен рассмотренному. Из полученных двух значений (для частотных искажений и для разброса параметров) следует взять наибольшее значение.

В схему спроектированной входной части следует внести переменный резистор, с помощью которого регулируется напряжение смещения нуля, и цепи коррекции, обеспечивающие устойчивость ОУ. Включение этих компонентов и их номиналы обычно берутся из руководящих технических материалов, выпускаемых разработчиками на соответствующую микросхему.

Таким образом, полная принципиальная схема спроектированной входной части имеет вид, представленный на рис. 2.5, а. Так как взятая в качестве примера микросхема не имеет специальных выводов частотной коррекции и регулировки смещения нуля, корректирующий конденсатор C_1 включен между выходом и неинвертирующим входом. На инвертирующий вход подано дополнительное постоянное высокостабильное во времени напряжение (резисторы R_4 , R_5). Причем для уменьшения влияния цепи регулировки смещения R_4 берется не менее, чем в 10 раз большим R_1 . Конденсатор C_1 берут минимальным, при котором уверенно устраняется самовозбуждение ОУ. Обычно его значение уточняется экспериментально.

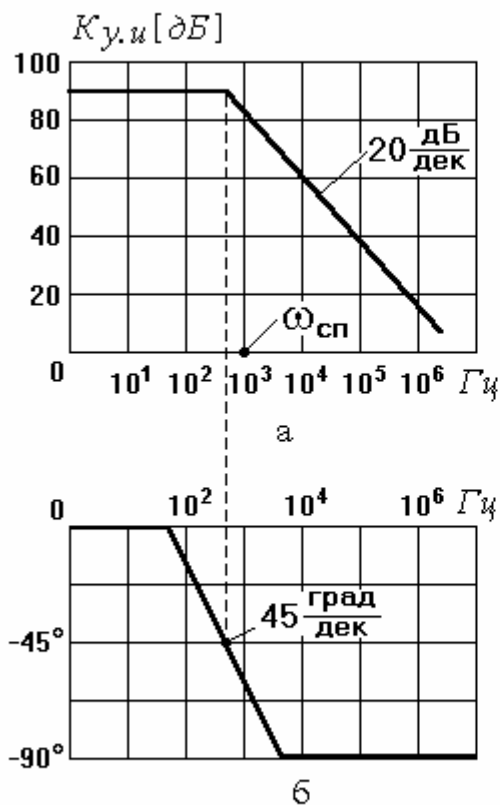


Рис.2.4

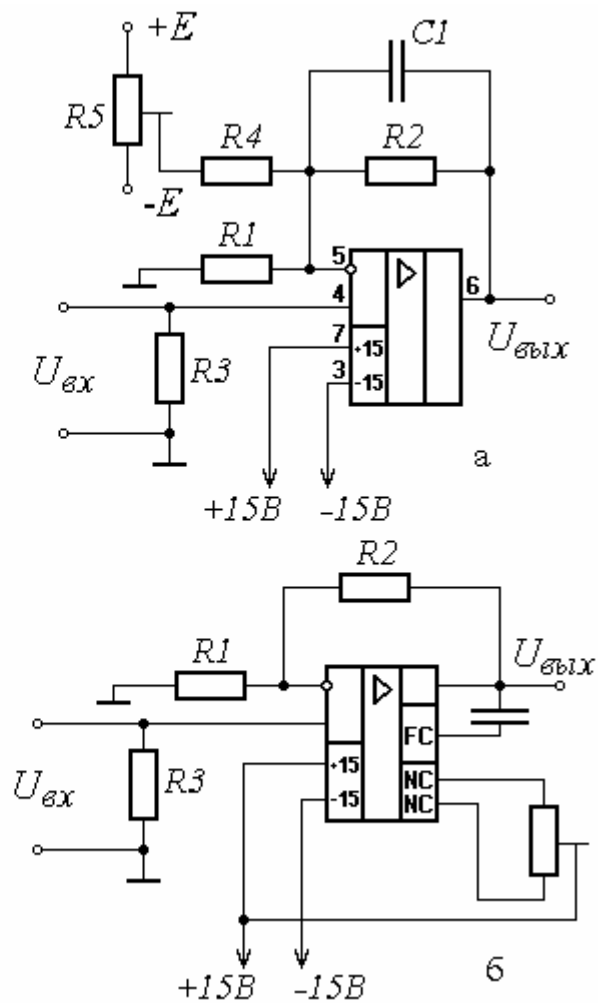


Рис.2.5

При наличии у микросхемы выводов частотной коррекции и выводов регулировки смещения нуля количество дополнительных цепей обычно бывает меньше. Возможная схема входной части при наличии дополнительных выводов показана на рис. 2.5, б. Введение конденсаторов частотной коррекции меняет характеристику ОУ. Поэтому при проектировании входной части коэффициент ОС взят значительно большим рассчитанного.

Если в техническом условии на усилитель задан уровень его шумов, то следует обязательно оценить шумы входной части. При этом следует учитывать и тепловые шумы резисторов, использованных в его цепях.

2.4. Пример проектирования входной части инвертирующего усилителя

Требуется разработать электронный усилитель, имеющий входное

сопротивление $R_{ex} = 1$ Ом. Допустимое изменение входного сопротивления в полосе рабочих частот $10 \text{ Гц} \div 10 \text{ кГц}$ не более 1 %.

Выбираем схему рис.2.2,а, так как она позволяет получить и достаточно малое входное сопротивление. Причем в данном случае во входной части можно применять ОУ как с малыми, так и со сравнительно большими входными токами. Для простоты используем, тот же ОУ, что и в 2.3.

Оценим допустимое изменение входного сопротивления

$$\Delta R = \frac{R_{вх} \cdot 1}{100} = \frac{1 \cdot 1}{100} = 0,01 \text{ Ом.}$$

Найдем значение сопротивления резистора R_2 . При этом нужно исходить из того, что изменение коэффициента усиления ОУ в заданной полосе частот не изменяет значение $R_2 / 1 + K_{y.u}(j\omega)$ более, чем на 0,01 Ом:

$$\frac{R_2}{1 + K_{y.u}(j\omega_2)} - \frac{R_2}{1 + K_{y.u}(j\omega_1)} < 0,01, \quad (2.17)$$

где $\omega_1 = 100 \cdot 2\pi$; $\omega_2 = 10^4 \cdot 2\pi$.

Из ЛАЧХ (рис. 2.4, а) находим, что $K_{y.u}(j\omega_1) = 2,5 \cdot 10^4$; $K_{y.u}(j\omega_2) = 10^3$. Подставив в неравенство (2.17) значения $K_{y.u}$, получим:

$$\frac{R_2}{1 + 10^3} - \frac{R_2}{1 + 2,5 \cdot 10^4} < 0,01,$$

откуда $R_2 < 10,5$ Ом. Так как выходное сопротивление ОУ КР574УД2 оценивается в 100 Ом и при малых R_2 его необходимо учитывать (суммируя с R_2), то целесообразно использовать одну из схем, показанных на рис. 2.3.

При применении схемы рис. 2.3 ОУ DA2 должен обеспечивать работу на сопротивление нагрузки меньше 10 Ом. Если в качестве DA2 использован ОУ КР574УД2, имеющий выходное напряжение 10В и минимальное сопротивление нагрузки порядка 2 кОм, то его можно использовать в случае, если выходное напряжение будет меньше $U_{вых1}$, где $U_{вых1} = 10\text{В} \cdot 10 / 2 \cdot 10^3 = 5 \cdot 10^{-2}$ В. Это утверждение основано на предпосылке, что ток выходного каскада ОУ при работе на меньшем сопротивлении, чем указано в техническом условии, не должен превышать значение, оговоренное для предельного режима.

Так как входные каскады отличаются низким уровнем выходного напряжения, то это условие может оказаться приемлемым. В этом случае

последовательно с R_2 оказывается включенным сопротивление ОУ $DA2$, охваченное стопроцентной ОС. Оно равно $R_{вых2} / (1 + K_{y.u2}(j\omega))$. В неравенстве (2.17) вместо R_2 следует подставить $[R_2 + R_{вых2} / (1 + K_{y.u2}(j\omega))]$.

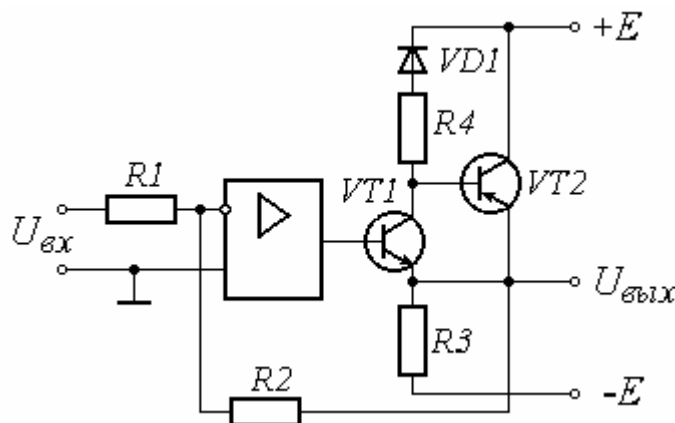
Если окажется, что ток через R_2 достаточно большой, то следует применять схемы, аналогичные рис. 2.3, а, которые обеспечивают получение малого выходного сопротивления при больших выходных токах. В этом случае расчет сводится к определению выходного сопротивления эмиттерного повторителя при выбранных параметрах соединенных с ним компонентов. При этом для дополнительного уменьшения выходного сопротивления могут быть использованы составные эмиттерные повторители или схемы на транзисторах, имеющих разную электропроводность. Так, в схеме рис. 2.6, а выходное сопротивление можно оценить из уравнения

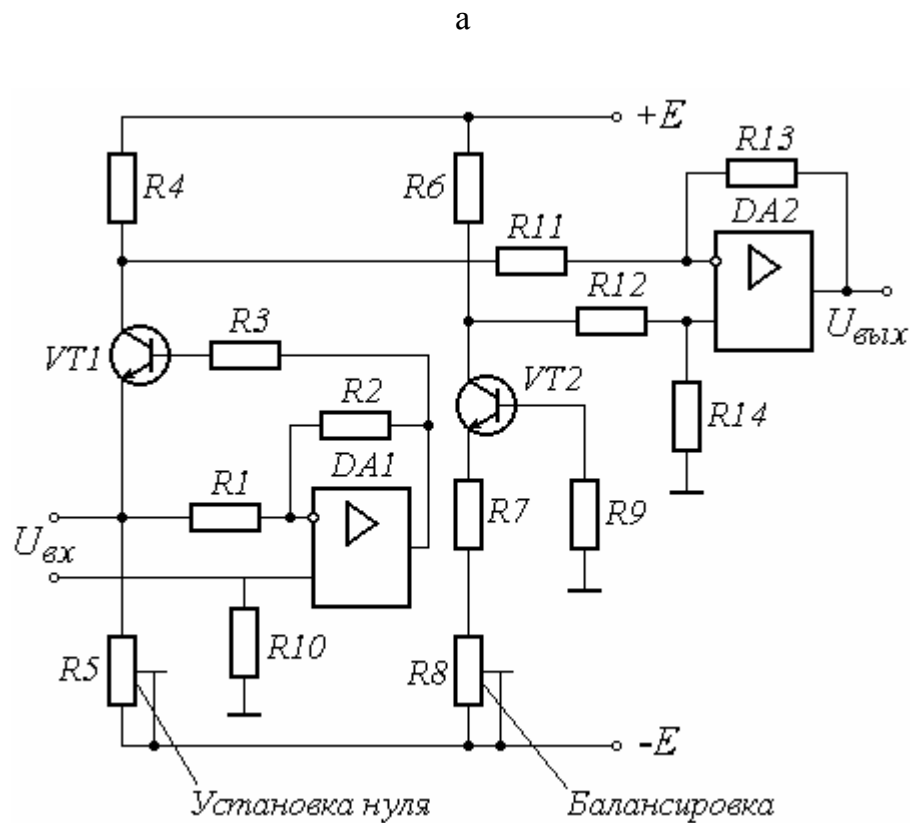
$$R_{вых} = \frac{(R_{вых ОУ} + r'_o)}{h_{21э1} \cdot h_{21э2}}, \quad (2.18)$$

где $R_{вых ОУ}$ – выходное сопротивление микросхемы; r'_o – омическое сопротивление базы; $h_{21э1}$, $h_{21э2}$ – коэффициенты передачи базовых токов транзисторов VT_1 , VT_2 .

Если $R_{вых ОУ} = 100$ Ом, $r'_o = 100$ Ом, $h_{21э1} = h_{21э2} = 50$, то $R_{вых} = 0,08$ Ом. При этом ток покоя VT_1 , заданный резистором R_3 , должен быть больше максимального тока нагрузки и тока резистора R_3 . Так, если выходное максимальное напряжение $0,1$ В, ток резистора R_2 $i_{R2} = 0,1В / R_2 = 0,1/10 = 0,01$ А и ток нагрузки $0,01$ А, то ток покоя транзистора VT_1 больше $0,02$ А.

Усилители с малым входным сопротивлением





- а – усилитель с уменьшенным выходным сопротивлением;
 б – усилитель с уменьшенным влиянием на $U_{см}$ внутреннего сопротивления источника входного сигнала.

Рис.2.6

Причем для уменьшения нелинейных искажений при полуволне, когда транзистор закрывается до максимума, следует оставлять ток порядка 0,2 – 0,5 мА. Таким образом, ток покоя должен быть порядка 20,5 мА или с запасом 22 мА. Соответственно сопротивление резистора R_3 равно

$$R_3 = \frac{E - (0,4 - 0,6)}{I_o} = \frac{E - (0,4 - 0,6)}{22 \cdot 10^{-3}}. \quad (2.19)$$

При $E = 15 \text{ В}$ $R_3 \approx 659 \text{ Ом}$. Его нужно округлить до ближайшего стандартного значения.

Если к тому же учитывать допуски, которые обычно даются на компоненты электроники, то номинал резистора R_3 следует уменьшить на величину допуска. При этом увеличится ток транзистора VT_3 , но при любых разбросах компонентов эмиттерный повторитель не выйдет из рабочего режима.

Резистор R_4 берется в десятки – сотни Ом, а диод желательно брать таким, чтобы пороговое напряжение было равно пороговому напряжению транзистора VT_2 и его частотные свойства не проявились в диапазоне усиливаемых частот.

Так как последний случай во входных устройствах встречается редко, возьмем схему рис. 2.2, б с ОУ $DA2$ типа КР574УД2. Тогда неравенство (2.17) запишется в форме

$$\left[\frac{R_2 + R_{вых2}}{\{1 + K_{y.u2}(jw_2)\}} \right] - \left[\frac{R_2 + R_{вых2}}{\{1 + K_{y.u2}(jw_1)\}} \right] < 0,01. \quad (2.20)$$

$$\frac{1 + K_{y.u1}(jw_2)}{1 + K_{y.u1}(jw_1)}$$

Считаем, что

$$K_{y.u1}(jw_1) = K_{y.u2}(jw_1) = 2 \cdot 5 \cdot 10^4;$$

$$K_{y.u1}(jw_2) = K_{y.u2}(jw_2) = 10^3;$$

$$\frac{R_2 + \frac{100}{1 + 1000}}{1 + 1000} - \frac{R_2 + \frac{100}{1 + 2,5 \cdot 10^4}}{1 + 2,5 \cdot 10^4} < 0,01.$$

Откуда $R_2 < 10,3$ Ом. Возьмем $R_2 = 9,1$ Ом (значение из ряда номиналов и с некоторым запасом). Тогда изменение сопротивления, включенного последовательно с резистором R_1 , равно ΔR :

$$\Delta R = \frac{R_2}{1 + K_{y.u1}(jw_2)} - \frac{R_2}{1 + K_{y.u1}(jw_1)} = 9,1 \cdot \left(\frac{1}{1 + 10^3} - \frac{1}{1 + 2,5 \cdot 10^4} \right),$$

$\Delta R = 0,0087$ Ом, что меньше допустимого для данного входного каскада значения (0,01 Ом).

Найдем значение резистора R_1 из уравнения (2.16). При этом пренебрежем $R_{ex\ диф}$ ввиду его большего значения.

$$R_1 = R_{ex} - \frac{R_2}{1 + K_{y.u}(jw_1)} = 1 - \frac{9,1}{1 + 2,5 \cdot 10^4} = 0,9996 \text{ Ом.}$$

Следует обратить внимание не то, что подобные точные расчеты проводятся только в тех случаях, когда заданы достаточно жесткие условия, как в рассматриваемом случае.

Определив R_1 и R_2 , следует найти коэффициент усиления усилителя с помощью уравнения (2.7) на верхней и нижней рабочих частотах. Если его изменения окажутся больше тех, которые ориентировочно заложены при приблизительной разбивке между частями частотных искажений (см. 2.3), то

необходимо или увеличить γ за счет уменьшения R_2 , или скорректировать величины частотных искажений отдельных частей.

Ввиду малого значения R_1 и ничтожно малого падения не нем постоянного напряжения, резистор R_3 можно взять равным нулю. Цепи коррекции и компенсации смещения нуля вводятся так же, как в 2.3.

Если источник входного сигнала имеет очень малое входное сопротивление, то при малом R_1 ОУ будет работать с малой глубиной ОС. При сравнительно большом R_1 у ОУ будет высокий коэффициент усиления и напряжение смещения нуля, усиленное в K раз, будет давать существенное значение постоянного напряжения на выходе $U_{вых} = K \cdot U_{см}$. В итоге оказывается, что как бы тщательно не выставлялось нулевое напряжение на выходе ОУ, при резком уменьшении внутреннего сопротивления источника входного сигнала (например, при коротком замыкании входных зажимов) на выходе появляется постоянное напряжение. Оно вызвано неточностью установки нулевого значения $U_{см}$ и зависимостью его от режимов работы транзисторов ОУ.

При необходимости существенно уменьшить влияние сопротивления источника входного сигнала на напряжение смещения нуля целесообразно использовать схему рис. 2.6, б. В ней входное сопротивление определяется из уравнения

$$R_{вх} \approx \frac{\left(r_{э\ диф} + \frac{r'_б + R_3 + R_{вых}}{1 + h_{21э}(j\omega)} \right)}{K_{y.u}(j\omega)}, \quad (2.21)$$

где $K(j\omega)$ – коэффициент усиления ОУ $DA1$, находится из уравнения (2.7);

$r_{э\ диф}$, $r'_б$ – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода и сопротивление базы транзистора VT_1 ;

$h_{21э}(j\omega)$ – коэффициент передачи базового тока транзистора VT_1 ;

$R_{вых}$ – выходное сопротивление ОУ.

Это же уравнение можно записать в форме

$$R_{вх} = \frac{\left(h_{11э} + \frac{R_3 + R_{вых}}{1 + h_{21э}(j\omega)} \right)}{K_{y.u}(j\omega)}. \quad (2.22)$$

Входной ток, создаваемый источником входного напряжения с внутренним сопротивлением $R_{вн}$, равен

$$I_{ex} = \frac{U_{ex}}{R_{вн} + R_{ex}} \quad \text{при} \quad R_1 \gg R_{ex}.$$

Выходное напряжение транзистора VT_1 , вызванное входным сигналом, равно

$$\Delta U_{вых1} = \frac{U_{ex} \cdot h_{21\beta}^* \cdot R_4 \parallel R_{11}}{R_{вн} + R_{ex}} \quad (2.23)$$

или при $R_4 \ll R_{11}$

$$\Delta U_{вых1} = \frac{U_{ex} \cdot h_{21\beta}^* \cdot R_4}{(R_{вн} + R_{ex})}.$$

Резистор R_5 выбирается исходя из рабочего тока транзистора I_o , который задается произвольно ($I_o = 0,1 \div 2$ мА):

$$R_5 \approx \frac{E - U_{бэо}}{I_o} \approx \frac{E - 0,5 \text{ В}}{I_o}. \quad (2.24)$$

Для более точной установки нуля резистор R_5 берут переменным или последовательно с ним включают дополнительный переменный резистор.

Резистор R_4 выбирают исходя из значения желаемого коэффициента усиления. Однако даже при малых входных сигналах желательно, чтобы напряжение $U_{кэо}$ было не менее $1,5 \div 2$ В. Кроме того, при большом R_4 на стабильность напряжения U_k будет оказывать существенное влияние ток $I_{кбо}$, так как

$$I_{ко} \approx h_{21\beta} \cdot I_{э} + I_{кбо} \approx h_{21\beta} \cdot I_o + I_{кбо}. \quad (2.25)$$

Поэтому R_4 следует выбирать, ориентируясь на выполнение условий:

$$R_4 < \frac{E - (1,5 \div 2 \text{ В})}{h_{21\beta} \cdot I_o + I_{кбо \max}}, \quad (2.26)$$

где $I_{кбо \max}$ – обратный ток коллекторного перехода при максимальной температуре транзистора;

$$R_4 > \frac{U_{ex \text{ сф}} - U_{ex \text{ м}} \cdot K}{h_{21\beta} \cdot I_o + I_{кбо \min}}, \quad (2.27)$$

где $U_{ex \text{ сф}}$ – допустимый синфазный входной сигнал для ОУ DA2;

$U_{ex \text{ м}} \cdot K$ – приращение выходного напряжения транзистора VT_1 , вызванного максимальным входным сигналом;

K – коэффициент усиления по напряжению каскада с OB на транзисторе VT_1 .

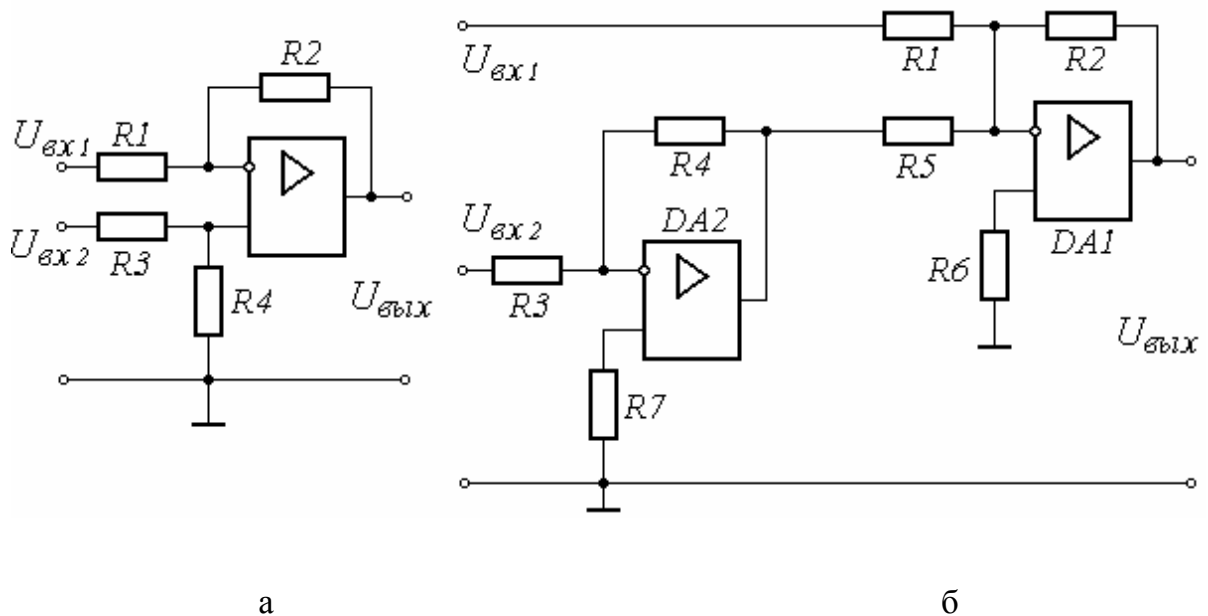
Каскад на транзисторе VT_2 введен для уменьшения дрейфов и смещений нуля. Он полностью идентичен каскаду на транзисторе VT_1 . Его параметры: $R_6 = R_4$; $R_7 + R_8 = R_5$; $R_9 = R_3$. Транзисторы VT_1 , VT_2 следует брать идентичными по параметрам.

ОУ $DA2$ усиливает дифференциальный сигнал, снимаемый с коллекторов VT_1 , VT_2 .

Приведенные примеры дают общее представление о расчете усилительных узлов на микросхемах ОУ. Причем все изложенное справедливо для промежуточной и выходной частей.

2.5. Проектирование входной части усилителя с дифференциальным входом

Если входная часть должна усиливать разность двух сигналов, то можно применять схему рис. 2.7, а, б. При выводе уравнения для коэффициента усиления схемы рис. 2.7, а используется принцип наложения. Для входа $U_{вх1}$, когда $U_{вх2} = 0$, коэффициент усиления $K_I(j\omega)$ определяется из уравнения (2.7), а приближенно – из уравнения (2.10).



- а – в случае медленно меняющихся сигналов;
- б – при высокочастотных входных сигналах

Рис. 2.7

Для входа $U_{ex 2}$, когда $U_{ex 1} = 0$, коэффициент усиления $K_2(j\omega)$ определяется из уравнения (2.1). При этом учитывается, что на данном входе стоит делитель напряжения, имеющий коэффициент передачи $K_\partial = R_4 / (R_3 + R_4)$. В этом случае, когда ОУ можно считать близким к идеальному,

$$U_{вых 1} = K_1(j\omega) \cdot U_{ex 1} = -\frac{R_2}{R_1} U_{ex 1};$$

$$U_{вых 2} = \frac{K_{y.u}(j\omega) \cdot R_4}{\left[1 + K_{y.u}(j\omega) \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right] \cdot (R_3 + R_4)} U_{ex 2} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{ex 2};$$

$$U_{вых} = U_{вых 1} + U_{вых 2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{ex 1} - \frac{R_2}{R_1} U_{ex 2}. \quad (2.28)$$

При выполнении условия

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right), \quad (2.29)$$

усилитель становится дифференциальным и усиливает разность входных сигналов

$$U_{вых} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{ex 2} - U_{ex 1}). \quad (2.30)$$

Подобная схема хорошо работает на постоянном токе, где $K_{oc\ cф}$ достаточно велик. В диапазоне повышенных частот, где $K_{oc\ cф}$ и $K_{y.u}(j\omega)$ резко уменьшаются, качество ее работы оставляет желать лучшего. Это обусловлено тем, что резко увеличивается влияние синфазного сигнала, который зависит от значения напряжения $U_{ex 2}$. В итоге появляются значительные нелинейные искажения и спектр сигнала искажается. Кроме того, значение входного сопротивления усилителя для напряжения $U_{ex 1}$ зависит от $U_{ex 2}$,

$R_{ex 1} = f(U_{ex 2})$, так как

$$I_{ex 1} = \frac{U_{ex 1} - U_{ex 2} \frac{R_4}{R_3 + R_4}}{R_1}.$$

В измерительных цепях это часто нежелательно. Данные недостатки

заставляют использовать схемы, аналогичные рис. 2.7, б, при усилении сигналов переменного тока. В ней ОУ $DA1$, $DA2$ работают с нулевым синфазным напряжением, поэтому погрешности предыдущей схемы в ней отсутствуют. Уравнение, характеризующее ее коэффициент усиления, имеет вид

$$U_{вых} = -U_{ex1} \frac{R_2}{R_1} + U_{ex2} \frac{R_2}{R_5} \cdot \frac{R_4}{R_3}. \quad (2.31)$$

При выполнении условия

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_5} \cdot \frac{R_4}{R_3} \quad (2.32)$$

усилитель имеет дифференциальный вход

$$U_{вых} = \frac{R_2}{R_1} (U_{ex2} - U_{ex1}). \quad (2.33)$$

С помощью уравнений (2.6), (2.7) и (2.8) легко определить точные значения всех интересующих параметров.

На постоянном токе схема рис. 2.7, б может оказаться хуже схемы рис. 2.7, а, так как появляется дополнительная погрешность смещения нуля и его дрейфа у усилителя $DA2$.

ГЛАВА 3

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВХОДНОЙ ЧАСТИ ПРЕЦИЗИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

3.1. Проектирование входной части измерительных усилителей

В случае прецизионных входных устройств используют усилители рис. 3.1. Они отличаются тем, что одинаковые значения смещений нуля и погрешностей из-за наличия синфазного сигнала у ОУ $DA1$, $DA2$ не оказывают влияния на выходной сигнал, так как они взаимно вычитаются в ОУ $DA3$. В итоге погрешности от этих составляющих на постоянном токе оказываются существенно меньшими, чем в более простых схемах. На переменном токе даже в области достаточно больших частот эта схема дает хорошие результаты. При работе на повышенных частотах вместо дифференциального усилителя $DA3$ целесообразно применять схему рис.2.7,б.

Коэффициент усиления данной схемы легко получить, если учесть, что потенциал средней точки резистора R_3 равен нулю. Кроме того, следует помнить, что входной сигнал делится пополам делителем из резисторов R_1 и средняя точка подключена к общей шине. Все это позволяет зарисовать эквивалентную схему одного плеча усилителя в виде рис. 3.1, б.

Точное значение его коэффициента усиления можно найти из уравнения (2.1). Приближенное значение равно

$$K_1 = \frac{2U_{вых}}{U_{вх}} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_3}\right). \quad (3.1)$$

Это значение усиливается ОУ $DA3$, имеющим коэффициент усиления

$$K_2 = -\frac{R_5}{R_4}.$$

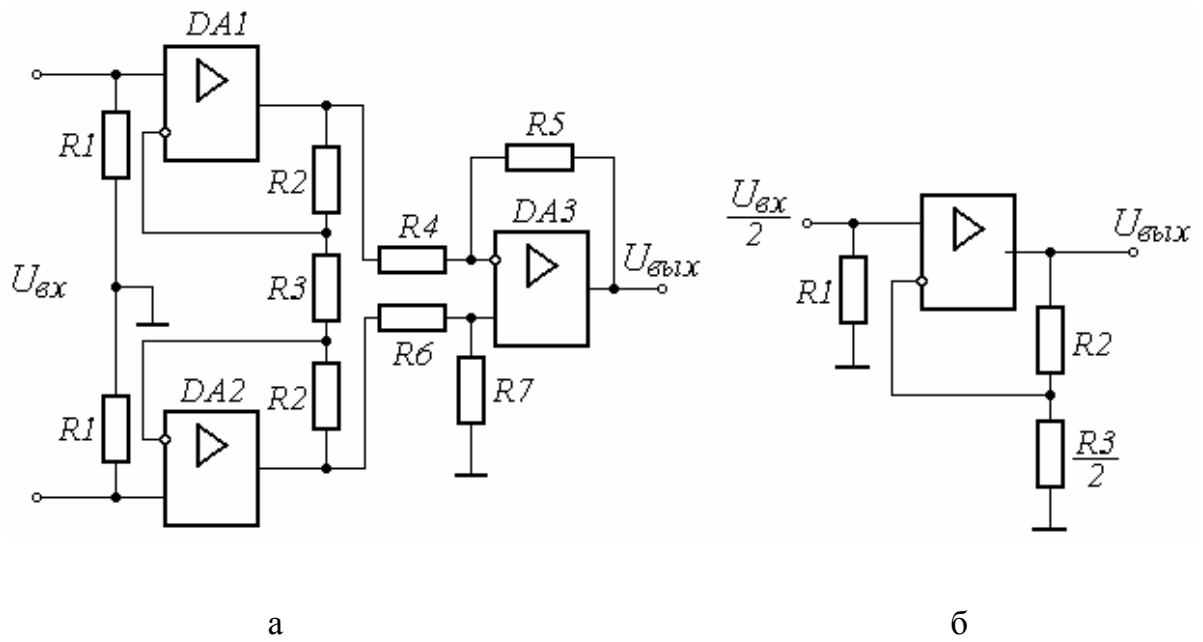


Рис.3.1

Результирующий коэффициент усиления плеча

$$K'_1 = \frac{2U'_{вых}}{U_{ex}} = -\frac{R_5}{R_4} \left(1 + \frac{2R_2}{R_3} \right).$$

Ко второму плечу оказывается также приложенным напряжение $U_{ex}/2$, имеющее знак минус. При выполнении условия

$$\frac{R_5}{R_4} = \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right) \cdot \frac{R_7}{R_6 + R_7}$$

это напряжение также усиливается с коэффициентом K'_1 , но без изменений фазы сигнала (знак минус у K'_1 отсутствует). В итоге результирующее выходное напряжение равно

$$U_{вых} = U'_{вых} + U''_{вых} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_3} \right) \cdot \frac{R_5}{R_4} \cdot (-U_{ex});$$

$$K = \left(1 + \frac{2R_2}{R_3} \right) \cdot \frac{R_5}{R_4}. \quad (3.2)$$

Если напряжения на входы подаются независимо относительно общей шины (U_{ex1} – на верхний, U_{ex2} – на нижний), то

$$U_{вых} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_3} \right) \cdot \frac{R_5}{R_4} \cdot (U_{ex2} - U_{ex1}). \quad (3.3)$$

В случаях, когда требуется оценивать частотные погрешности, нужно применять точные уравнения, вывод которых полностью идентичен рассмотренному.

3.2. Проектирование входной части измерительных усилителей постоянного тока

При необходимости получить минимальный дрейф нуля у усилителя и использовании структуры, аналогичной рис. 1.3, во входной части приходится применять микросхему ОУ типа 140УД13 (рис. 3.2, а). Это УИТ МДМ, внутри которого имеется ключевой модулятор ($S1$, $S2$), ключевой демодулятор ($S3$), усилитель переменного напряжения и генератор (Γ) (мультивибратор), параметры которого определяют частоту работы модулятора и демодулятора.

Частота колебаний генератора задается с помощью навесного конденсатора C_2 . При $C_2 = 1000$ пФ частота колебаний f_1 кГц, при $C_2 = 100$ пФ, $f \approx 10$ кГц.

Медленно меняющийся входной сигнал с помощью ключей $S1$, $S2$ преобразуется в переменное напряжение. Оно усиливается усилителем в 10 раз и демодулируется с помощью ключа $S3$. При этом на навесном конденсаторе C_p накапливается заряд, создающий на нем падение напряжения, равное постоянной составляющей усилителя плюс амплитудное значение усиливаемого напряжения одной полуволны (при замкнутом ключе $S3$). При разомкнутом ключе $S3$ заряд на емкости остается практически постоянным и к фильтру низких частот ($\Phi НЧ$) оказывается приложен однополярный импульс напряжения, амплитуда которого пропорциональна входному сигналу. С помощью $\Phi НЧ$ из них выделяется постоянная составляющая.

Высшая частота усиливаемого сигнала $f_{c\ max}$, как правило, должна удовлетворять условию $f_{c\ max} \leq 0,1 f_2$, где f_2 – частота колебаний генератора.

Точное значение постоянной времени, определенное исходя из допустимых искажений входного сигнала, можно получить, рассматривая воздействие на цепь R_ϕ , C_ϕ последовательности однополярных импульсов (рис. 3.2, б).

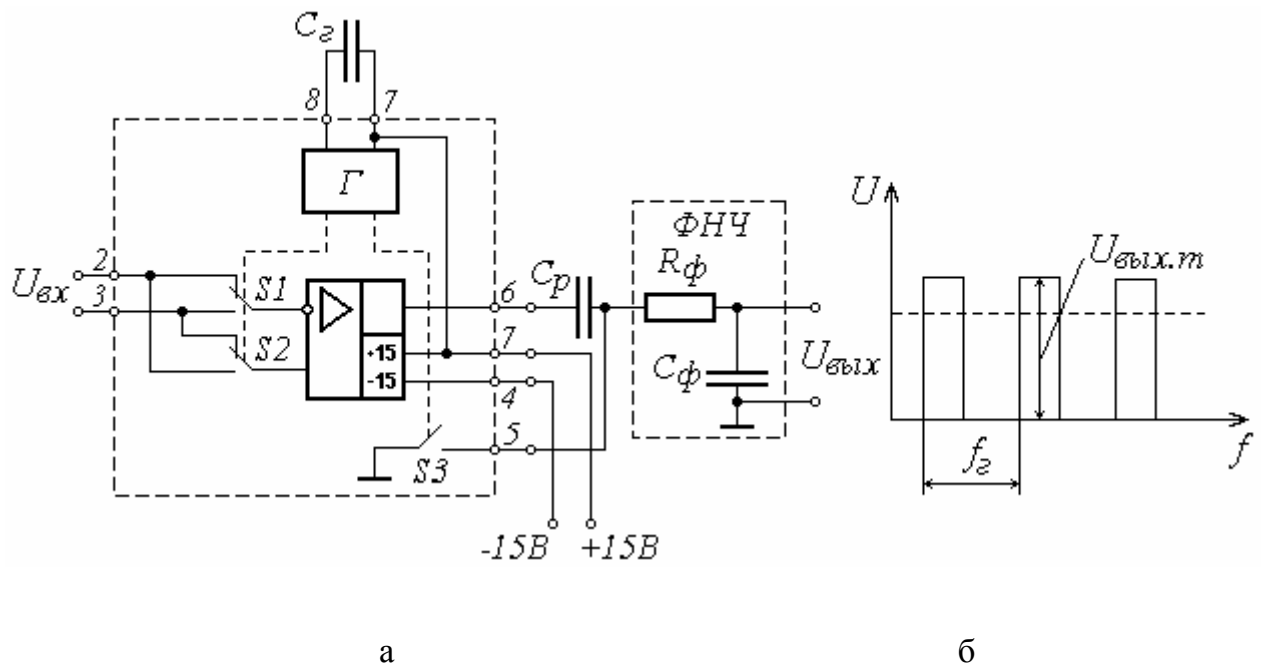


Рис.3.2

Как правило, постоянную времени $\Phi НЧ$ τ берут не менее $\tau > (3 \div 5) / f_2$,
 $\tau = R_{\phi} \cdot C_{\phi}$.

Так, при $C_2 = 1000$ пФ $f_2 = 1$ кГц рекомендуют брать следующие номиналы компонентов: $C_p = 0,33$ мкФ, $C_{\phi} \approx 0,33$ мкФ, $R_{\phi} = 20$ кОм.

Коэффициент усиления ОУ 140УД13 равен $K_u = 10$. Температурный дрейф напряжения смещения нуля не более 0,5 мкВ/К. Максимальное выходное напряжение примерно 0,5 В. Напряжение смещения нуля 30 ÷ 50 мкВ.

При использовании микросхемы К140УД13 не представляет труда создать усилитель постоянного тока, имеющий большой коэффициент усиления по напряжению. Для этого к выводу 6 микросхемы подключают дополнительный усилитель переменного напряжения и на выходе его устанавливают конденсатор C_p , к которому подключают ключ демодулятора и $\Phi НЧ$. При этом коэффициент усиления увеличивается в K раз, где K – коэффициент усиления усилителя переменного напряжения.

Если выходное напряжение дополнительного усилителя больше 0,5 В, последовательно с ключом демодулятора необходимо включить резистор R_{ϕ} . Номинал его выбирается таким, чтобы ток ключа при амплитуде напряжения $U_{\text{вых.т}}$ не превышал того значения, которое было при 0,5 В.

$$\frac{0,5 \text{ В}}{R_{\text{кл}}} = \frac{U_{\text{вых т}} - 0,5 \text{ В}}{R_{\text{кл}} - R_{\text{д}}}. \quad (3.4)$$

Так как сопротивление открытого ключа $R_{\text{кл}}$ обычно неизвестно, его значение берут ориентировочно. Для МДМ – структур $R_{\text{кл}} = 100 \div 500 \text{ Ом}$.

На рис. 3.3 приведена простейшая схема УПТ с дополнительным усилителем переменного напряжения DA2. Он может быть выполнен на основе любой микросхемы, имеющей достаточно большой коэффициент усиления напряжения.

Такое сочетание усилителей, модулятора, демодулятора и ФНЧ рассматривается как единый операционный ОУ, частота сопряжения асимптот ЛАЧХ у которого определяется постоянной времени ФНЧ ($\tau = R_{\phi} \cdot C_{\phi}$). Поэтому для него справедливы все способы и приемы введения ОС. Так, на рис. 3.3 ОС введена с помощью резисторов R_5 , R_6 . Номинал резистора R_6 желательно иметь хотя бы на порядок большим номинала резистора R_{ϕ} . В этом случае цепь ОС оказывает малое влияние на параметры фильтра (ФНЧ). Возможно построение значительного количества УПТ, отличающихся значениями отдельных параметров. Так, например, в [2] приведена схема УПТ (рис. 1.21, б) с улучшенными характеристиками. Однако у всех у них температурный дрейф напряжения определяется соответствующим параметром ОУ К140УД13 и, следовательно, находится на уровне 0,5 мкВ/град.

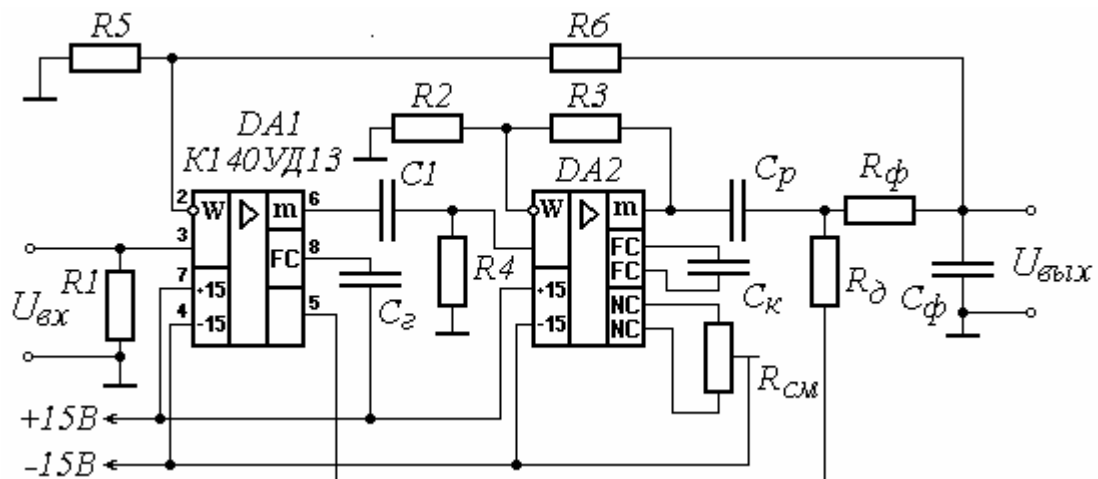


Рис.3.3

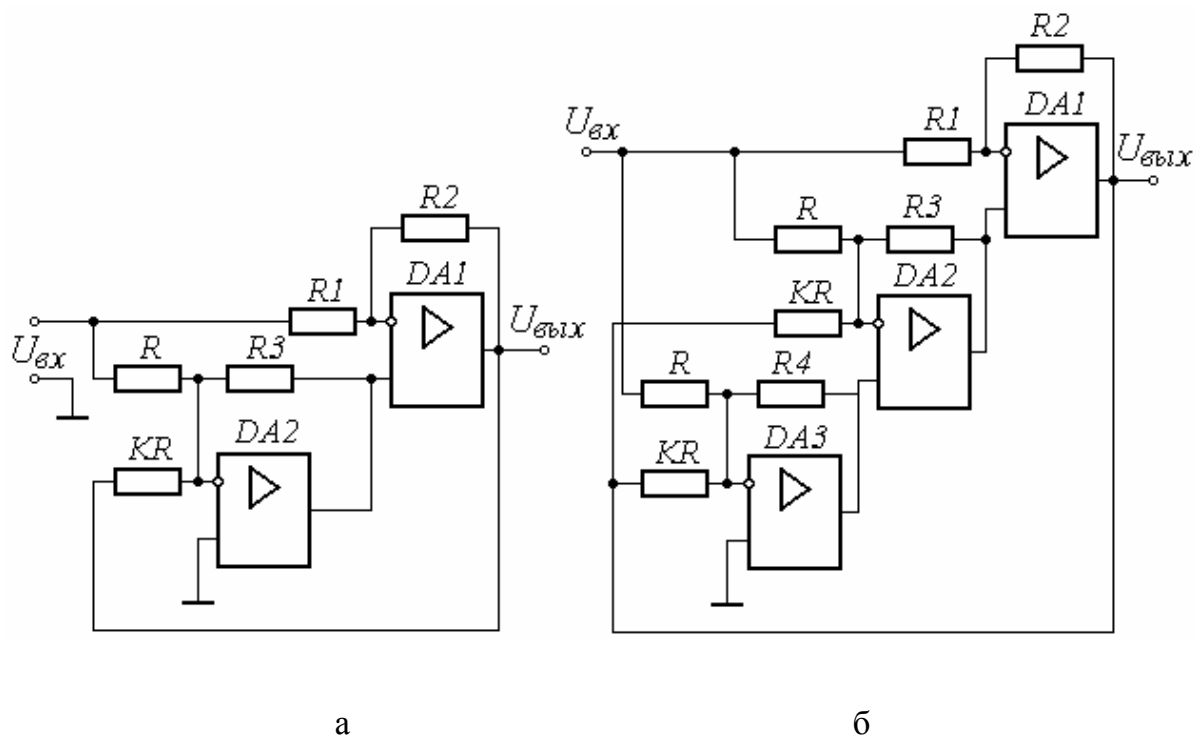
3.3. Улучшение характеристик входных частей с помощью структурных методов

Усилители УПТ МДМ могут быть использованы или как самостоятельные усилители, т.е. как один канал с малым дрейфом нуля в составе структур, аналогичных рис. 1.4, или как усилители для коррекции аддитивных погрешностей в структурах, аналогичных рис. 1.6 и 1.7.

Схемотехническую реализацию структур рис. 1.6 и 1.7 рассмотрим на примерах простейших технических решений. Имея общее представление о способах их реализации, обычно можно без труда самостоятельно составить принципиальную схему устройства, имеющего требуемые параметры и характеристики.

В схеме рис. 3.4, а использована структура рис. 1.6.

Схемы усилителей с коррекцией погрешности коэффициента усиления



- а – с одним корректирующим усилителем;
- б – с двумя корректирующими усилителями.

Рис.3.4

В ней ОУ *DA1* осуществляет основное усиление сигнала. Коэффициент его усиления в идеале должен быть равен *K*

$$K = - \frac{R_2}{R_1}.$$

Если это так, то на входе вычитающего устройства на усилителе ОУ $DA2$ будет нулевой сигнал, так как токи через резисторы R и KR равны между собой. Нетрудно увидеть, что здесь роль обратного преобразователя выполняет резистор KR . Если коэффициент усиления отличается от заданного значения ($K + \Delta K$), то на входе ОУ $DA2$ появляется сигнал. Он усиливается в K_2 раз ОУ $DA2$, где $K_2 = -R_3/R$. Результирующий коэффициент усиления определяется из уравнения (1.7), а в случае выполнения условия $K_2 \gg 1$ – из уравнения (1.8).

Основным ограничением на пути увеличения точности получения определенного коэффициента усиления за счет использования усилителей с большим коэффициентом усиления K_2 является потеря схемой устойчивости, так как точность обратного преобразователя может быть весьма высокой (погрешности номинала резистора можно получить на уровне сотых – тысячных долей процента). Кроме того, дрейфы нуля ОУ $DA2$ никак не компенсируются. Напряжение смещения нуля ОУ $DA2$ приведет к появлению на выходе ОУ $DA1$ постоянного напряжения, практически равного $U_{см2} \cdot K$.

С целью увеличения коэффициента усиления K_2 при сохранении широкой полосы пропускания усилителя можно использовать схему рис. 3.4, б. Принцип построения ее аналогичен схеме рис. 3.4, а. В ней коэффициент K_2 равен

$$K_2 = - \frac{R_3}{R} \cdot \frac{R_4}{R}. \quad (3.5)$$

Возможность уменьшения коэффициента усиления у ОУ $DA2$ и $DA3$ позволяет расширить их полосу пропускания. В то же время их результирующий коэффициент усиления K_2 , определяемый как произведение коэффициентов усиления ОУ $DA2$ и $DA3$, достаточно большой. Однако введение второго усилителя дополнительно увеличивает трудности с обеспечением устойчивости.

Вследствие этого в реально встречающихся случаях коэффициент усиления K_2 обычно не превышает нескольких десятков.

Значительно лучшие результаты удастся получить в случае, если цепь коррекции ”работает” только в низкочастотной области и на постоянном токе (коррекция аддитивной погрешности) (рис. 3.5, а). В таких схемах не возникает проблем с обеспечением устойчивости, так как ОУ $DA2$ представляет собой

фильтр низких частот. Частота сопряжения асимптот ЛАЧХ у него равна $(1 + K_{y.u}) \cdot R_3 C_1$. Если ОУ DA2 имеет малый дрейф нуля, то у ОУ DA1 аддитивная погрешность будет близка к нулю. Наличие цепи коррекции практически меняет частотную характеристику ОУ DA1 в области высоких частот.

В усилителях переменного напряжения смещение нуля можно компенсировать с помощью схемы рис. 3.5, б. Она, как правило, работает устойчиво в связи с тем, что ОУ DA2 представляет собой фильтр низких частот первого порядка, имеющий большую постоянную времени $\tau = (1 + K_{y.u}) \cdot R_3 C_1$.

В схемах рис. 3.5, в качестве ОУ DA2 целесообразно использовать усилители МДМ или структуры с периодической коррекцией нуля.

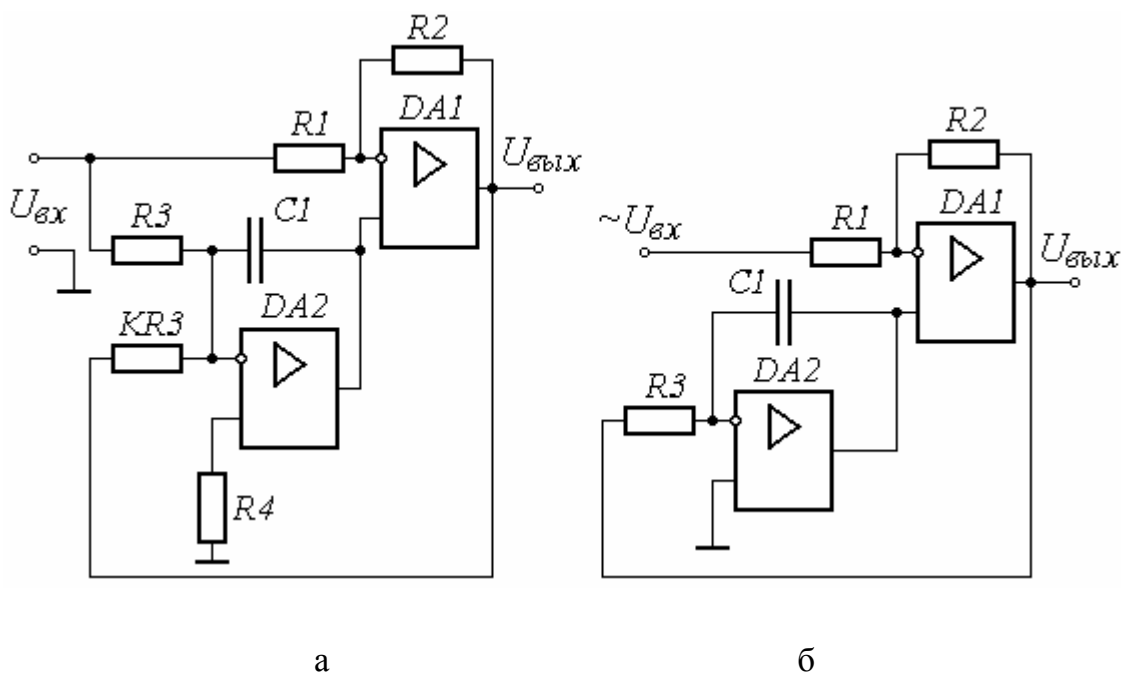


Рис. 3.5

Резисторы цепи сравнения сигналов следует брать прецизионными (R_3, KR_3), так как от их погрешностей в первую очередь зависят погрешности преобразования.

3.4. Повышение точности коэффициента преобразования входной части

Структура рис.1.7 может быть также успешно использована для повышения точности преобразования. На рис.3.6 приведена одна из возможных схем усилителя, имеющего эту структуру. В ней сумматор основного сигнала и

сигнала погрешности выполнен на ОУ $DA3$.

Так как от качества сумматора в первую очередь зависит погрешность усиления, то его коэффициент усиления целесообразно брать равным единице:

$$K_3 = -\frac{R_7}{R_6} = 1.$$

Обратный преобразователь выполнен на резисторе KR_4 . Вычитающее устройство и усилитель сигнала погрешности выполнены на ОУ $DA2$. Его коэффициент усиления желательно иметь равным K , т.е.

$$K_3 = -\frac{R_5}{R_4} = K.$$

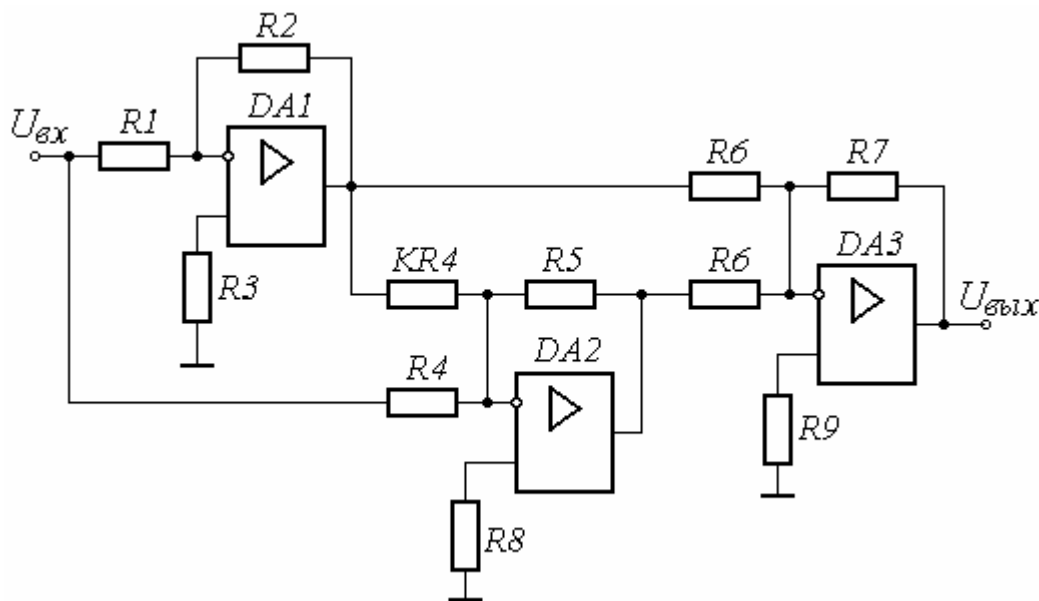


Рис.3.6

Резисторы R_2, R_1 выбираются исходя из условия

$$K_1 = -\frac{R_2}{R_1} = K.$$

Если усилитель $DA1$ усиливает сигнал точно в K раз, то токи резисторов R_4 и KR_4 равны между собой и противоположны по направлению. На входе $DA2$ и на его выходе будут нулевые сигналы. Сумматор $DA3$ в идеальном случае не изменяет сигнал усилителя $DA1$.

При появлении погрешности усиления у усилителя $DA1$ на входе $DA2$ появляется сигнал погрешности. После усиления в K раз он суммируется с основным сигналом в сумматоре $DA3$. Погрешность усиления уменьшается в

соответствии с уравнением (1.13).

При расчете высокоточных устройств, работающих в широкой полосе частот, необходимо рассматривать $K(j\omega)$, а не просто K , как это сделано в данном разделе.

Используя совокупность рассмотренных технических приемов и способов построения усилительных устройств, разрабатывают первый вариант принципиальной схемы входной части, определяют ее расчетные параметры, характеристики преобразования и номиналы компонентов.

При этом следует помнить, что при расчетах электронных цепей, в которых не требуется получать высокие точности, можно пренебрегать сопротивлениями, которые имеют в десять раз большее значение при параллельном их соединении и в десять раз меньшее значение при последовательном соединении.

Закончив проектирование входной части, можно перейти к проектированию выходной части.

ГЛАВА 4

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫХОДНОЙ И ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТЕЙ УСИЛИТЕЛЕЙ

4.1. Общие сведения о проектировании выходной части

При проектировании выходной части обычно необходимо знать: амплитудные значения выходного напряжения и тока, а также частотный диапазон выходных сигналов. В измерительных цепях часто требуется иметь определенное значение выходного сопротивления (как правило, не более какой-либо величины или не менее ее), а также желательно получить частотные и нелинейные искажения, не большие заданных.

Основываясь на этих данных, выбирают схему выходного каскада.

Так, если требуемая амплитуда выходного напряжения может быть получена с помощью интегральных микросхем, например с помощью ОУ, то в выходном каскаде можно использовать их. В этом случае выбирается усилитель, обеспечивающий получение требуемого тока в заданной полосе частот. У большинства микросхем ОУ амплитуда выходного напряжения при сопротивлении нагрузки $R_n \approx 2$ кОм не превышает $10 \div 12$ В. И только у ОУ К157УД1 ток короткого замыкания не менее 400 мА. В ряде случаев хорошие результаты можно получить при использовании микросхем К1408УД1 (выходной ток до 100 мА) и 550УП1 (выходной ток до $400 \div 500$ мА). В выходных каскадах усилителей переменного напряжения можно использовать микросхемы К148УН1, К148УН2, К174УН4 – К174УН12, К538УН1 и др.

Причем у ОУ К1408УД1 можно получить амплитуду выходного напряжения ± 19 В.

Для уменьшения нелинейных искажений сигнала и расширения полосы пропускания, а следовательно, и уменьшения коэффициента частотных искажений выходной усилитель целесообразно охватить глубокой ОС. Поэтому коэффициент усиления его по напряжению обычно небольшой (единица – десяток единиц).

При этом следует обратить внимание на следующее обстоятельство. Амплитуда выходного напряжения ОУ в техническом условии задана для медленно меняющихся сигналов.

В диапазоне высоких частот удается получить значительно меньшую амплитуду. Оценить ее можно приближенно, используя известную скорость нарастания выходного сигнала. Так, например, у ОУ К157УД1 максимальное

выходное напряжение ± 12 В, скорость нарастания выходного напряжения $\nu = 0,5$ В/мкс, частота единичного усиления $0,5$ МГц. Найдем максимальную частоту f_1 , на которой удастся получить максимальную амплитуду:

$$f_1 = \frac{1}{\frac{U_{\text{вых max}}}{\nu}} = \frac{1}{\frac{12}{0,5}} = \frac{1}{24} \left[\frac{1}{\text{мкс}} \right] = 5 \cdot 10^4 \text{ Гц.} \quad (4.1)$$

Значение максимальной амплитуды на более высокой частоте f можно найти из уравнения (2.39), задавая значение f .

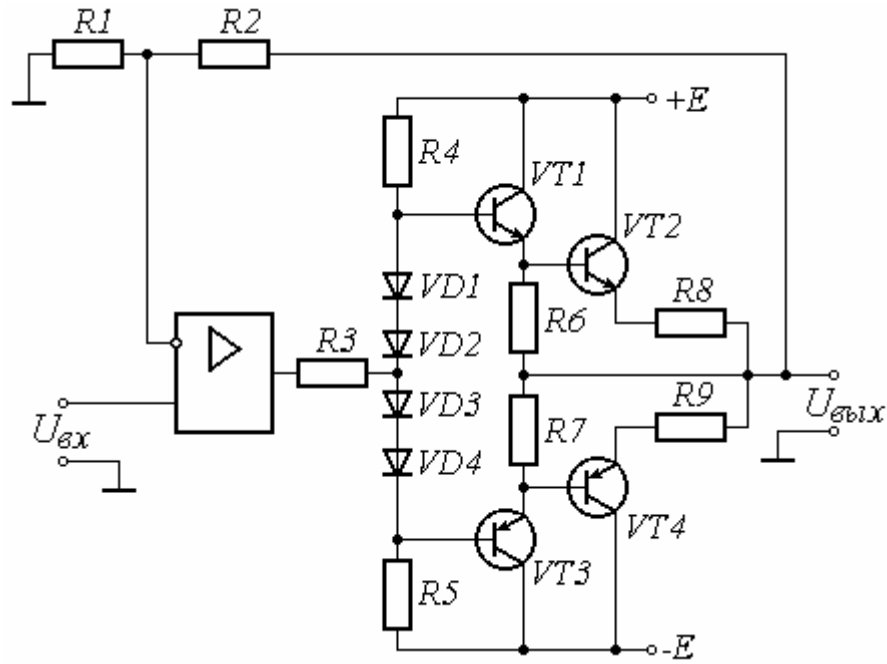
Оценка частотных искажений ничем не отличается от рассмотренной выше. Значение нелинейных искажений расчетным путем определить сложно. Если у усилителя известен коэффициент гармоник, то при ориентировочных расчетах можно считать, что при введении ОС он уменьшается в $K \cdot \gamma$ раз.

Если ОУ обеспечивает получение требуемой амплитуды напряжения, но не позволяет получить нужное значение тока, то на выходе следует установить усилитель мощности. Его целесообразно выполнять на основе эмиттерных или истоковых повторителей, работающих в режиме B . Такие схемы позволяют получить большие выходные токи и обеспечивают получение малых выходных сопротивлений. Двухтактные выходные каскады усилителей мощности обычно непосредственно подключаются к выходу ОУ (рис. 4.1, а). Для уменьшения нелинейных искажений усилитель мощности и предусилитель на ОУ целесообразно охватить глубокой обратной связью (резисторы R_1, R_2). В случае, когда необходимо получить минимальные нелинейные искажения и лучшие частотные характеристики, обратную связь делают стопроцентной ($R_1 \rightarrow \infty$).

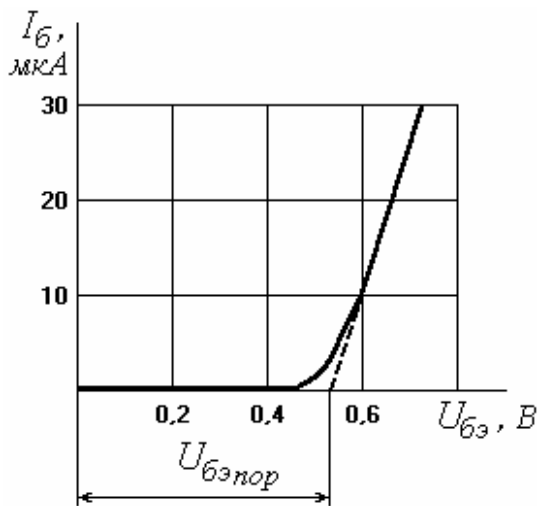
Каждое из плеч выходного усилителя мощности (VT_1, VT_2) и (VT_3, VT_4) работает в течение одного полупериода. Резистор R_3 защищает ОУ от короткого замыкания на выходе. Диоды VD_1, VD_2 и VD_3, VD_4 служат для перевода транзисторов VT_1, VT_2 в режим AB (практический режим B). С их помощью уменьшаются нелинейные искажения типа ступеньки, которые возникают вследствие наличия порогового напряжения у транзисторов VT_1, VT_3 . С помощью резисторов R_4, R_5 задается ток диодов и падение напряжения на них. Падением переменного напряжения на диодах обычно можно пренебречь ввиду малости их дифференциального сопротивления по сравнению с R_3 и R_{ex} плеч усилителя мощности. Резисторы в цепях баз транзисторов VT_2, VT_4 (R_6 и R_7) необходимы для того, чтобы создать путь для протекания обратных

токов базы транзисторов VT_2 , VT_4 в тот полупериод, в который соответствующий транзистор заперт.

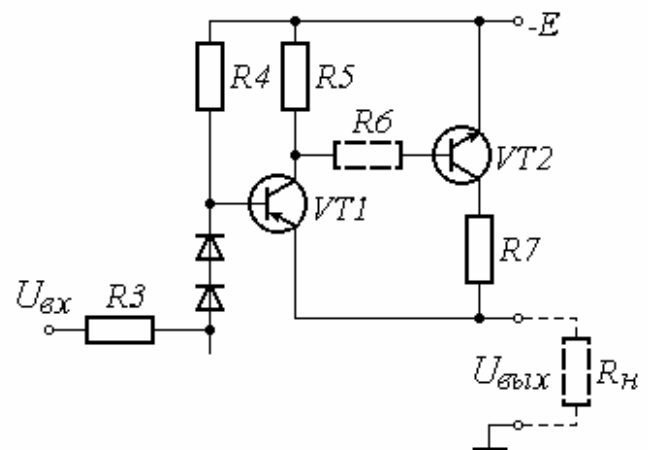
Мощный двухтактный выходной каскад, подключенный к выходу ОУ (а), входная характеристика транзистора (б) и плечо двухтактного выходного каскада, выполненное на транзисторах с разным типом проводимости (в)



а



б



в

Рис. 4.1

Значение их выбирается исходя из условия

$$U_{бэ\ пор} > I_{кбо\ max} \cdot R, \quad (4.2)$$

где $U_{бэ\ пор}$ – пороговое напряжение, при котором отпирается эмиттерный переход соответствующего транзистора;

$I_{кбо\ max}$ – максимальный обратный ток коллекторного перехода при наибольшей температуре транзистора;

R – резистор в цепи базы (R_6 или R_7).

Значение $U_{бэ\ пор}$ обычно оценивают по входным характеристикам транзистора. Так, если, например, $U_{бэ\ пор} = 0,5$ В, $I_{кбо\ max} = 2$ мА, то сопротивление в базовой цепи в соответствии с неравенством (2.40) должно быть $R < 0,5 / 2 \cdot 10^{-3} = 250$ Ом.

Некоторые сложности вызывает нахождение $I_{кбо\ max}$. Наиболее точно его значение можно найти путем экспериментальных исследований. Аналитическая оценка его затруднена. Так, известно, что тепловая составляющая обратного тока у кремниевых $p-n$ переходов увеличивается в два раза при повышении температуры на $6 \div 7$ °С:

$$I_{T\ обр}(T) = I_{T\ обр}(T_o) \cdot 2^{\frac{\Delta T}{T^*}}, \quad (4.3)$$

где $I_{T\ обр}(T_o)$ – тепловой обратный ток при температуре T_o ;

$T^* = 6 \div 7$ °С для кремниевых $p-n$ – переходов;

$T^* = 8 \div 10$ °С для германиевых $p-n$ – переходов;

$\Delta T = T - T_o$.

Тепловая составляющая у кремниевых структур составляет малую часть обратного тока. Поэтому (4.3) можно использовать только при грубой оценке $I_{кбо\ max}$. При этом вместо $I_{T\ обр}$ подставляется ток $I_{кбо}(T_o)$ или часть его $[(0,1 \div 0,2) \cdot I_{кбо}(T_o)]$. Как правило, получается завышенное значение $I_{кбо\ max}$, что нужно разумно учитывать и относиться к полученному значению достаточно критически. В случае германиевых структур такой подход даст результаты, близкие к действительным.

Резисторы R_8, R_9 введены для защиты выходного каскада при коротком замыкании выходных зажимов. Их следует выбирать так, чтобы при $R_n = 0$ токи транзисторов VT_2, VT_4 , а также транзисторов VT_1, VT_3 не превышали допустимые значения: $I_{к1} < I_{к1\ max}$; $I_{к2} < I_{к2\ max}$;

$I_{к1} \approx I_{б2} < I_{к1\ max}$; $I_{к3} \approx I_{б4} < I_{к3\ max}$; $I_{бэ2} < I_{бэ2\ max}$.

Выполнение этих условий проверяется при $R_H = 0$. В мощных выходных каскадах ($P_{вых} = 2 \div 10$ Вт) сопротивления R_8, R_9 берут порядка $0,1 \div 2$ Ом. При этом часто не удается выполнить вышеперечисленные условия, так как требуется устанавливать в эмиттерных цепях такие значения сопротивлений, которые не приемлемы с точки зрения КПД выходного каскада.

Поэтому подобная защита эффективна обычно лишь для кратковременных замыканий нагрузки. При больших мощностях следует вводить дополнительную электронную защиту или вводить цепи отключения выходного каскада, которые срабатывают при превышении током нагрузки заданного максимального значения.

4.2. Проектирование бестрансформаторных усилителей мощности

Проектирование усилителя мощности обычно начинается с того, что составляется первый вариант принципиальной схемы, который уточняется и корректируется в процессе расчета. При этом обычно учитывается, что при включении n транзисторов в схему составного эмиттерного повторителя результирующее усиление по току $h_{21 \varepsilon p}$ в первом приближении равно

$$h_{21 \varepsilon p}(j\omega) = h_{21 \varepsilon 1}(j\omega) \cdot h_{21 \varepsilon 2}(j\omega) \dots h_{21 \varepsilon n}(j\omega). \quad (4.4)$$

Так, схема рис. 4.1, а составлена исходя из следующих рассуждений. От выходного каскада требуется получить амплитуду выходного тока $I_{вых м} = 1$ А, при выходном напряжении $U_{вых м} = 10$ В. Пусть у ОУ минимальное сопротивление нагрузки равно 2 кОм. Максимальная амплитуда выходного тока ОУ равна

$$I_{вых м ОУ} = \frac{10}{2 \cdot 10^3} = 5 \text{ мА}.$$

Для получения в нагрузке тока 1 А коэффициент усиления по току у выходного каскада должен быть равен $K_i = 1 / 5 \cdot 10^{-3} = 200$. Так как $h_{21 \varepsilon}$ у одного транзистора, у которого $I_{к max}$ позволяет обеспечить в нагрузке нужное значение тока, находится на уровне 20 – 50, то для получения $K_i > 200$ необходимо использовать в плече как минимум два транзистора. У них $h_{21 \varepsilon p} = h_{21 \varepsilon 1} \cdot h_{21 \varepsilon 2}$ и в наихудшем случае при $h_{21 \varepsilon 1} = h_{21 \varepsilon 2} = 20$ $h_{21 \varepsilon p} = 400$, при $h_{21 \varepsilon 1} = h_{21 \varepsilon 2} = 50$ $h_{21 \varepsilon p} = 2500$.

Таким образом, по ориентировочной оценке два транзистора в плече обеспечат получение требуемого коэффициента усиления по току с достаточно

большим запасом.

Так как расчеты относятся к числу приближенных, а также в связи с тем, что в электронных цепях возможно появление аварийных режимов, запас по соответствующим параметрам играет большую роль. Его сознательно часто берут на уровне $50 \div 100 \%$ и более. И только в тех случаях, когда по каким-либо причинам соответствующий запас получить нельзя, его берут меньшим. При этом приходится принимать дополнительные меры по предотвращению изменений токов и напряжений больших допустимых значений для данного активного прибора.

Определившись со схемой выходного каскада выбирают транзисторы, входящие в состав его плеч. При этом целесообразно начинать с оконечных транзисторов VT_2, VT_4 .

Транзисторы плеч выходного каскада, работающего в режиме B , выбирают так, чтобы их параметры удовлетворяли следующим неравенствам:

$$U_{к\ max\ m} < \frac{1}{2} E \leq \frac{1}{2} U_{кэ\ max}; \quad (4.5)$$

$$I_{к\ max\ m} < I_{к\ max}; \quad (4.6)$$

$$P_{н\ max} < \frac{1}{4} U_{кэ\ max} I_{к\ max}; \quad (4.7)$$

$$P_{н\ max} < (2 \div 3) P_{к\ max}. \quad (4.8)$$

где $I_{кбо\ max}, U_{кэ\ max}, P_{к\ max}$ – максимально допустимые для данного транзистора ток коллектора, падение напряжения на нем и мощность, рассеиваемая на коллекторе.

Так, применительно к рассматриваемому случаю при $E = 15\text{В}$ выбираем транзистор, у которого в соответствии с неравенствами (4.5) – (4.8) допустимое коллекторное напряжение $U_{кэ\ max}$ более 30В, максимальный ток коллектора $I_{к\ max}$ более 1А, максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе,

$$P_{к\ max} > P_{н} (2 \div 3),$$

где $P_{н} = \frac{1}{2} U_m \cdot I_m = \frac{1}{2} \cdot 10 \cdot 1 = 5\text{ Вт}$.

Соответственно $P_{к\ max} > 2,5\text{ Вт}$. Из неравенства (4.7) следует, что мощность $P_{н}$ имеет значительно большее значение. Поэтому им пренебрегаем.

Судя по полученным данным, в качестве VT_2, VT_4 необходимо использовать транзисторы большой мощности, которые, по сравнению с маломощными транзисторами, имеют более худшие частотные характеристики. Поэтому, определившись с допустимыми напряжениями, током и мощностью,

необходимо оценить предельную частоту коэффициента передачи тока (частота, на которой коэффициент $h_{21\delta}^*$ или $h_{21\varepsilon}^*$ уменьшается до 0,7 своего статического значения). Если имеется такая возможность, то предельную частоту коэффициента передачи эмиттерного тока $f_{h_{21\varepsilon}}$ следует брать не менее чем в 10 раз большей наивысшей частоты пропускания усилителя ($10 f_{\delta} < f_{h_{21\varepsilon}}$). В этом случае частотными свойствами транзистора и вносимыми им частотными искажениями можно пренебречь.

Если $f_{h_{21\varepsilon}}$ соизмерима с верхней частотой полосы пропускания, то транзистор в области высоких частот будет вносить частотные искажения. Коэффициент усиления мощного каскада с общим коллектором можно определить с помощью уравнения [1, с. 175]

$$K(j\omega) \approx \frac{[1 + h_{21\varepsilon}^*(j\omega)](R_{\varepsilon} \parallel R_n)}{R_{\varepsilon} + r_{\delta}' + [1 + h_{21\varepsilon}^*(j\omega)](R_{\varepsilon} \parallel R_n)}, \quad (4.9)$$

где R_{ε} и R_n – сопротивление в эмиттерной цепи и подключенное параллельно ему сопротивление нагрузки.

Для рассматриваемого случая $R_{\varepsilon} \rightarrow \infty$, а последовательно с R_n включено сопротивление защиты (R_8 или R_9).

При расчете частотных искажений подобных каскадов и определении коэффициента усиления выходного транзистора плеча можно пренебречь тем обстоятельством, что через сопротивление R_n также протекают эмиттерные токи транзисторов VT_1 , VT_3 . Это обусловлено малостью их токов по сравнению с токами транзисторов VT_2 , VT_4 (меньше приблизительно в $20 \div 50$ раз). Так как выходное сопротивление каскадов на транзисторах VT_1 , VT_3 является сопротивлением R_{ε} в уравнении (4.9), то вместо него нужно подставлять

$$R_{\varepsilon} = R_{\text{вых}} \approx \frac{R_{\varepsilon} + r_{\delta}'}{[1 + h_{21\varepsilon 2}^*(j\omega)]}, \quad (4.10)$$

где R_{ε} – сопротивление в цепи базы транзисторов VT_1 и VT_3 ;

$h_{21\varepsilon 2}^*$ – коэффициент передачи базового тока транзисторов VT_1 , VT_3 .

Частотными искажениями транзисторов VT_1 , VT_3 можно пренебречь ввиду их малости. Эти транзисторы обычно бывают средней или малой мощности. Их частотные характеристики значительно лучше, чем частотные

характеристики транзисторов большой мощности. В то же время частотными характеристиками предусилителя на ОУ пренебречь нельзя. Поэтому можно определить коэффициенты усиления трактов ОУ – транзистор VT_2 и ОУ – транзистор VT_4 для соответствующих полупериодов входного напряжения на нижней и высшей частотах. Затем, взяв наихудшие значения, найти глубину ОС, которую необходимо ввести для получения частотных искажений, меньших, чем было задано при предварительной разбивке (см. 2.3). При этом коэффициенты усиления по напряжению каскадов на транзисторах VT_1, VT_3 можно считать равными единице.

Более точные результаты можно получить, если в уравнении (4.9) вместо $h_{21\vartheta}^*$ подставить $h_{21\vartheta 1}^*(j\omega)$, $h_{21\vartheta 2}^*(j\omega)$. Вместо R_2 следует подставить $(R_3 + R_{вых})$, где $R_{вых}$ – выходное сопротивление ОУ. Тогда коэффициент усиления тракта ОУ – усилитель мощности без цепей ОС – равен

$$K(j\omega) \approx K_{y.u}(j\omega) \frac{\left[1 + h_{21\vartheta 2}^* \cdot h_{21\vartheta 1}^*(j\omega)\right] R_H}{R_3 + R_{вых} + \left[1 + h_{21\vartheta 2}^* \cdot h_{21\vartheta 1}^*(j\omega)\right] R_H}. \quad (4.11)$$

Определив $K(j\omega)$ на частотах $f = 0$ и f_g , можно определить глубину ОС, необходимую для получения требуемых частотных характеристик, и выяснить, можно ли при использовании данного транзистора реализовать выходной каскад.

Подставив в уравнение (4.11) то значение коэффициента частотных искажений M_g

$$M_g = \frac{K(0) \cdot \left[1 + K(j\omega_g) \gamma\right]}{\left[1 + K(0) \gamma\right] \cdot K(j\omega_g)}, \quad (4.12)$$

которое при предварительном разбиении отведено на долю выходного каскада ($M_{g\text{вых}} = 1,15$), можно определить, при каком значении γ частотные искажения не превысят заданные. При этом должен иметься определенный запас, позволяющий увеличить глубину ОС $\gamma < 1$, так как частотные свойства транзисторов VT_1, VT_3 не учтены.

Пусть для примера на частоте $\omega = 0$: $K_{y.u}(0) = 10^4$; $h_{21\vartheta 1}^*(0) = 30$; $R_H = 10$ Ом; $h_{21\vartheta 2}^* = 50$; $R_3 + R_{вых} = 3$ кОм. На частоте $\omega_g = 6,28 \cdot 10^4$ $K_{y.u}(\omega_g) = 10^2$.

Частота сопряжения асимптот ЛАЧХ ОУ равна $\omega_{cn} = 6,28 \cdot 10^2$. Предельная частота передачи базового тока выходного транзистора f_h

$2I_{\text{э}} = 10^4$ Гц. Коэффициент частотных искажений $M_{\text{г}} = 1,15$.

Подставив эти значения в уравнение (2.49), получим:

$$K(0) = 10^4 \cdot \frac{(1 + 50 \cdot 30) \cdot 10}{3 \cdot 10^3 + (1 + 50 \cdot 30) \cdot 10} \approx 8334;$$

$$K(w_{\text{г}}) = 10^2 \cdot \frac{(1 + 50 \cdot 30 \cdot 0,7) \cdot 10}{3 \cdot 10^3 + (1 + 50 \cdot 30 \cdot 0,7) \cdot 10} \approx 78.$$

Коэффициент 0,7 во втором выражении появился потому, что $w_{\text{г}}$ и предельная частота передачи базового тока транзистора совпадают. В соответствии с уравнением (2.14) на этой частоте модуль $h_{21\text{э}}^*$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, т.е. становится равным 0,7 своего статического значения.

Подставив $K(0)$, $K(w_{\text{г}})$ в уравнение (2.50), получим:

$$1,15 = \frac{8334 \cdot (1 + 78 \gamma)}{(1 + 8334 \gamma) \cdot 78}.$$

Откуда $\gamma = 0,09$.

Так как $\gamma \ll 1$, то при использовании выбранных транзисторов и ОУ можно получить частотные искажения, меньшие заданных. Следовательно, данный транзистор можно применить в выходном каскаде.

Если окажется, что мощные транзисторы с требуемыми параметрами и данным типом проводимости отсутствуют в номенклатуре, выпускаемой промышленностью, то можно применить "композитивный" транзистор (рис. 4.1, в). Композитивный транзистор состоит из маломощного транзистора VT_1 , имеющего требуемый тип проводимости, и мощного транзистора VT_2 , проводимость которого противоположна проводимости транзистора VT_1 .

Такое плечо по коэффициентам усиления напряжения и тока практически эквивалентно плечу усилителя мощности (рис. 4.1, а) [1, с. 217]. Поэтому при его анализе можно использовать тот же подход и те же уравнения, что и при анализе плеч усилителя мощности (рис. 4.1, а).

Выбрав транзисторы VT_2 , VT_4 и определив параметры компонентов, входящих в их цепи, можно выбрать транзисторы VT_1 , VT_3 .

Последовательность операций при их выборе полностью аналогична рассмотренной. При этом учитывается, что амплитуда тока коллектора у этих транзисторов в $h_{21\text{э}1}^*$ раз меньше амплитуды тока нагрузки. Поэтому неравенство (4.6) для транзисторов VT_1 , VT_3 запишется в виде

$$\frac{I_{k \max m}}{h_{21 \text{ э}2}^*} < I_{k \max} \cdot \quad (4.13)$$

Соответственно и допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе, у них будет в $h_{21 \text{ э}2}^*(j\omega)$ раз меньше, чем у транзисторов VT_2, VT_4 . Для упрощения расчетов сопротивлениями R_6, R_7 в эмиттерных цепях транзисторов VT_1, VT_3 можно пренебрегать и считать, что их эмиттерные токи равны токам баз транзисторов VT_2, VT_4 . Такое допущение не вызывает существенных погрешностей, так как расчет подобных электронных цепей может дать погрешности в 25% и более. Причем $f_{h_{21 \text{ э}}}$ у менее мощных транзисторов обычно значительно больше, чем у мощных. Поэтому обычно удается выбрать тот тип транзистора, который оказывает малое влияние на величину частотных искажений. Если это не так, то в уравнении (4.11) следует подставить соответствующую функцию $h_{21 \text{ э}1}^*(j\omega)$ и произвести оценку, аналогичную вышерассмотренной.

Выбрав все транзисторы и зная коэффициент усиления по напряжению, по току и амплитуде выходного напряжения и тока, можно определить требования, которые предъявляются к предусилителю (к ОУ). Обычно тут требуется оценить амплитуду его выходного напряжения и проверить достаточность ее значения при заданном сопротивлении защиты ОУ R_3 . Для этого следует найти входное сопротивление каждого плеча. При этом можно использовать упрощенные выражения для оценки входного сопротивления эмиттерного повторителя на составных транзисторах.

$$R_{\text{вх}} \approx r'_{\text{б}} + \left[1 + h_{21 \text{ э}2}^* \cdot h_{21 \text{ э}1}^*(j\omega) \right] \cdot R_{\text{н}}. \quad (4.14)$$

Так, в рассматриваемом в качестве примера случае входное сопротивление в диапазоне низких частот равно ($\omega \rightarrow 0$) (считая $r'_{\text{б}}$ у VT_1, VT_3 равным 100 Ом):

$$R_{\text{вх}} \approx 100 + \left[1 + 50 \cdot 30 \right] \cdot 10 = 15110 \text{ Ом}.$$

На частоте ω_8 модуль входного сопротивления равен

$$\left| Z_{\text{вх}} \right| \approx 100 \cdot \left[1 + 50 \cdot 30 \cdot 0,7 \right] \cdot 10 = 10610 \text{ Ом}.$$

Резистор R_3 вместе с входными сопротивлениями плеч составляет делитель напряжения. На базе транзисторов VT_1, VT_3 будет напряжение $U_{\text{вх}}$, равное

$$U_{\text{ex}} = U_{\text{вых ОУ}} \cdot \frac{R_{\text{ex}}}{R_{\text{ex}} + R_3}. \quad (4.15)$$

На частоте ω_6 , строго говоря, нужно рассматривать не R_{ex} , а Z_{ex} и учитывать его комплексный характер. Однако, если Z_{ex} будем рассматривать как R_{ex} с соответствующим номиналом, получим худший вариант. Если при нем выходной каскад обеспечивает получение требуемой амплитуды, то в более легком случае необходимая амплитуда будет получена всегда. Если K_u усилителя мощности, определенный из уравнения (4.9), в которое вместо h_{21}^* подставлено $h_{21}^* \text{ э1}$, $h_{21}^* \text{ э2}$ и учтено, что $R_3 \rightarrow \infty$, а $R_2 = 0$ (для рассматриваемого примера), то

$$K_u(\omega_6) \approx \frac{[1 + h_{21}^* \text{ э2} \cdot h_{21}^* \text{ э1}(j\omega)] R_H}{r'_6 + [1 + h_{21}^* \text{ э2} \cdot h_{21}^* \text{ э1}(j\omega)] R_H} = \frac{[1 + 30 \cdot 50 \cdot 0,7] \cdot 10}{100 + [1 + 30 \cdot 50 \cdot 0,7] \cdot 0,7} = 0,99.$$

Соответственно на базах транзисторов VT_1, VT_3 должна быть амплитуда напряжения

$$U_{\text{ex m}} = \frac{U_{\text{вых m}}}{K_u}. \quad (4.16)$$

В рассматриваемом случае U_{ex} равно

$$U_{\text{ex m}} = \frac{10 \text{ В}}{0,99} = 10,1 \text{ В}.$$

Выходное напряжение ОУ, определенное из уравнения (4.15), будет равно

$$U_{\text{вых m ОУ}} = U_{\text{ex}} \frac{R_3 + R_{\text{ex}}}{R_{\text{ex}}} = 10,1 \cdot \frac{3 \cdot 10^3 + 10610}{10610} \approx 13 \text{ В}.$$

Значит для данного случая можно применить только высоковольтный ОУ, например, 1408УД1.

Если использовать ОУ, имеющий внутреннюю защиту от короткого замыкания, то R_3 можно брать равным нулю. Тогда вместо R_3 в уравнении (4.15) следует подставить $R_{\text{вых ОУ}}$. Пусть оно равно $R_{\text{вых}} = 500 \text{ Ом}$. Тогда

$$U_{\text{вых m ОУ}} = 10,1 \cdot \frac{500 + 10610}{10610} = 10,6 \text{ В}.$$

Такую амплитуду выходного сигнала обеспечивают многие ОУ (на постоянном токе). При выборе конкретного ОУ с помощью уравнения (4.1) следует проверить, обеспечивается ли данная амплитуда на частоте ω_6 . Так, если

$U_{\text{вых ОУ}} = \pm 12\text{В}$, скорость нарастания выходного напряжения $v = 2 \text{ В/мкс}$, то на частоте $f_{\text{с}} = 10^4$ амплитуда выходного напряжения ОУ, определенная исходя из скорости нарастания, равна

$$U'_{\text{вых ОУ}}(w_{\text{с}}) = \frac{2 \cdot 10^6}{10^4} = 200 \text{ В.}$$

Так как $U'_{\text{вых ОУ}} > U_{\text{вых т ОУ}}$, то выбранный ОУ обеспечивает получение требуемой амплитуды с запасом в 1,4 В.

Резисторы R_4 , R_5 и количество диодов VD в каждом плече выбирается из следующих соображений. На базы транзисторов VT_1 , VT_3 следует подать небольшое постоянное напряжение смещения. Оно должно обеспечить открывание транзисторов VT_1 , VT_3 и устранение нелинейных искажений типа ступеньки. Практика показывает, что искажения типа ступеньки у усилительных каскадов, подобных показанному на рис. 4.1, а, полностью исчезают (на осциллограммах) при потребляемых плечами токах в 15 – 20 мА. Следовательно, токи покоя транзисторов VT_1 , VT_3 следует задавать на уровне 0,2 – 1 мА. Пусть токи покоя равны $I_{\text{к0}} = 0,5 \text{ мА}$. По входным характеристикам (рис. 4.1, б) находится напряжение смещения, при котором обеспечивается получение тока $I_{\text{б0}} = I_{\text{к0}} / h_{21 \text{ э}}$. В нашем примере $I_{\text{б0}} = 0,5 / 50 = 0,01 \text{ мА}$. По входной характеристике транзистора (рис. 4.1, б) находим, что для получения тока $I_{\text{б0}} = 10 \text{ мкА}$ необходимо иметь напряжение $U_{\text{бэ}} = 0,6 \text{ В}$. Ток транзистора VT_1 создает на сопротивлении в эмиттерной цепи, равном

$$R_6 \parallel \left[r'_{\text{б}} + (1 + h_{21 \text{ э}}) (r_{\text{э диф}} + R_8) \right] \quad \text{или}$$

$$R_6 \parallel \left[h^*_{11 \text{ э}} + (1 + h_{21 \text{ э}}) R_8 \right],$$

где $h^*_{11 \text{ э}}$ – входное сопротивление транзистора, падение напряжения

$$U = I_{\text{к0}} \left\{ R_6 \parallel \left[(1 + h_{21 \text{ э}}) R_8 + h^*_{11 \text{ э}} \right] \right\}. \quad (4.17)$$

В большинстве случаев вместо уравнения (4.17) можно использовать упрощенное уравнение

$$U \approx I_{\text{к0}} \cdot R_6. \quad (4.18)$$

Так, если $R_6 = 200 \text{ Ом}$ ($R_6 < 250 \text{ Ом}$, см. выше неравенство (2.40)), то при $I_{\text{к0}} = 1 \text{ мА}$ $U \approx 10^{-3} \cdot 200 = 0,2 \text{ В}$. Напряжение смещения транзисторов VT_1 , VT_3

$$U_{см} = U_{бэ} + U. \quad (4.19)$$

В рассматриваемом примере $U_{см} = 0,6 + 0,2 = 0,8$ В.

В качестве диодов $VD_1 - VD_4$ используются маломощные диоды. Ток цепи, обеспечивающий напряжение смещения, обычно выбирается в 5 – 10 раз больше тока базы $I_{б0}$. Эти цифры определяют приближенное значение тока через резисторы R_4, R_5 . Возьмем ток резисторов R_4, R_5 равным 100 мкА. Ориентируясь на это значение тока по справочнику, выберем диод, у которого при данном или близком токе падение напряжения будет равным

$$U_{см} = n \cdot U_{\delta}, \quad (4.20)$$

где n – количество последовательно включенных диодов;

U_{δ} – падение напряжения на диоде.

При этом следует использовать диоды из того же материала, из которого выполнен транзистор, так чтобы $p - n$ переходы диода и транзистора были по возможности идентичными. Используя вольтамперные характеристики, выбираем диоды тех типов, у которых при токах I_{δ} порядка 100 мкА или больших падение напряжения равно 0,4 В. Тогда вводим два диода в плечо, как показано в приведенной схеме. Если имеется один диод, у которого падение напряжения равно $U_{\delta} \approx 0,8$ В, то можно использовать один диод в плече. Здесь возможно варьирование токами в широких пределах. Так, если окажется, что требуемое падение напряжения обеспечивается при токе 120 мкА, то следует выбрать его.

Значение резисторов R_4, R_5 находится из уравнения

$$R = \frac{E - U_{см}}{I_{\delta}}. \quad (4.21)$$

Причем в большинстве случаев резисторы R_4 и R_5 берут одинаковыми. В рассматриваемом случае

$$R_4 \approx R_5 = \frac{15 - 0,8}{1 \cdot 10^{-4}} \approx 142 \text{ кОм.}$$

В большинстве практически встречающихся случаев с целью уменьшения дифференциального сопротивления диодов $VD_1 - VD_4$ ток делителя берут значительно большим и R_4, R_5 выбирают порядка 20 – 40 кОм при $E = 15$ В.

Если плечи выполнены на основе транзисторов, параметры которых существенно различаются, то напряжения смещения для плеч будут различными. Поэтому может оказаться, что в одном плече нужное значение смещения можно получить с помощью одного диода, а в другом – с помощью двух.

При уточнении расчетов следует учесть дифференциальное сопротивление

диодов смещения и суммировать их с сопротивлением R_3 .

Выбрав схему и определив, какие требования предъявляются к параметрам отдельных компонентов, необходимо задать их значения и рассчитать параметры выходного каскада, получаемые при этом.

С целью уменьшения нелинейных искажений коэффициент обратной связи обычно выбирают значительно большим того значения, которое было получено при расчете частотных искажений.

Выходное сопротивление плеча усилителя мощности, аналогичного приведенному на рис. 4.1, а, оценивают приближенно с помощью уравнения

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{\left[\frac{R_3 + R_{\text{вых}} + R_{\partial \partial \text{иф}}}{1 + h_{21 \partial 1}^*(j\omega) \cdot h_{21 \partial 2}^*} + R_9 \right]}{(1 + K(j\omega) \gamma)}, \quad (4.22)$$

где $R_{\text{вых}}$ – выходное сопротивление ОУ;

$R_{\partial \partial \text{иф}}$ – дифференциальное сопротивление диодов, включенных последовательно;

R_9 – сопротивление в цепи эмиттера оконечного транзистора, равно R_7 или R_8 ;

$K(j\omega)$ – коэффициент усиления тракта предусилитель – усилитель мощности.

Следует отметить, что приводимые уравнения в основном являются приближенными. В зависимости от желаемой точности учета отдельных параметров они могут быть усложнены или упрощены. С учебной целью в приведенные уравнения введены отдельные параметры, которые в практике расчетов часто не учитываются ввиду их малого влияния на конечный результат.

В случаях, когда расчеты отдельных плеч значительно сложнее, чем приведенные, следует составить эквивалентную схему каждого плеча для приращений входных сигналов и по ней произвести расчет усилителя мощности.

Для оценки качества спроектированной выходной части иногда определяют коэффициент использования напряжения питания K_E

$$K_E = \frac{U_{\text{вых} \text{ м}}}{E} \quad (4.23)$$

и коэффициент полезного действия выходной части η

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P}, \quad (4.24)$$

где E – напряжение питания;

P – мощность потребления выходной частью от источника питания;

$P_{вых}$ – мощность, отдаваемая в нагрузку, равная $P_{вых} = 1/2 U_{вых\ m} \cdot I_{вых\ m}$.

Обычно можно считать, что $P \approx P_o + P_{вых}$, где P_o – мощность, потребляемая выходной частью в режиме покоя (при нулевом входном сигнале)

$$P_o = E \cdot I_o, \quad (4.25)$$

где I_o – ток покоя.

Если усилитель питается от нескольких источников напряжения, например, двух, то потребляемая мощность находится как сумма мощностей $P_1 \dots P_n$ всех источников. Соответственно

$$P_o = P_{o1} + P_{o2} + \dots P_{on}. \quad (4.26)$$

4.3. Проектирование бестрансформаторных усилителей мощности с дополнительным усилением по напряжению

Если требуется получить амплитуду выходного напряжения большую, чем обеспечивает конкретный ОУ, то на его выходе необходимо установить дополнительный усилительный каскад (каскады), который позволяет получить усиление по напряжению. Он обычно выполняется на основе схем с *ОЭ* или *ОБ*.

Дополнительный усилительный каскад может работать или в режиме *А*, или в режиме *В*. При использовании режима *А* на выходе ОУ целесообразно установить дифференциальный усилительный каскад с несимметричной подачей усиливаемого напряжения (рис. 4.2, а).

Подключение к ОУ дополнительного дифференциального каскада усиления напряжения (а); выходной каскад на транзисторах с *ОЭ*, работающих в режиме *В* (б)

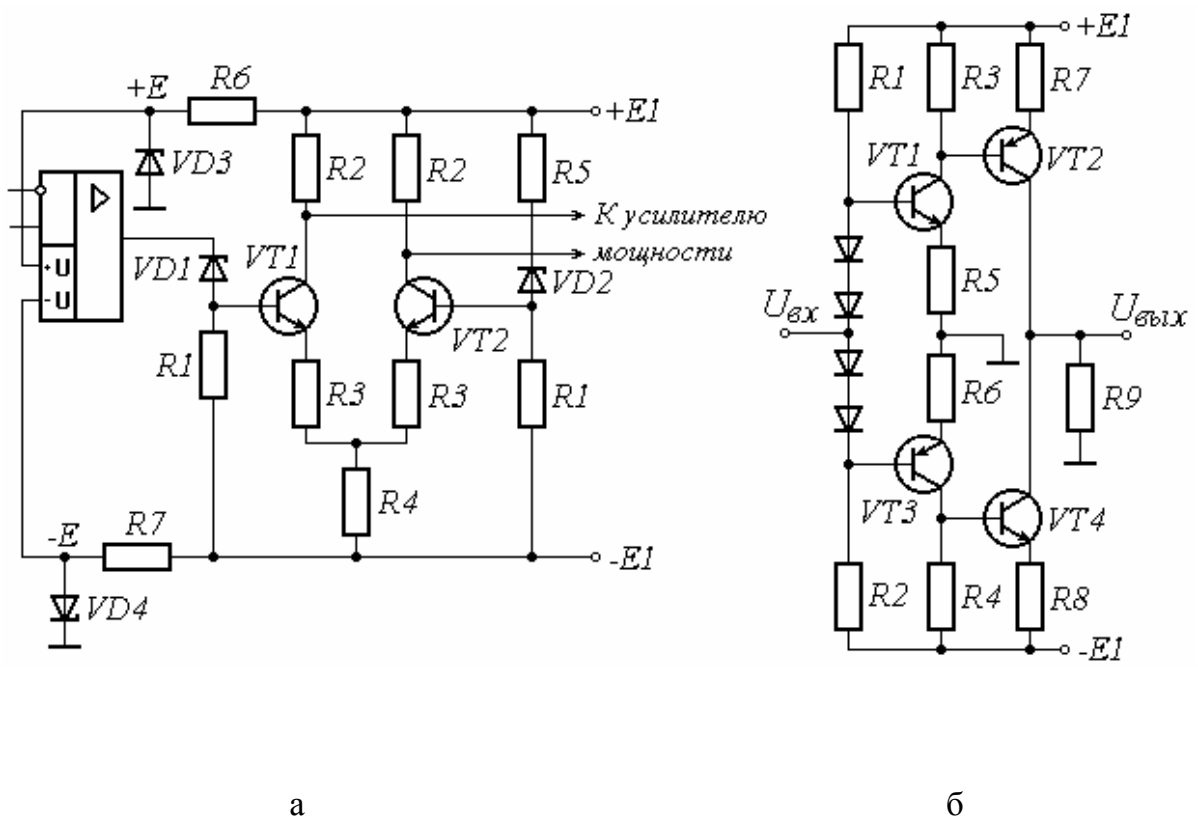


Рис.4.2

В нем стабилитроны VD_1 , VD_2 представляют собой источники постоянного напряжения, значение которого равно напряжению стабилизации диодов. Необходимость их введения обусловлена тем, что чем меньше будет потенциал эмиттеров транзисторов VT_1 , VT_2 , тем большую амплитуду выходного напряжения можно получить при тех же значениях напряжения питания E_1 . Резисторы R_3 необходимы для введения местной ОС и расширения диапазона амплитуд входного сигнала.

Хотя они уменьшают коэффициент усиления каскада по напряжению, это не существенно, так как вполне достаточно получить K_u в несколько единиц. Параметрические стабилизаторы R_6 , VD_3 и R_7 , VD_4 позволяют питать предусилитель, дополнительный каскад и усилитель мощности от одного источника питания с напряжениями $+E_1$, $-E_1$. Напряжения стабилизации стабилитронов VD_3 , VD_4 берутся равными напряжениям питания ОУ. Исходя из этого выбирается их тип. Балластные сопротивления R_6 , R_7 рассчитываются с помощью уравнений

$$R_6 = R_6 = R_7 = \frac{E_1 - U_{cm}}{I_{nom\ max} + I_{cm}}, \quad (4.26)$$

где $I_{nom\ max}$ – максимальный ток, потребляемый ОУ;

I_{cm} – выбранный ток стабилитрона $I_{cm} < I_{cm\ max}$ и $I_{cm} > I_{cm\ min}$;

$I_{cm\ max}$, $I_{cm\ min}$ – максимальный и минимальный токи стабилизации стабилитрона.

При значительных изменениях E_1 и I_{nom} расчет проводится по методикам расчета параметрических стабилитронов. Методика расчета дифференциального каскада хорошо известна. Поэтому ее не рассматриваем. Выходной сигнал на усилитель мощности может сниматься симметрично или несимметрично (с одного коллектора относительно общей шины). При этом принципы построения усилителя мощности аналогичны вышерассмотренным.

Дополнительный каскад усиления напряжения можно выполнить в виде двух плеч на транзисторах разной электропроводности, включен по схеме с *ОЭ* (рис. 4.2, б). Подобный каскад имеет больший КПД по сравнению с каскадом, работающим в режиме *А*. У него лучший коэффициент использования напряжения питания K_E . Однако он имеет большие нелинейные искажения, требует выравнивания коэффициентов усиления плеч. Коэффициент его усиления по напряжению зависит от резистора R_9 . Поэтому низкоомную нагрузку к такому каскаду приходится подключать через усилитель мощности, аналогичный рассмотренному. Из-за больших нелинейных искажений подобные дополнительные каскады нельзя применять без цепей ОС, которые обязательно должны охватывать предусилитель и обеспечивать получение большого петлевого усиления K_U . При этом часто возникают проблемы обеспечения устойчивости и дополнительной частотной коррекции как предусилителя, так и дополнительного усилительного каскада. Если к его выходу подключен усилитель мощности, то цепью ОС целесообразно охватывать весь тракт предусилитель – каскад усиления напряжения – усилитель мощности.

4.4. Проектирование бестрансформаторных усилителей мощности, с повышенным выходным напряжением

В отдельных случаях для дополнительного усиления напряжения используется свойство зависимости тока питания ОУ от сопротивления нагрузки. Так, если ОУ нагрузить на достаточно малое сопротивление, то потребляемый им ток по форме будет полностью повторять входной сигнал. Это свойство есть следствие того, что в выходных цепях ОУ использованы каскады, работающие в режиме *В*. Поэтому, если обеспечить неизменное

напряжение питания ОУ, а изменения тока преобразовать в напряжение с помощью резисторов, то легко получить требуемое дополнительное изменение выходного напряжения ОУ.

В выходном каскаде (рис.4.3) напряжение питания ОУ стабилизировано с помощью транзисторов VT_1, VT_2 . Для этого на их базы подан постоянный потенциал, снимаемый с параметрических стабилизаторов напряжения R_3, VD_1 и R_3, VD_2 . Для изменений тока, потребляемого ОУ, транзисторы VT_1, VT_2 оказываются включенными в схему с *ОБ*. Поэтому изменения токов коллектора и эмиттера равны. Изменение тока, потребляемого ОУ, создает на резисторе R_4 падение напряжения, повторяющее входной сигнал. Для увеличения этого тока обычно используют ОУ с повышенной мощностью выхода и в выходную цепь включают нагрузку с сопротивлением, меньшим того минимального значения, которое указано в технических условиях. Так, в микросхемах, в которых R_n дают не менее 2 кОм, что гарантирует получение $U_{вых}$ порядка 10 – 12 В, его значение берут порядка нескольких сотен Ом. При этом амплитуда выходного напряжения будет значительно меньше указанной в техническом условии, но зато потребляемый ОУ ток точно повторяет входной сигнал. Причем 70 – 80 % потребляемого тока протекает через R_n .

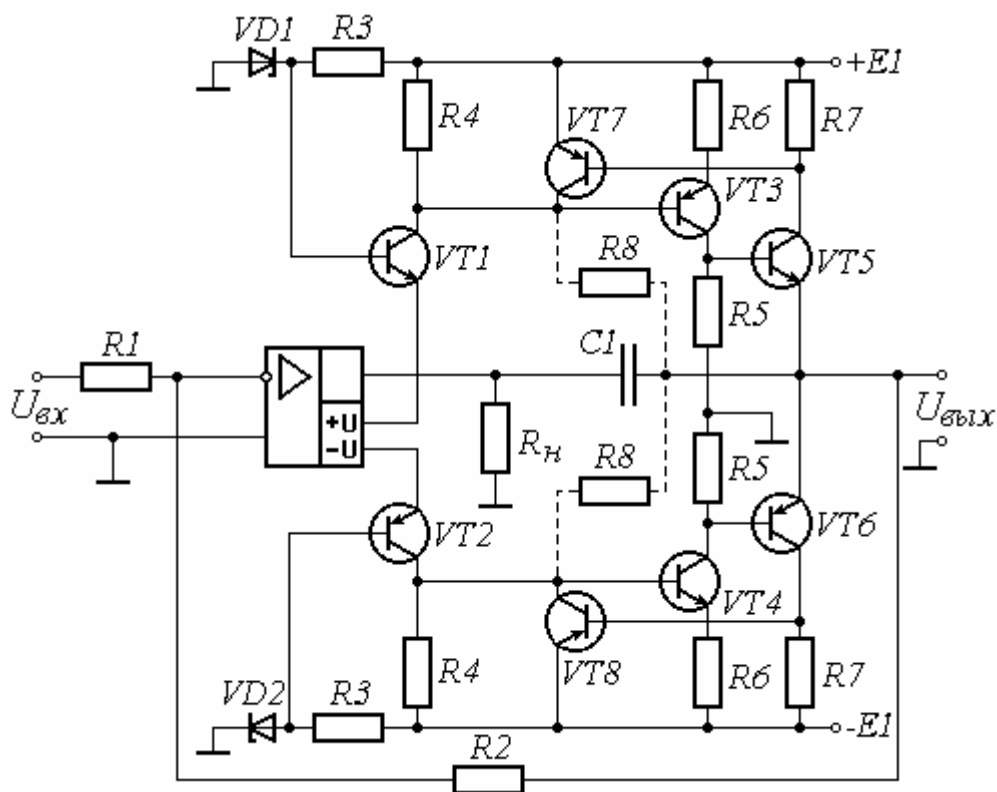


Рис.4.3

Так, например, у микросхемы 153УД2 потребляемый ток 1,5 – 2,5 мА при отсутствии нагрузки. Причем он мало меняется в зависимости от уровня входного сигнала. При подключении R_n , при которой ток ОУ увеличивается до 10 мА, около 8 мА протекает через R_n . Причем при изменении входного сигнала изменение тока повторяет его. Так, при $U_{ex} = 0$ ток ОУ 1,5 – 2,5 мА. Следовательно, на резисторах R_n будут присутствовать полуволны напряжения, амплитуда которых U_1

$$U_1 = \Delta I_{ном} \cdot R_4.$$

Соответствующая полуволна напряжения усиливается транзистором VT_3 и VT_4 , включенным в схему с ОЭ. Коэффициент их усиления определяется из уравнения [1, с. 164]

$$K_u = - \frac{h^*_{21э}(j\omega) \cdot R_k \parallel R_n}{R_z + R_{ex}}. \quad (4.27)$$

В данном случае роль R_k играют резисторы R_5 , а R_n – входное сопротивление транзисторов VT_5 , VT_6 с подключенным к их выходу сопротивлением нагрузки.

Мощные транзисторы VT_5 , VT_6 обеспечивают получение в нагрузке требуемого значения тока и уменьшают влияние ее подключения на коэффициент усиления усилителя.

Транзисторы VT_7 , VT_8 выполняют функции защиты усилителя мощности от перегрузок. Как только падение напряжения на резисторах R_7 превысит значение порогового напряжения этих транзисторов, они открываются и шунтируют цепь источника входного сигнала. Происходит ограничение тока транзисторов VT_5 , VT_6 на том уровне, при которых VT_7 , VT_8 открылись.

Порядок электрического расчета подобного выходного каскада (не касаясь вопросов выбора транзисторов и других ранее рассмотренных обстоятельств) разберем на примере оценки параметров компонентов верхнего плеча (VT_1 , VT_3 , VT_5).

Пусть требуется получить амплитуду выходного напряжения 30 В при сопротивлении нагрузки 100 Ом. Амплитуда тока нагрузки 0,3 А. Пусть $h^*_{21э}$ у транзистора VT_5 равно $h^*_{21э5} = 50$, а $r'_{б} = 20$ Ом, тогда R_{ex} транзистора VT_5 $R_{ex} \approx r'_{б} + (1 + h^*_{21э})$, $R_n = 20 + (1 + 50) \cdot 100 \approx 5$ кОм. Так как VT_5

работает в режиме B , то резистор R_5 в цепи базы VT_5 выбираем исходя из условия (2.40). Если у VT_5 $U_{бэ\text{ пор}} = 0,6$ В, а $I_{кбо\text{ max}} = 1$ мА, то $R_5 \leq 0,6 / 1 \cdot 10^{-3} = 600$ Ом. Будем считать, что $R_5 \approx 600$ Ом. Эквивалентное сопротивление в цепи коллектора транзистора VT_3 равно

$$R_3 = R_5 \parallel R_6 = 600 \parallel 5 \cdot 10^3 = 535 \text{ Ом.}$$

Ток транзистора VT_3 на этом сопротивлении должен создать падение напряжения $U_{кз} = U_{вых} \cdot K_{u5}$, где K_{u5} – коэффициент передачи эмиттерного повторителя $U_{кз}$. Возьмем $U_{кз}$ с запасом $U_{кз} = 32$ В. Тогда амплитуда переменной составляющей тока коллектора, протекающего через R_3 , равна $I_{кз} = 32 / 535 = 0,057$ А $\approx 0,06$ А.

При максимальном токе коллектора падение напряжения $U_{кз}$ следует брать порядка 1,5 – 2 В, что существенно больше $U_{кэ\text{ нас}}$. При этом транзистор VT_3 будет работать в активном режиме со сравнительно небольшими нелинейными искажениями. Следовательно, для транзистора VT_3 можно записать уравнение

$$E_1 = 32 \text{ В} + 2 \text{ В} + I_{кз} \cdot R_6.$$

Ориентировочное значение коэффициента усиления каскада с $ОЭ$ на VT_3 можно оценить с помощью выражения $K_u \approx R_3 / R_6$. Если $ОУ$ имеет выходное напряжение $U_{вых} = 10$ В, то для получения требуемой амплитуды требуется $K_u \approx 3,5$. Возьмем K_u транзистора VT_3 с некоторым запасом $K_u = 10$. Тогда $R_6 \approx R_3 / 10 = 535 / 10 = 53$ Ом. Округлим полученный результат до значения, взятого из ряда нормальных значений $R_6 = 51$ Ом. Тогда напряжение питания $E_1 = 32 + 2 + 0,06 \cdot 51 = 37$ В.

Входной сигнал, снимаемый с резистора R_4 , должен быть равен $U_4 = 32 \text{ В} / 10 = 3,2$ В. Если изменение тока $ОУ$ при наличии входного сигнала составляет 8 мА, то

$$R_4 = \frac{U_4}{8 \cdot 10^{-3}} = \frac{3,2}{8 \cdot 10^{-3}} = 400 \text{ Ом.}$$

Резистор R_7 определяем исходя из значения тока, уровня, на котором необходимо ограничить выходной сигнал и порогового напряжения транзисторов VT_7, VT_8 . Пусть $U_{бэ\text{ пор}}$ равно 0,5 В, а $I_{к\text{ max}5} = 0,5$ А. Тогда $R_7 = 0,5 \text{ В} / 0,5 \text{ А} = 1$ Ом.

Таким образом, примерный расчет позволил получить значения параметров всех компонентов. Затем их следует округлить до ближайших

стандартных значений и определить все интересующие параметры выходного каскада.

При возникновении сложностей с обеспечением устойчивости при общей ОС, введенной с помощью резисторов R_1 и R_2 , могут быть введены дополнительные местные отрицательные ОС (резисторы R_8).

Конденсатор C_1 обычно вводят с целью частотной коррекции. Его берут порядка десятков – сотен пикофард.

При наличии на выходе усилителя разделительного конденсатора он вносит частотные искажения в области низких частот. Их значения оценивают с помощью уравнения (2.4).

4.5. Проектирование выходной части усилителей с большим выходным сопротивлением

Высокое выходное сопротивление выходной части получают за счет использования в выходных цепях каскадов с высокими выходными сопротивлениями (схемы с *ОБ* и с *ОЭ*), или за счет введения цепи ОС, снимаемой по току.

При малом сопротивлении нагрузки R_n и мощном выходном каскаде, обеспечивающем получение нужных значений электрического тока и напряжения, в цепи питания могут появиться колебания постоянного напряжения.

Причиной этого является конечное значение выходного сопротивления реального источника питания. Если бы источник питания был идеальным и имел нулевое входное сопротивление, то напряжение в цепи питания не зависело бы от значений электрического тока нагрузки. У реального источника напряжения питания выходное сопротивление отличается от нулевого. Кроме того, к нему добавляется собственное сопротивление проводников и печатных линий, с помощью которых напряжение питания подводится к выводам мощных выходных транзисторов. Поэтому в цепи питания появляется переменное напряжение или импульсы, коррелированные с усиливаемым сигналом. Величина их зависит от потребляемого тока, суммарного внутреннего сопротивления источника питания и подводящих проводников.

Это явление относится к числу нежелательных в связи с тем, что колебания в цепи питания синхронные с входным сигналом и могут привести к появлению положительной обратной связи и самовозбуждению усилителя.

Для устранения положительной обратной связи по цепи питания первые каскады или микросхемы питаются дополнительно стабилизированным напряжением или в цепь питания вводится фильтр низких частот, сглаживающий колебания напряжения питания. Этот фильтр на техническом жаргоне называют развязкой.

Дополнительная стабилизация напряжения питания обычно осуществляется с помощью параметрического стабилизатора напряжения VD_1, R_1 и VD_2, R_2 на рис. 4.4. Напряжение положительной полярности стабилизируется с помощью стабилитрона VD_1 , и отрицательной – стабилитрона VD_2 .

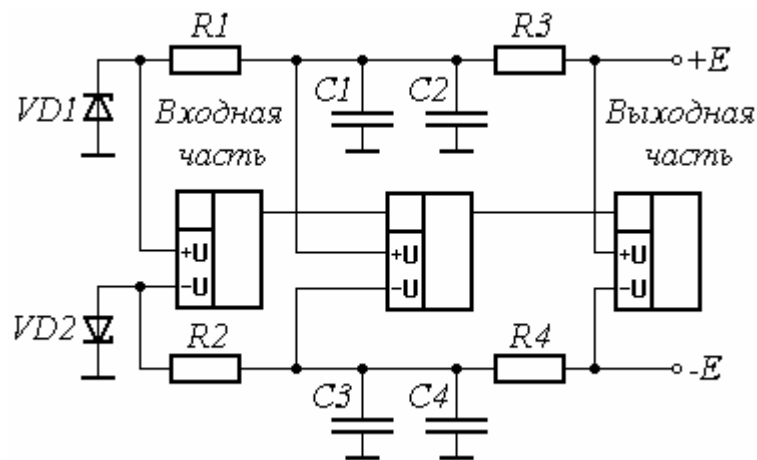


Рис.4.4

Номинал резистора R_1 выбирается таким, чтобы выполнялись неравенства:

$$(U_1 - U_{ст}) > (I_{микр\ max} + I_{ст\ min}) R_1 ;$$

$$(U_1 - U_{ст}) < (I_{микр\ min} + I_{ст\ max}) R_1 ,$$

где U_1 – напряжение питания, к которому подключен резистор R_1 ;

$U_{ст}$ – напряжение стабилизации стабилитрона;

$I_{ст\ min}, I_{ст\ max}$ – минимальный и максимальный токи стабилизации стабилитрона;

$I_{микр\ max}, I_{микр\ min}$ – минимальный и максимальный токи, потребляемые микросхемой.

Аналогично выбираются параметры резистора R_2 .

Фильтры низких частот обычно представляют собой RC цепи интегрирующего типа R_1, C_1, C_2 и R_4, C_3, C_4 (рис.4.4). Причем один из конденсаторов фильтров низких частот, например C_1, C_3 берется

электролитическим емкостью несколько десятков – несколько тысяч микрофард, а другой C_2 , C_4 – керамическим, емкостью в десятые – сотые доли микрофарды. Это необходимо потому, что электролитические конденсаторы имеют сравнительно низкую резонансную частоту. Выше ее конденсатор перестает выполнять свою функцию и его сопротивление имеет индуктивный характер и увеличивается по мере увеличения частоты. В полосе частот, где электролитический конденсатор имеет сопротивление индуктивного характера, малое сопротивление для переменного тока обеспечивается за счет керамического конденсатора фильтра (C_2 – в одном фильтре, C_4 – в другом). Хотя значения емкостей C_2 и C_4 невелики, их емкостное сопротивление имеет достаточно малое значение в широкой полосе частот в диапазоне за резонансной частотой электролитического конденсатора. Благодаря этому процесс сглаживания пульсаций, характерный для интегрирующей RC цепи, осуществляется во всей полосе частот, где возможно возникновение самовозбуждения за счет положительной обратной связи по цепи питания.

Первые две микросхемы на рис. 4.4 благодаря фильтрам низких частот ”развязаны” по переменному току от остальных микросхем и выходной части.

На рис. 4.5, а приведена схема усилителя, который при выполнении определенных условий имеет большое выходное сопротивление.

Выходной каскад с высоким выходным сопротивлением за счет положительной ОС, снимаемой по току (а), и выходной каскад с токовыми зеркалами (б)

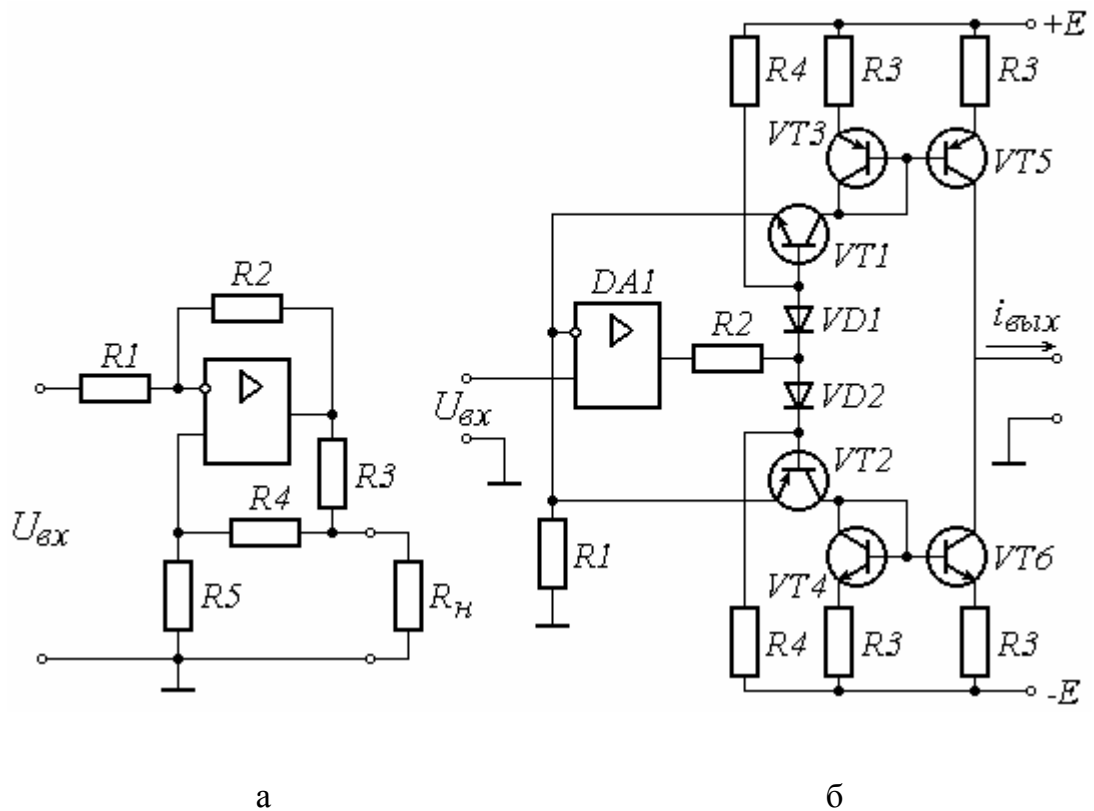


Рис.4.5

Идея его работы заключается в следующем. Если $R_H = 0$, то положительная ОС отсутствует и ток в выходной цепи равен

$$I_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}} \cdot K(j\omega) \cdot \frac{1}{R_3}, \quad (4.28)$$

где $K(j\omega)$ – коэффициент усиления ОУ при подаче напряжения на инвертирующий вход (см. уравнение (2.7)).

При идеализированном ОУ

$$I_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{R_3}. \quad (4.29)$$

Для того чтобы при $R_H \neq 0$ ток оставался неизменным и равным $I_{\text{вых}}$, необходимо, чтобы выходное напряжение ОУ увеличилось на значение $I_{\text{вых}} \cdot R_H$. Это будет справедливо и тогда, когда $R_H \rightarrow \infty$. В этом случае $U_{\text{вых}} \rightarrow \infty$. Так как цепь положительной ОС (резисторы R_3, R_4, R_5) имеет коэффициент ОС γ , равный

$$\gamma^+ = \frac{R_5}{R_3 + R_4 + R_5}, \quad (4.30)$$

то на неинвертирующем входе ОУ будет сигнал

$$U_{вх н} = U_{вых} \cdot \frac{R_5}{R_3 + R_4 + R_5}. \quad (4.31)$$

Коэффициент усиления напряжения, поданного на неинвертирующий вход, равен

$$K'(j\omega) = \frac{K_{y.u}(j\omega)}{1 + K_{y.u}(j\omega) \gamma^-}, \quad (4.32)$$

где $\gamma^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$.

Следовательно, для получения бесконечно большого выходного напряжения необходимо, чтобы

$$U_{вых} = K'(j\omega) \cdot U_{вх н} = U_{вых} \cdot K'(j\omega) \cdot \frac{R_5}{R_3 + R_4 + R_5}$$

или

$$K'(j\omega) \cdot \frac{R_5}{R_3 + R_4 + R_5} = 1. \quad (4.33)$$

При идеализированном ОУ, когда $K'(j\omega) = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$, уравнение

(4.32) примет вид

$$\frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_5}{R_3 + R_4 + R_5} = 1. \quad (4.34)$$

или $R_2 \cdot R_5 = R_1 (R_3 + R_4)$.

Условие (4.34) обычно закладывают как основное при проектировании подобных выходных каскадов. При его выполнении и идеализированном ОУ ток нагрузки не зависит от его сопротивления R_n и находится из уравнения (4.28).

При необходимости оценки частотных погрешностей выходного каскада следует учесть, что в общем случае выходной ток равен

$$I_{вых}(j\omega) = -U_{вх} \frac{R_2}{R_1 R_n} \frac{1}{\left[1 + (R_1 + R_2)/K(j\omega) R_1\right]} \frac{(R_4 + R_5) \parallel R_n}{R_3 + (R_4 + R_5) \parallel R_n} + \\ + I_{вых}(j\omega) R_n \frac{R_5}{R_4 + R_5} K'(j\omega),$$

или

$$I_{\text{вых}}(j\omega) = -U_{\text{ex}} \frac{R_2}{R_1 R_H} \frac{1}{\left[1 + (R_1 + R_2)/K(j\omega)R_1\right]} * \\ * \frac{(R_4 + R_5) \parallel R_H}{R_3 + (R_4 + R_5) \parallel R_H} / \left(1 - R_H \frac{R_5}{R_4 + R_5} K'(j\omega)\right), \quad (4.35)$$

Используя уравнение (4.35), можно оценить частотную погрешность выходного каскада и найти коэффициент частотных искажений и его погрешности.

Недостатки данного выходного каскада: изменение фазового сдвига при изменениях в широких пределах сопротивления нагрузки; погрешности, обусловленные наличием синфазного сигнала, которые существенно повышаются в диапазоне высоких частот.

Выходной каскад (рис. 4.5, б) выполнен высокоомным за счет естественных свойств транзисторов, включенных по схеме с ОЭ. Поэтому выходное сопротивление плеча на постоянном токе

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{1}{h_{22 \text{ э}}^*} + \left(1 + h_{21 \text{ э}}^*\right) R_3. \quad (4.36)$$

Транзисторы VT_3 , VT_5 и VT_4 , VT_6 берутся идентичными. Влияние разброса их параметров устраняется путем включения в эмиттерные цепи сопротивлений одинаковых номиналов (R_3). При подаче одной полуволны входного напряжения работает одно плечо, например, транзисторы VT_1 , VT_3 , VT_5 . Во время действия другой полуволны открыты транзисторы VT_2 , VT_4 , VT_6 .

Коэффициент передачи каскада можно найти сравнительно просто, если учесть, что сопротивление открытого эмиттерного перехода одного из транзисторов VT_1 , VT_2 достаточно мало. Тогда можно считать, что между входами ОУ действует разность потенциалов ΔU

$$\Delta U(j\omega) = \frac{U_{\text{ex}}}{K_{y.u}(j\omega)}. \quad (4.37)$$

Ток эмиттеров транзисторов VT_1 , VT_2 равен

$$I_{\text{э}} = \frac{U_{\text{ex}} \left[1 - \frac{1}{K_{y.u}(j\omega)}\right]}{R_1}. \quad (4.38)$$

Ток коллекторов транзисторов VT_1 , VT_2

$$I_{\kappa} \cdot \left(1 + \frac{1}{h_{21\vartheta}^*(j\omega)} \right) = I_{\vartheta}. \quad (4.39)$$

Токи коллекторов VT_1, VT_2 есть входные токи для токовых зеркал VT_3, VT_5 и VT_4, VT_6 . Их коэффициент передачи тока [1, с. 192] равен

$$\frac{I_{\text{вых}}}{I_{\kappa}} = \frac{h_{21\vartheta}^*(j\omega)}{h_{21\vartheta}^*(j\omega) + 2}. \quad (4.40)$$

Подставив в уравнение (4.38) уравнения (4.39) и (4.40), получим:

$$I_{\text{вых}} = U_{\text{ex}} \left[1 - \frac{1}{K_{y.u}(j\omega)} \right] \frac{1}{R_1} \frac{h_{21\vartheta 2}^*(j\omega)}{\left(1 + \frac{1}{h_{21\vartheta 1}^*(j\omega)} \right) (h_{21\vartheta 2}^*(j\omega) + 2)}, \quad (4.41)$$

где $h_{21\vartheta 1}^*$ – коэффициент передачи тока базы транзисторов VT_1, VT_2 ;

$h_{21\vartheta 2}^*$ – коэффициент передачи тока базы идентичных пар транзисторов VT_3, VT_5 и VT_4, VT_6 .

С помощью уравнения (4.41) можно оценить частотные погрешности каскада.

При приближенных расчетах для идеализированного ОУ можно использовать уравнение

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{ex}}}{R_1}. \quad (4.42)$$

Резисторы R_4 и диоды VD_1, VD_2 предназначены для устранения искажений типа ступеньки. Подход к их расчету рассмотрен выше.

Резисторы R_3 обычно выбирают прецизионными и используют номиналы в сотни Ом – десятки килоом.

Расчет выходных каскадов всех типов обычно заканчивают определением площади радиаторов, на которых устанавливают транзисторы (в мощных выходных каскадах, при выходной мощности большей 0,2 – 0,5 Вт). Размеры радиаторов зависят от мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора ($P_{\kappa} \approx (1 - \eta) P$, где P – потребляемая транзистором мощность, η – КПД каскада) и допустимой для него температуры $p - n$ перехода. В установившемся тепловом режиме для транзистора мощность, рассеиваемая на коллекторе P_{κ} , температура коллекторного перехода транзистора T_n и окружающей среды T_c и тепловое сопротивление переход – среда $R_{т. n-c}$ связаны между собой уравнением

$$R_{T. n-c} = \frac{T_n - T_c}{P_k}, \quad ^\circ\text{C}/\text{Вт}.$$

Из технических условий на транзистор, использованный в выходном каскаде, обычно бывает известно тепловое сопротивление переход – корпус $R_{T. n-k}$ $^\circ\text{C}/\text{Вт}$. Если $R_{T. n-c}$ больше, чем $R_{T. n-k}$, то для нормальной работы транзистора необходимо устанавливать теплоотвод (радиатор). При использовании теплоотвода появляется дополнительное тепловое сопротивление между корпусом транзистора и радиатором $R_{T. k-p}$, значение которого порядка $0,3 \div 0,5$ $^\circ\text{C}/\text{Вт}$.

Приближенный расчет площади поверхности радиатора можно выполнить с помощью уравнения

$$S(\text{см}^2) \approx \frac{1000}{R_T \cdot \sigma_T}, \quad (4.43)$$

где $R_T = (R_{T. n-k} + R_{T. k-p})$, $\sigma_T \approx 1,5 \cdot 10^{-3}$ $[\text{Вт}/\text{см}^2 \cdot ^\circ\text{C}]$.

Методики расчета площадей поверхности радиатора имеются в многочисленной литературе. Поэтому этот вид расчета в настоящей работе специально на рассматривается.

При проектировании выходного каскада определяют коэффициент усиления, изменение его в диапазоне частот, входное и выходное сопротивления и их изменения, максимальные амплитуды напряжения и тока, мощность, отдаваемую в нагрузку, КПД, мощность, рассеиваемую в коллекторных цепях мощных транзисторов и пр.

4.6. Проектирование промежуточной части

Проектирование промежуточной части выполняется исходя из условий получения требуемого коэффициента усиления усилителя K_y :

$$K_{\text{пром}} = \frac{K_y}{K_{\text{вх}} \cdot K_{\text{вых}}}, \quad (4.44)$$

где $K_{\text{вх}}$, $K_{\text{вых}}$, $K_{\text{пром}}$ – коэффициенты усиления входной, выходной и промежуточной частей.

При этом учитываются: допустимые изменения его коэффициента усиления, частотные искажения в области низких $M_{н. пром}$ и высоких $M_{в. пром}$ частот, амплитуда требуемого выходного напряжения и тока, допустимое сопротивление нагрузки для входной части.

Коэффициенты частотных искажений обычно известны, так как их значения задаются при предварительной разбивке искажений по частям усилителя (см. 2.3). Амплитуда выходного напряжения определяется исходя из уже известных параметров выходного каскада:

$$U_{\text{вых. пром}} = \frac{U_{\text{вых}}}{K_{\text{вых}}},$$

где $U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение усилителя.

Амплитуда выходного тока или значение входного сопротивления выходного каскада после расчетов выходной части обычно также известны.

Если в выходной части в качестве предусилителя использован ОУ, то выходная мощность у промежуточной части оказывается малой и вопросов согласования промежуточной и выходной частей обычно не возникает.

Усилительные каскады, как правило, не согласовывают между собой по максимуму отдаваемой мощности. Их выполняют так, чтобы входное сопротивление последующего каскада было во много раз больше выходного сопротивления предыдущего, так чтобы последующий каскад оказывал минимальное влияние на параметры предыдущего. Согласование сопротивлений по мощности выполняется только иногда. В основном согласовывают сопротивление нагрузки с выходным сопротивлением выходного каскада при необходимости получить максимальное усиление по мощности. Поэтому входное сопротивление промежуточной части берется во много раз большим выходного сопротивления входной части и большим, чем допустимое сопротивление нагрузки для него.

Составление схемы и расчет параметров компонентов промежуточной части не имеет характерных особенностей. От расчета, например, входной части он обычно отличается только тем, что не приходится принимать специальных мер по обеспечению требуемого входного сопротивления.

Вопрос о необходимости установки между микросхемами разделительных RC цепей (в случае усилителя переменного напряжения) и их месте решается в конкретной схеме по – разному. Обычно качественно оценивается, какое значение будет иметь сумма напряжения смещения нуля группы последовательно соединенных микросхем (на их выходе) и максимальной амплитуды усиливаемого сигнала. Если этот уровень будет таков, что следующая микросхема может попасть в режим ограничения по какой-либо полярности при усилении этого сигнала, то перед ней следует установить разделительную RC цепь.

4.7. Оценка расчетных параметров спроектированного измерительного усилителя

После расчета промежуточной части, которая может содержать несколько микросхем, нужно оценить расчетные параметры спроектированного измерительного усилителя и убедиться, что каждый из заданных в техническом условии параметров обеспечивается.

В случае, если это не так, все расчеты приходится повторять заново с измененными параметрами соответствующих частей или компонентов.

Расчет усилителя заканчивается определением требований к источнику его питания. Для этого определяются:

- 1) мощность, потребляемая усилителем;
- 2) напряжения, необходимые для питания отдельных частей усилителя;
- 3) токи, которые должны давать источники отдельных напряжений.

Значения допустимых нестабильностей отдельных напряжений питания обычно задаются исходя из конкретных условий. Как правило, если дело не касается каких-либо точных цепей, допустимы изменения напряжения питания в несколько процентов.

Пульсации напряжений питания обычно задают на уровне нескольких милливольт. Как правило, у усилителей с большими коэффициентами усиления пульсации напряжения питания входной части, а иногда и промежуточной стремятся получить минимальными (не более $2 \div 5$ мВ). Пульсации напряжения питающего оконечный канал усилителя мощности можно брать значительно большими (до нескольких десятков – сотен милливольт).

С целью устранения паразитных связей между микросхемами и каскадами, которые могут возникнуть за счет проникновения сигнала по цепям питания, выходные динамические сопротивления источников напряжений должны быть малыми. В цепях питания усилителя приходится предусматривать специальные фильтры или ставить параметрические стабилизаторы. Так, входная часть усилителя с большим коэффициентом усиления обычно подключается к цепи питания через фильтр низких частот или параметрический стабилизатор. В этом случае колебания напряжения питания, вызванные изменениями тока усилителя мощности, не оказывают влияние на выходной сигнал входной части. Аналогично часто развязывают по цепи питания вторую после входной микросхему.

Так, на рис. 4.4 напряжение питания входной части стабилизировано с помощью параметрических стабилизаторов напряжения R_1, VD_1 и R_2, VD_2 . Напряжение питания промежуточной части ”развязано” от напряжения питания выходной части с помощью фильтров низкой частоты R_3, C_1, C_2 и R_4, C_3, C_4 . Резисторы R_3, R_4 обычно берут небольшими – сотни Ом – несколько килоом. Большую постоянную времени цепи получают за счет использования конденсаторов C_1, C_3 большой емкости (десятки – тысячи микрофарад). Так как у таких конденсаторов низкая резонансная частота, параллельно ставят высокочастотные конденсаторы C_2, C_4 , имеющие емкость десятые–сотые доли микрофарады. Тем самым устраняется связь между частями усилителя и в области высоких частот. Эти развязки являются также эффективным средством для устранения самовозбуждений усилителя, возникающих из-за наличия паразитной ОС, сигнал которой проходит по цепи питания.

В ряде случаев, когда имеется ОС, охватывающая ряд микросхем, необходимо проверить устойчивость. Если усилитель состоит из функционально устойчивых электронных узлов, например, ОУ с резистивными местными обратными связями, и нет цепей общих ОС, то анализ устойчивости можно не проводить.

Исследование устойчивости целесообразно проводить с помощью логарифмических амплитудных и фазовых частотных характеристик. С общим подходом к его проведению можно ознакомиться по многочисленной литературе, например, [1, § 49, с. 280].

При рассмотрении устойчивости ОУ многих типов приходится учитывать, что на их ЛАЧХ имеется участок с наклоном 40 дБ/дек. Для них следует рассматривать следующую функцию преобразования:

$$K(j\omega) = \frac{K_{y.u.}}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)}, \quad (4.45)$$

$$\text{где } \tau_1 = \frac{1}{\omega_{cn.1}}; \quad \tau_2 = \frac{1}{\omega_{cn.2}};$$

$\omega_{cn.1}$ – частота сопряжения асимптот, имеющих наклон 0 и 20 дБ/дек;

$\omega_{cn.2}$ – частота сопряжения асимптот, имеющих наклон 20 и 40 дБ/дек.

С целью обеспечения лучшей устойчивости при проектировании усилителя не рекомендуется использовать больше двух последовательно включенных микросхем с подачей напряжения на инвертирующий вход.

Каждую такую пару рекомендуется разделить усилителем, в котором сигнал подается на неинвертирующий вход ОУ. Благодаря такому подходу удается устранить паразитную ОС, иногда вызывающую потерю устойчивости.

4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПОСТОЯННЫЙ

В качестве измерительных преобразователей переменного тока в постоянный (ИПН) в ЭВ используются пассивные и активные преобразователи средневыпрямленных значений (ПСЗ), амплитудные выпрямители, а также преобразователи переменного напряжения в постоянные по уровню среднеквадратического значения (ПСКЗ).

В данном учебном пособии рассматриваются лишь некоторые ИПН, наиболее часто применяемые в ЭВ. Достаточно полно эти вопросы изложены в [2, 7].

4.1. Расчет пассивных преобразователей средневыпрямленных значений.

В ЭВ для измерения напряжений синусоидальной формы используются пассивные ПСЗ, которые включаются в цепь ООС усилителя, что позволяет значительно уменьшить влияние нелинейности и нестабильности характеристик диодов на работу схемы, стабилизировать коэффициент передачи схемы и линеаризовать ее амплитудную характеристику.

Показания ЭВ будут пропорциональны средневыпрямленному значению напряжения. Шкалы же большинства ЭВ градуируются в среднеквадратических (действующих) значениях.

Схема пассивного ПСЗ, выполненного по двухполупериодной мостовой схеме, включенной в цепь ООС операционного усилителя, имеет вид (рис.4.1).

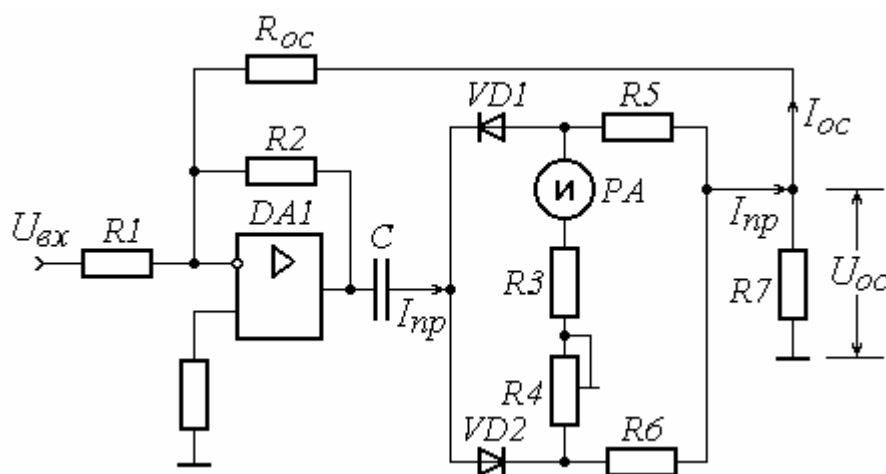


Рис.4.1

Расчет выпрямительной схемы необходимо начинать с выбора выходного измерительного прибора РА. В ЭВ применяются

высокочувствительные магнитоэлектрические микроамперметры типа М265, М906 и т.п. класса точности 0,5 и 1,0, с током полного отклонения I_u и внутренним сопротивлением R_u . Рамка магнитоэлектрического микроамперметра этого типа наматывается, как правило, медным проводом. Поэтому R_u значительно зависит от температуры окружающей среды. Для уменьшения этого влияния на дополнительную погрешность микроамперметра, включенного по схеме вольтметра, последовательно с ним включается высокостабильное добавочное сопротивление $R_d = R_3 + R_4 = (5 \div 10) R_u$.

Выпрямительная схема может быть нагрузкой выходного каскада усилителя, выполненного на транзисторах или на ОУ. Поэтому значение прямого тока диода выбирается исходя из допустимых значений выходных токов для транзисторов - $I_{np} \leq I_{вых} = I_{kmax}$, для ОУ - $I_{np} \leq I_{вых ОУ}$. В зависимости от этих условий и заданного диапазона частот напряжений, измеряемых ЭВ, выбирается тип диода. В большинстве ЭВ в качестве выпрямителей используются универсальные диоды.

Как уже отмечалось в п. 2.2, у значительной части микросхем ОУ амплитуда выходного напряжения $U_{вых ОУ}$ при минимальном сопротивлении нагрузки $R_n = R_{вых ОУ} \approx 2$ кОм не превышает 10 - 12 В. Следовательно, $I_{вых ОУ}$ составляет при этом 5 - 6 мА и прямой ток диода I_{np} не должен превышать этих значений.

По вольтамперной характеристике для выбранного I_{np} определяются U_{np} и R_{np} . Таким образом, исходными данными для расчета выпрямительной схемы (см. рис. 4.1) являются R_n , I_u , R_d , I_{np} , U_{np} , R_{np} , $U_{вых y}$ ($R_{вых y}$).

Пример. Необходимо определить параметры выпрямительной мостовой схемы ЭВ, приведенной на рис. 3.1. Диапазон частот ЭВ от 20 Гц до 10 кГц. Усилитель ЭВ выполнен на ОУ.

Выберем измерительный прибор РА типа М265 с током полного отклонения $I_u = 100$ мкА и внутренним сопротивлением $R_u = 900$ Ом. Исходя из условия $R_d = (5 \div 10) R_u$, зададимся $R_d = 9,1$ кОм, где $R_d = R_3 + R_4$.

Поскольку усилитель ЭВ должен быть выполнен на ОУ и работать в полосе частот 20 Гц - 10 кГц, из справочника выбираем микросхему КР574УД1. Ее параметры: $R_n = 2$ кОм, $U_{вых ОУ} = 10$ В, $f_l = 10$ МГц, $I_{вых} = 5$ мА.

Примем $I_{вых ОУ} = I_{np} = 1$ мА. По справочнику выбираем универсальные диоды типа ДЗ11. По вольтамперной характеристике диода при $I_{np} = 1$ мА находим $U_{np} = 0,05$ В и $R_{np} = 50$ Ом.

Эквивалентная схема детекторной цепи изображена на рис. 4.2 (сопротивлением емкости C_1 пренебрегаем).

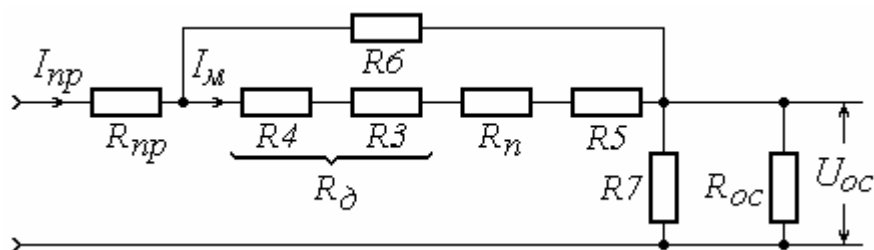


Рис.4.2

Измеряемый ток любой формы вызывает отклонение подвижной части магнитоэлектрического измерительного прибора РА, пропорциональное средневыпрямленному значению. Для синусоидального тока при использовании двухполупериодной схемы выпрямления $I_{ср. в} = 0,636 I_m = I_u$, $I_m = 1,57 I_u = 1,57 \cdot 100 = 157$ мкА.

Для двухполупериодной мостовой выпрямительной схемы $R_5 = R_6$. Тогда R_5 найдем из соотношения

$$I_m (R_n + R_3 + R_4 + R_5) = (I_{np} - I_m) R_6$$

или
$$I_m (R_n + R_\delta + R_5) = (I_{np} - I_m) R_5$$

$$157 \cdot 10^{-6} \cdot (900 + 9100 + R_5) = (1 \cdot 10^{-3} - 157 \cdot 10^{-6}) R_5$$

Откуда $R_5 = R_6 = 2,28$ кОм.

Для уменьшения шунтирующего действия входного сопротивления ОУ на аттенюатор примем $R_1 = 10$ кОм (рис. 4.1).

С учетом известного минимального предела измерения вольтметра $U_n = U_{вх}$ найдем входной ток ОУ $DA1 I_{вх} = I_{oc}$. Пусть $U_n = 1$ мВ, тогда $I_{вх} = U_n / R_1 = 1 \cdot 10^{-7}$ А. Из рис. 4.1 следует, что $I_{oc} = U_{oc} / R_{oc}$, $I_{np} - I_{oc} = U_{oc} / R_7$. Пусть $R_{oc} = 100$ кОм. По известным I_{oc} , I_{np} , R_{oc} находим $R_7 = 10$ Ом. Резисторы выпрямительной схемы должны быть высокоточными, типа С2 - 10, С2 - 13 и т.п. Номинальные сопротивления резисторов выбираются из соответствующего ряда. Один из резисторов R_3 (R_4) подстроечный и используется при настройке ЭВ.

4.2. Расчет активных преобразователей средневыпрямленных значений.

Простейшая схема активного ПСЗ представлена на рис. 4.3 [2].

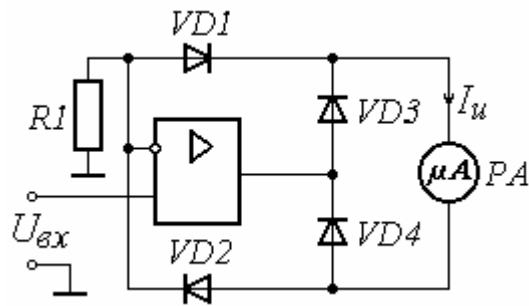


Рис.4.3

Диодный мост $VD_1 - VD_4$, осуществляющий двухполупериодное выпрямление, и микроамперметр PA с внутренним сопротивлением R_u включены в обратную связь ОУ. Ток I_u при любой полярности $U_{вх}$ проходит в одном направлении, равен $I_u = |U_{вх}| / R_1$ и не зависит от сопротивления R_u .

Выбрав в качестве выходного измерительного прибора магнитоэлектрический миллиамперметр типа М265, М906 и т.п. с током полного отклонения I_u , соответствующие диоды и ОУ и зная $U_{вх}$, найдем значение сопротивления резистора R_1 .

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника.-М.: Высшая школа, 1982.- 495 с.
2. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. 2-е изд., перераб. и доп.-Л.: Энергоатомиздат, 1988.- 304 с.
3. Проектирование усилительных устройств /Под ред. Н.В. Терпугова.-М.: Высшая школа, 1982.-190 с.
- 4.Воробьев Н.И. Проектирование электронных устройств: Учебное пособие для вузов по спец. "Автоматика и управление в технических системах".-М.: Высшая школа, 1989.- 223 с.
5. Полулях К.С. Электронные измерительные приборы.-М.: Высшая школа, 1966.- 400 с.
6. Меерсон А.М. Радиоизмерительная техника.-Л.: Энергия, 1978.- 408 с.
7. Волгин Л.И. Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное.-М.: Сов.радио, 1977.- 240 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие

Введение

1. Выбор первого варианта структурной схемы
2. Проектирование принципиальной схемы и расчет отдельных функциональных узлов усилителей
 - 2.1. Проектирование входной части
 - 2.2. Проектирование выходной части
 - 2.3. Проектирование промежуточной части
 - 2.4. Оценка расчетных параметров спроектированного измерительного усилителя
3. Проектирование масштабных преобразователей
 - 3.1. Расчет входного делителя и добавочных резисторов ЭВ
 - 3.2. Расчет аттенюаторов
4. Проектирование измерительных преобразователей переменного тока в постоянный
 - 4.1. Расчет пассивных преобразователей средневыпрямленных значений
 - 4.2. Расчет активных преобразователей средневыпрямленных значений

Список использованных источников

ГЛАВА 5 ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

5.1. Особенности проектирования усилителей высокой частоты и импульсных усилителей

С помощью микросхем операционных усилителей удается создать прецизионные электронные устройства, у которых хорошие метрологические характеристики сохраняются в полосе частот до долей мегагерца. В случаях, когда преобразуемый электрический сигнал приближается к одному мегагерцу или превышает эту частоту, приходится создавать усилители высокой частоты.

Усилители высокой частоты, как правило, имеют достаточно большую нижнюю частоту полосы пропускания, в которой сохраняются требуемые метрологические характеристики (десятки герц – несколько десятков кГц). Верхняя частота полосы пропускания обычно равна нескольким десяткам МГц. При больших частотах преобразуемого сигнала чаще всего применяют избирательные усилители, имеющие стабильный известный коэффициент усиления на одной определенной частоте, которую в технической литературе называют "промежуточной" f_{np} . Усиливаемый сигнал f_c и известный сигнал $f_{об}$, получаемый от высококачественного измерительного генератора синусоидального напряжения, перемножается между собой. В спектре получаемого сигнала содержатся составляющие, имеющие частоты $(f_c - f_{об})$ и $(f_c + f_{об})$. Частоту образцового генератора выбирают так, чтобы выполнялось равенство

$$f_{np} = f_c - f_{об} . \quad (5.1)$$

Так как образцовый сигнал $f_{об}$ имеет известную и стабильную частоту и постоянную амплитуду выходного напряжения, то форма сигнала после перемножения идентична форме усиливаемого сигнала f_c . Поэтому, усиливая сигнал с частотой f_{np} , удается сохранить весь объем информации, которая содержалась в информационном сигнале f_c . Используя трансформацию спектра усиливаемого сигнала, можно эффективно усиливать высокочастотные сигналы. При этом удается применять высококачественные избирательные усилители, работающие в полосе частот, в которой без особого труда можно получить нормированное усиление.

Из-за сложностей создания широкополосных высокочастотных усилителей, имеющих удовлетворительные метрологические характеристики во всей полосе

усиливаемых частот, в измерительных приборах достаточно часто применяют преобразование переменного высокочастотного напряжения в постоянное. При этом сохраняется информация, которую нес высокочастотный сигнал, и появляется возможность использовать прецизионные низкочастотные усилители для его усиления.

Для многих измерительных приборов такое решение, когда не требуется выполнять усиление высокочастотного сигнала, было бы оптимальным, если бы удалось создать преобразователи (детекторы) очень малых информационных сигналов. Однако, как правило, из-за недостатков существующей в настоящее время элементной базы эффективное качественное преобразование высокочастотных информационных сигналов возможно только в случаях, когда их уровень достаточно большой.

Поэтому во многих случаях все же приходится использовать высокочастотные усилители и применять их для усиления входного сигнала до такой величины, при которой эффективно работают существующие электронные преобразователи переменных сигналов в постоянные.

Еще сложнее обстоят дела с усилением импульсных сигналов. Для того, чтобы при усилении импульсов их форма оставалась неизменной, требуется иметь высококачественные широкополосные усилители.

Так как в спектре последовательности импульсных сигналов обычно имеется постоянная составляющая, то при создании усилителей импульсов приходится применять многоканальные структуры (см. 1.3), в которых роль одного из каналов выполняет высокочастотный усилитель. Полоса их пропускания должна быть больше активной ширины спектра усиливаемых импульсов (см. § 7.1 с. 489–499 в [1]). Если при усилении последовательности импульсов будет применен высокочастотный усилитель с нижней частотой усиления, отличной от нуля, то постоянная составляющая спектра импульсов будет потеряна. Спектры усиленного и входного импульсов будут существенно различаться. Для восстановления спектра выходного сигнала применяют специальные электрические цепи, которые называют "схемами фиксации уровня". Однако ввиду невысокой точности цепей восстановления постоянной составляющей их целесообразно применять в случаях, когда к метрологическим характеристикам усилителей не предъявляются жесткие требования, например, усилители телевизионных сигналов и пр.

Для усилителей импульсных сигналов весьма важны вопросы согласования входного сопротивления усилителя с волновым сопротивлением источника входного сигнала. Так, если источник входного сигнала, имеющий выходное сопротивление Z_1 , соединен со входом усилителя с входным сопротивлением Z_2 с

помощью кабеля с волновым сопротивлением Z_3 , то окажется, что ко входу усилителя приложена только часть мощности источника входного сигнала. При этом форма импульса на входе усилителя будет отличаться от той, которую выдает источник входного сигнала. Это происходит вследствие того, что электромагнитная волна, созданная источником входного сигнала при несогласованности волновых сопротивлений источника, нагрузки и соединительной линии, частично отражается от сопротивления нагрузки. Возвращаясь назад к источнику входного сигнала, она отражается от него и возвращается к сопротивлению нагрузки. Частично отразившись от нее, она вновь возвращается к источнику входного сигнала и опять отражается от него и т.д. Вследствие этого импульс идеальной прямоугольной формы источника входного сигнала (рис. 5.1, а) на сопротивлении нагрузки Z_2 создает сигнал, показанный на рис. 5.1, б.

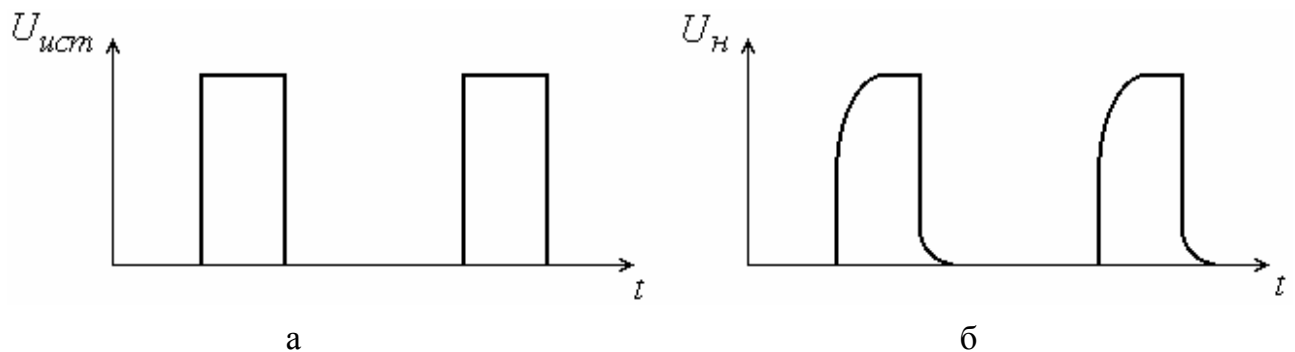


Рис.5.1

Как видно из рис. 5.1, б фронты и срезы импульсов на входе усилителя искажены вследствие многократных отражений электромагнитной волны, происходящих при несогласованности между собой волновых сопротивлений.

Для устранения этого явления для высокочастотных импульсных усилителей требуется обеспечить требуемое значение входного сопротивления, равного волновому сопротивлению линии связи. Последнее в свою очередь согласуется с выходным сопротивлением источника входного сигнала (рис. 5.2)

$$Z_1 = Z_2 = Z_3. \quad (5.2)$$

Согласование между собой волновых сопротивлений является обязательным условием построения импульсных усилительных устройств, не искажающих форму импульсов. Причем если усиленный импульсный сигнал должен передаваться далее на устройства, для нормальной работы которых важна форма входного сигнала, то требуется обеспечить определенное значение

выходного сопротивления усилителя и согласовать с ним сопротивление нагрузки.

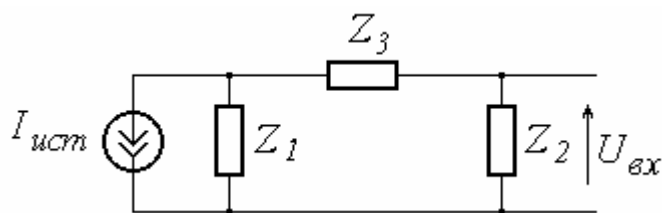


Рис.5.2

У ряда усилителей импульсных сигналов входное сопротивление усилителей делают равным 50 Ом или 75 Ом.

Целесообразность использования того или иного подхода к усилению и получению информации, содержащейся в высокочастотном сигнале, решается индивидуально для каждого конкретного случая. При этом определяющими являются сведения о параметрах входного сигнала и результатах, которые должны быть получены после усиления или преобразования.

5.2. Проектирование высокоомной входной части у высокочастотных усилителей измерительных сигналов

Все вышесказанное относительно особенностей и правил проектирования измерительных усилителей справедливо для высокочастотных и широкополосных усилителей информационных сигналов. Однако расширение полосы пропускания в область высоких частот связано с учетом тех паразитных факторов, на которые в области низких и средних частот особого внимания не обращают. Так как, например, коллекторные емкости у транзисторов усилителей, которые в области средних частот обычно не учитываются, на высоких частотах вызывают снижение коэффициента усиления. Аналогично влияют на высокочастотную часть характеристики усилителя, выполненного на *МОП* – транзисторе, емкости $C_{си}$ транзисторов. Приходится также учитывать частотные свойства активных приборов, примененных в усилителе электрических сигналов.

Для уменьшения влияния емкостей активных приборов, использованных в усилителе, обычно применяют индуктивную или емкостную коррекции. При их использовании в состав усилительного каскада вводят или катушку индуктивности, сопротивление которой повышается по мере увеличения частоты или конденсатор. Схема включения катушки индуктивности обычно такова, что при увеличении частоты повышается коэффициент усиления усилительного каскада. При этом

снижение коэффициента усиления, вызванное емкостями активных приборов и паразитными емкостями, образующими интегрирующие цепочки внутри усилителя, компенсируется увеличением коэффициента усиления, вызванным увеличением сопротивлений катушек индуктивности.

При введении конденсатора электрическая схема такова, что происходит увеличение коэффициента усиления по мере увеличения частоты. В интегральных микросхемах роль катушек индуктивности выполняют транзисторы, включенные соответствующим образом. Качество высокочастотного усилителя зависит от эффективности введения в него корректирующих элементов. Так, например, хорошо скорректированный усилитель, имеющий полосу пропускания в 150 МГц, при неудачной коррекции имеет полосу пропускания менее 5 МГц. Учитывая, что в области высоких частот математическое моделирование дает результаты существенно различающиеся с действительно получаемыми параметрами, результаты проектирования приходится всегда проверять макетированием соответствующего усилителя или узла. И только в случае, если удастся подобрать соответствующую высокочастотную микросхему, процесса макетирования можно избежать.

На высоких частотах трудно получить высокое входное сопротивление у усилителя. Так, если на низкой частоте при использовании входного каскада, выполненного по схеме Дарлингтона, удастся обеспечить входное сопротивление в десятки и более мегаом, то на частоте 10 МГц входное сопротивление порядка 10 кОм (в схеме рис. 5.3). В высокочастотных усилителях надо очень осторожно относиться к увеличению количества каскадов. Так в [9] утверждается, что устойчивую работу многокаскадного усилителя, построенного на нескорректированных каскадах, можно обеспечить до частот 50 – 60 МГц. А достичь верхнюю граничную частоту полосы пропускания 200 МГц в многокаскадном усилителе на резистивных каскадах с общей отрицательной ОС удастся при числе каскадов не больше двух.

При необходимости иметь повышенное входное сопротивление у высокочастотного усилителя целесообразно на входе установить каскад, выполненный по схеме Дарлингтона (рис. 5.3).

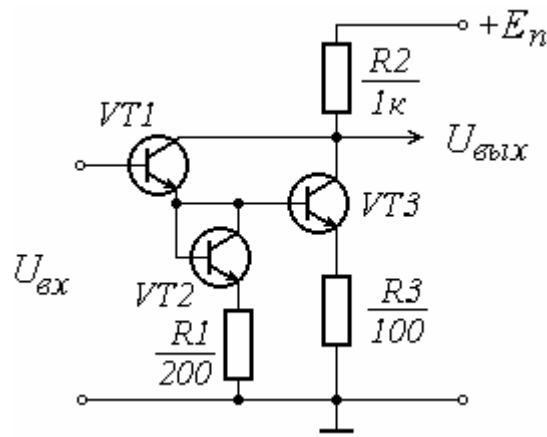


Рис.5.3

В нем транзистор VT_1, VT_3 образуют составной транзистор с эквивалентным коэффициентом передачи входного тока

$$h_{21 экв} = h_{21 э1} \cdot h_{21 э3}$$

где $h_{21 э1}, h_{21 э3}$ – коэффициенты передачи базового тока транзисторов VT_1, VT_3 .

Транзистор VT_2 включен по схеме диода и выполняет функции элемента параметрической стабилизации режима по постоянному току. С помощью его также уменьшается влияние резистора R_1 на величину входного сопротивления. Коэффициент усиления по напряжению в приведенной схеме равен

$$K_u = \frac{R_2}{R_3}$$

При использовании номиналов, показанных на рис. 5.3, $K_u = 10$.

Если транзисторы VT_1, VT_3 относятся к числу высокочастотных и у них $f_{h_{21 э}} \gg f_e$, то частотные свойства каскада можно определить, рассматривая его эквивалентную схему (рис. 5.4). В ней R_{ex} – входное сопротивление каскада ($R_{ex} \approx h_{21 э1}^* \cdot h_{21 э2}^* \cdot R_3$), $C_{к1}^*$ – емкость запятого коллекторного перехода транзистора VT_1 в схеме с общим эмиттером.

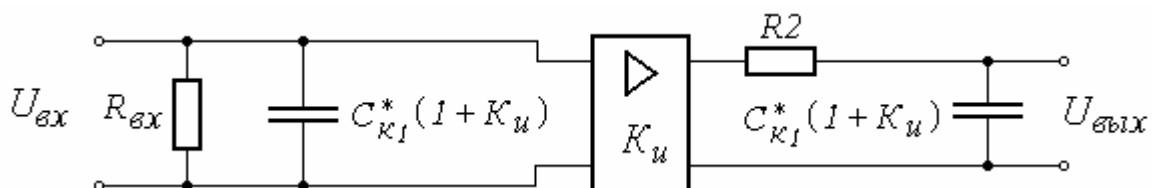


Рис.5.4

Частотная зависимость коэффициента усиления может быть оценена с помощью уравнения

$$K_u = \frac{K_u(0)}{1 + j\omega R_2 C_{\kappa 1}^* [1 + K_u(0)]}, \quad (5.3)$$

где $K_u(0)$ – коэффициент усиления в полосе рабочих частот.

Входное сопротивление усилительного каскада можно найти из уравнения

$$Z_{вх}(j\omega) = R_{вх} \parallel \frac{1}{j\omega C_{\kappa 1}^* [1 + K_u(j\omega)]}. \quad (5.4)$$

Для увеличения входного сопротивления можно применить схему, представляющую эмиттерный повторитель на составных транзисторах (рис. 5.5, а).

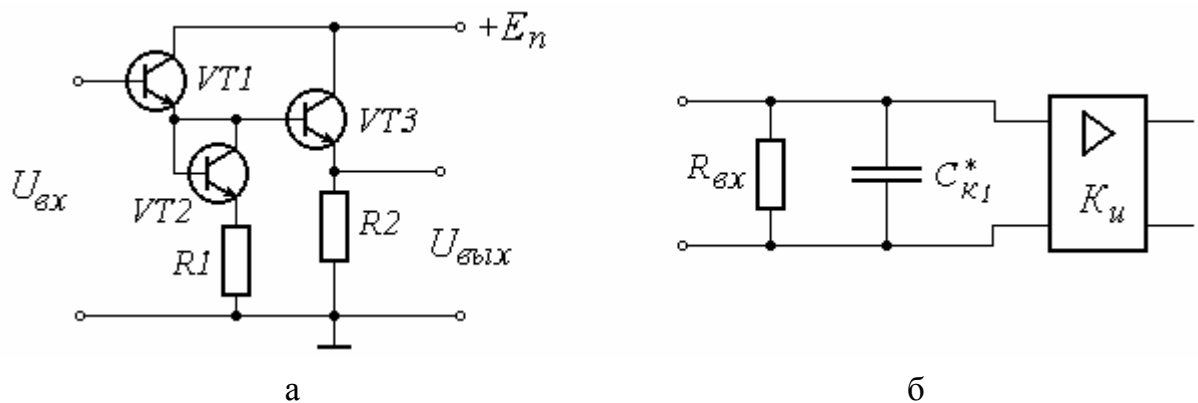


Рис.5.5

Как видно из его эквивалентной схемы (рис. 5.5, б), емкостная составляющая в его входном сопротивлении будет значительно меньше

$$Z_{вх}(j\omega) = R_{вх} \parallel C_{\kappa 1}^*. \quad (5.5)$$

При этом усиление по напряжению будет отсутствовать. В полосе частот, где частотными свойствами транзистора можно пренебречь, коэффициент усиления по напряжению близок к единице ($K_u \rightarrow 1$). Расчет эмиттерных повторителей на составных транзисторах рассмотрен выше (§ 2.2., 4.1.).

Промышленностью выпускают микросхемы эмиттерных и истоковых повторителей, которые целесообразно использовать в случаях, если их технические

характеристики соответствуют требованиям, предъявляемым к входному каскаду. Так, например, выпускается микросхема эмиттерного повторителя КР119УЕ1 (рис. 5.6)

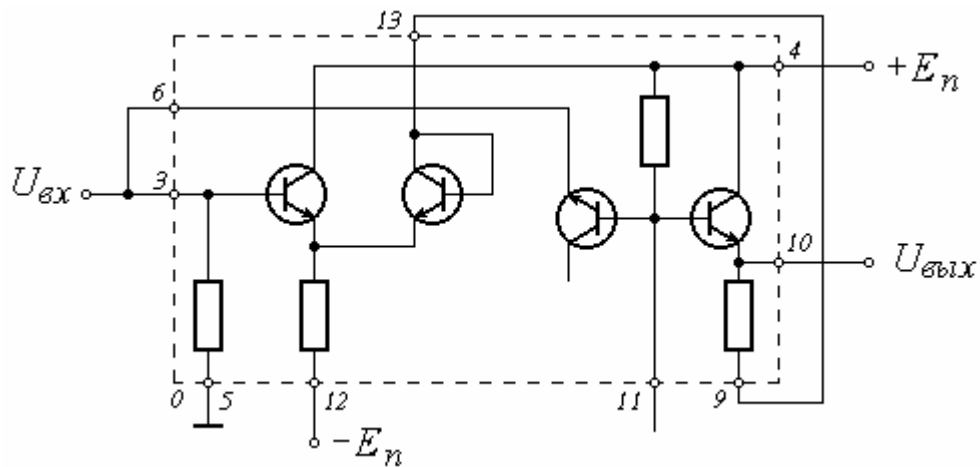


Рис. 5.6

При полосе пропускания от $f_n = 20$ кГц до $f_s = 2000$ кГц она имеет коэффициент усиления по напряжению $K_u = 0,7$. Питается от двух источников напряжения $+E_n = 3,0$ В, $-E_n = -3,0$ В. В микросхеме может быть получено выходное напряжение до $U_{вых} < 0,5$ В. Выпускаются также истоковые повторители, например, микросхемы К284УЕ1А, К284УЕ1Б (рис. 5.7). У них $K_u = 0,97$, $R_{вх} = 10$ МОм, $R_{вых} = 150$ Ом. $C_{вх}$ не более $C_{вх} < 1,2$ пФ, $U_{вых}$ не менее 1 В.

Следует обратить внимание на то, что микросхемы, которые можно применять в качестве самостоятельных входных устройств в высокочастотных усилителях, имеют малую степень интеграции и входят в состав серий, которые частично сняты с производства. В более новых разработках высокочастотные усилители содержат значительно большее количество компонентов. У них входная часть, имеющая соответствующие параметры, органически входят в состав микросхемы.

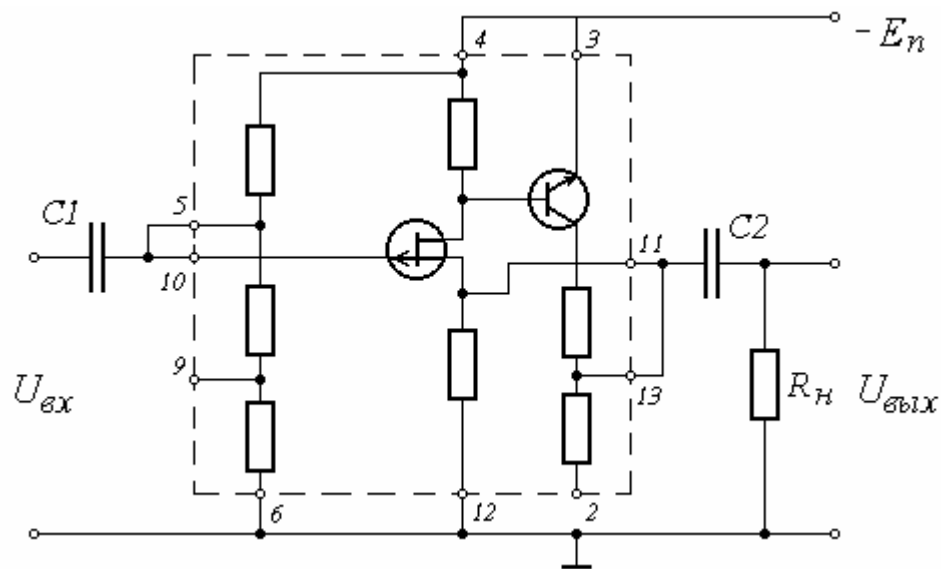


рис. 5.7

5.3. Проектирование низкоомной входной части высокочастотных усилителей

При усилении широкополосных, как правило, импульсных сигналов входное сопротивление у высокочастотного усилителя имеет сравнительно малое, но известное и стабильное значение 50 Ом или 75 Ом. Такие же значения имеют выходное сопротивление источника усиливаемого сигнала и волновое сопротивление линии связи. Если условия согласования не выполняются, то вследствие возникающих отражений электромагнитной волны форма сигнала, выдаваемого соответствующим источником, будет существенно искажена уже на входе усилителя.

В усилителях с малым входным сопротивлением входная часть обычно выполняется на основе усилительного каскада на транзисторе, включенного по схеме с общей базой (рис.5.8). Как известно, их входное сопротивление равно

$$R_{вх} = r_{э\ диф} + \frac{r'_о}{1 + h_{21э}^*}, \quad (5.6)$$

где $r_{э\ диф}$ – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода;

$r'_о$ – омическое сопротивление базы транзистора.

Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода транзистора, работающего в активном режиме, зависит от тока $I_э$ транзистора и может изменяться от долей ома до десятков – сотен Ом.

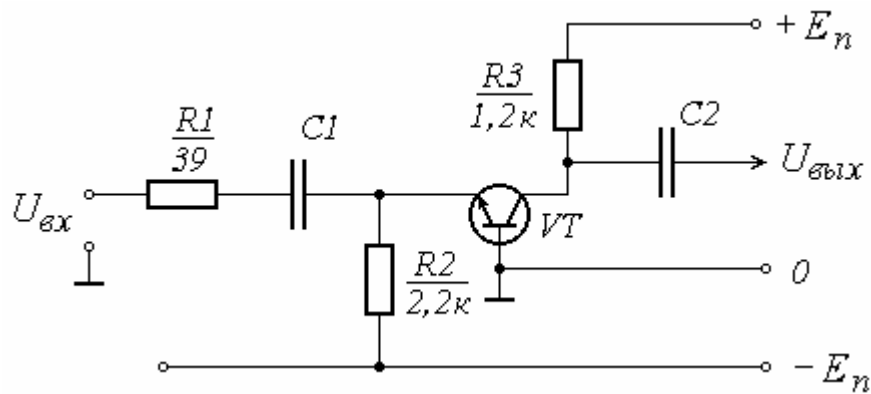


Рис.5.8

Оценить его величину можно с помощью статических характеристик транзистора. Для этого предварительно проводится оценочный расчет каскада по постоянному току. В рассматриваемом случае это выполнить достаточно легко. Пусть $+E_n = 12$ В, $-E_n = -12$ В. Напряжение $U_{бэ}$ у транзистора, находящегося в активной области, порядка $U_{бэ} \approx 0,5 \div 0,6$ В. Следовательно к резистору R_2 приложено напряжение

$$U_{R_2} = -E_n + U_{бэ} = -12 + 0,5 = 11,5 \text{ В.} \quad (5.7)$$

Ток резистора R_2 равен току эмиттера $I_э$, который в первом приближении равен току коллектора $I_э \approx I_к$

$$I_{R_2} = I_э = \frac{U_{R_2}}{R_2} = \frac{11,5}{2,2 \cdot 10^3} \approx 5,2 \text{ мА.} \quad (5.8)$$

По входной характеристике транзистора $I_э = f(U_{бэ})$ находится дифференциальное входное сопротивление транзистора при токе $I_э \approx 5,2$ мА. В рассматриваемом случае оно равно $R_{вх\text{ тр.}} \approx 11$ Ом. Поэтому сопротивление R_1 нужно взять равным 39 Ом, чтобы входное сопротивление каскада было равно

$$R_{вх} = R_1 + R_{вх\text{ тр.}} = 50 \text{ Ом.} \quad (5.9)$$

Приращение входного тока $\Delta I_{вх} = \Delta I_э$ находится из уравнения

$$\Delta I_{вх} = \frac{\Delta U_{вх}}{R_{вх}} = \Delta I_э.$$

Приращение входного тока вызовет приращение выходного напряжения

$$\Delta U_{вых} = \Delta I_к \cdot R_3 \approx \Delta I_{вх} \cdot R_3 = \frac{\Delta U_{вх} \cdot R_3}{R_{вх}}. \quad (5.10)$$

Откуда коэффициент усиления каскада

$$K_u = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = \frac{R_3}{R_{\text{вх}}}. \quad (5.11)$$

При учете частотных свойств транзистора токи коллектора и эмиттера связаны между собой уравнением

$$\Delta I_k \approx h_{21\beta}^*(j\omega) \cdot \Delta I_e, \quad (5.12)$$

где $h_{21\beta}^*(j\omega) = \frac{h_{21\beta}^*(0)}{1 + j\omega\tau_\alpha}$, $\tau_\alpha \approx \frac{1}{2\pi f_{h_{21\beta}}}$.

С учетом (5.12) уравнение (5.11) примет вид

$$K_u = \frac{h_{21\beta}^*(0)}{1 + j\omega\tau_\alpha} \cdot \frac{R_3}{R_{\text{вх}}}. \quad (5.13)$$

Если требуется учесть влияние емкости коллекторного перехода C_k на частотные характеристики каскада, то вместо R_3 следует подставить сопротивление Z_3 , равное

$$Z_3 = R_3 \left\| \frac{1}{j\omega C_k} = \frac{R_3}{1 + j\omega R_3 C_k}. \quad (5.14)$$

Подставив (5.14) в (5.13), получим

$$K_u = \frac{h_{21\beta}^*(0)}{(1 + j\omega\tau_\alpha)} \cdot \frac{R_3}{(1 + j\omega R_3 C_k)}. \quad (5.15)$$

Если выход каскада нагружен на емкостную нагрузку C_n , то в (5.15) следует подставить сумму емкостей C_k и C_n ($C_n \ll C_2$). В общем случае, при произвольном сопротивлении нагрузки Z_n вместо R_3 следует подставить Z_3 , равное

$$Z_3 = R_3 \left\| \left(\frac{1}{j\omega C_2} + Z_n \right). \quad (5.16)$$

На практике целесообразно рассмотренный входной каскад использовать в составе двухканального широкополосного усилителя, где он обеспечивает усиление в области высоких частот. Второй канал (низкочастотный) создается с помощью ОУ с непосредственными связями.

На рис. 5.9 показано возможное выполнение широкополосного усилителя с входным сопротивлением, определяемым величиной резистора R_1 .

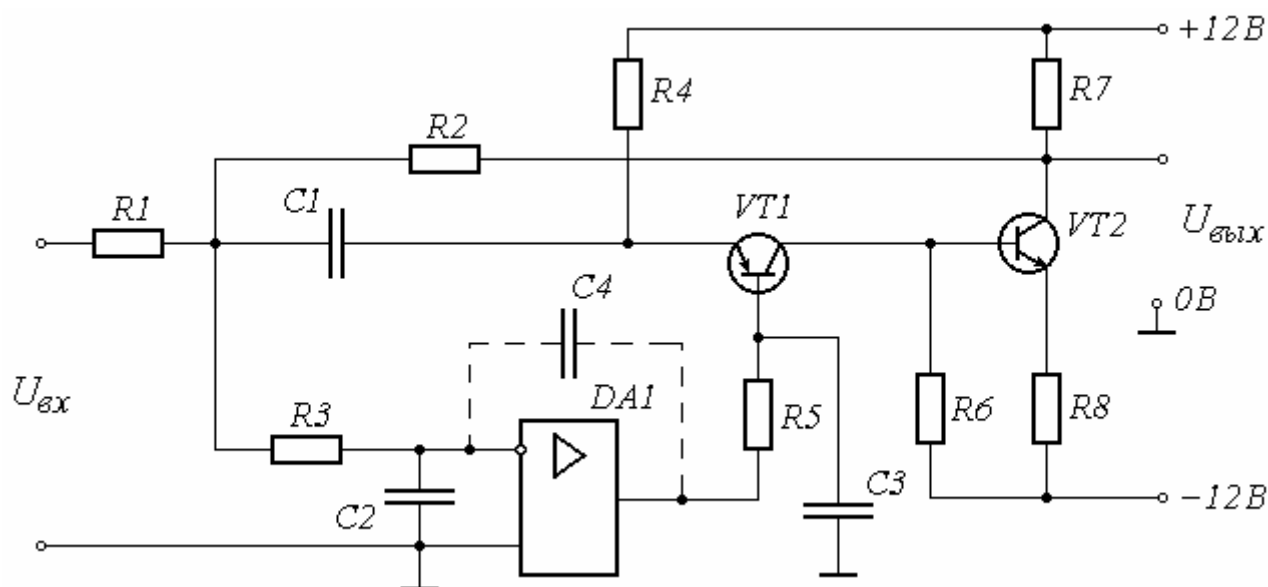


Рис. 5.9

Высокочастотный канал выполнен на транзисторах VT_1 , VT_2 . Низкочастотный собран на ОУ $DA1$. Высокочастотный канал представляет собой комбинацию схем с ОБ (транзистор VT_1) и ОЭ (транзистор VT_2). Расчет каскада на транзисторе VT_1 рассмотрен выше. Каскад на транзисторе VT_2 рассчитывается как обычный усилительный каскад с общим эмиттером, подключенный к источнику тока, имеющему внутреннее сопротивление равное R_6 .

Низкочастотная часть спектра усиливается усилителем $DA1$ и усилителем на транзисторах VT_1 , VT_2 . Причем для сигнала ОУ $DA1$ транзистор VT_1 включен по схеме с общим эмиттером. Естественно, что при такой структуре усиление низкочастотной части спектра сигнала $K_{ун}$ будет очень большим, так как оно равно произведению

$$K_{ун} = K_{ОУ} \cdot K_{u1} \cdot K_{u2}, \quad (5.17)$$

где $K_{ОУ}$ – коэффициент усиления ОУ;

K_{u1} – коэффициент усиления каскада на транзисторе VT_1 с общим эмиттером;

K_{u2} – коэффициент усиления каскада на транзисторе VT_2 с общим эмиттером;

Полоса пропускания низкочастотной части спектра определяется фильтром низких частот R_3 , C_2 . Фильтр высоких частот, пропускающий сигнал в высокочастотный канал, образован резисторами R_1 , R_5 , входным сопротивлением

транзистора $R_{ex\ m.p.}$ и емкостями C_1, C_3 . Коэффициент усиления в области высоких частот $K_{u\ в.}$ равен

$$K_{u\ в.} = K_{u1}^* \cdot K_{u2}, \quad (5.18)$$

где K_{u1}^* – коэффициент усиления каскада на транзисторе VT_1 , включенного по схеме с *ОБ*. Оба канала охвачены достаточно глубокой обратной связью, введенной с помощью резистора R_4 . Сигнал обратной связи вводится параллельно с входным сигналом. При достаточно глубокой обратной связи параметры фильтров низких и высоких частот могут быть не согласованы между собой, так как неравномерность коэффициента усиления в полосе рабочих частот устраняется за счет глубокой обратной связи. Коэффициент ее равен

$$\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_4}. \quad (5.19)$$

Важным является то, чтобы усилитель в широкой полосе частот имел бы достаточно большое петлевое усиление и при этом обеспечивалась бы его устойчивая работа. Рассмотренная схема достаточно хорошо удовлетворяет этим требованиям и в варианте, приведенном в [1] имеет следующие характеристики: коэффициент усиления по напряжению $K_u = 7$; входное и выходное сопротивления 50 Ом, время нарастания 1,4 нс, дрейф, приведенный ко входу 20 мкВ/°С, полоса пропускания 100 МГц.

В связи с тем, что в этом усилителе из-за большого петлевого усиления и неравномерности амплитудно-частотной характеристики возможна потеря устойчивости и возникновение автоколебаний, иногда приходится вводить дополнительную ОС через конденсатор C_4 . При его введении в тракт усилителя вносится интегрирующее звено, снижающее коэффициент ОУ $DA1$ и всего усилителя в области высоких частот.

5.4. Высокочастотные усилители на интегральных микросхемах логических элементов

Для получения необходимого усиления входного сигнала обычно приходится создавать многокаскадный усилитель и подключать его к выходу входной части, рассмотренной в 5.2., 5.3. В настоящее время в качестве многокаскадного усилителя целесообразно применять микросхемы логических элементов или высокочастотных усилителей. К сожалению, отечественная

промышленность не выпускает достаточно широкополосных операционных усилителей, у которых частота единичного усиления f_1 была бы больше сотни МГц. Это затрудняет создание измерительных усилителей, сохраняющих метрологические характеристики до частоты десятков и более МГц. У зарубежных ОУ частота единичного усиления равна 100 МГц и более, например, у микросхем АМ406–2, АМ462–1, АМ462–2, НА2620, НА2622, НА2625, НА2627, SL541А, НА5190 ($f_1 = 150$ МГц): НА5195 ($f_1 = 150$ МГц), NE5539 ($f_1 = 120$ МГц) и др. При их применении часто не возникает проблем с созданием входной части и реализацией высокочастотных усилителей с требуемыми метрологическими характеристиками.

Если проектировщик не располагает соответствующими микросхемами, то достаточно высокочастотный многокаскадный усилитель может быть создан с использованием микросхем логических элементов. Логический элемент представляет собой высокочастотный усилитель, транзисторы которого в статическом режиме находятся в области насыщения или отсечки. Если с помощью отрицательной обратной связи их вывести в активную область, то получится высокочастотный усилитель, коэффициент усиления у которого может быть найден с помощью передаточной характеристики $U_{вых} = f(U_{вх})$ логического элемента и известных параметров цепи ОС. Для этого на линейном участке передаточной характеристики следует взять приращение выходного напряжения $\Delta U_{вых}$ и разделить на соответствующее ему приращение входного напряжения $\Delta U_{вх}$ (рис. 5.10). Точность этой операции обычно невысокая. Но большой точности обычно не требуется, так как для большинства выпускаемых логических элементов, коэффициент усиления по напряжению не меньше $K_u > 10$, но и не более $K_{u\ max} < 20$. Из-за малого значения коэффициента усиления возможно последовательное включение нескольких микросхем и охват их цепью отрицательной ОС.

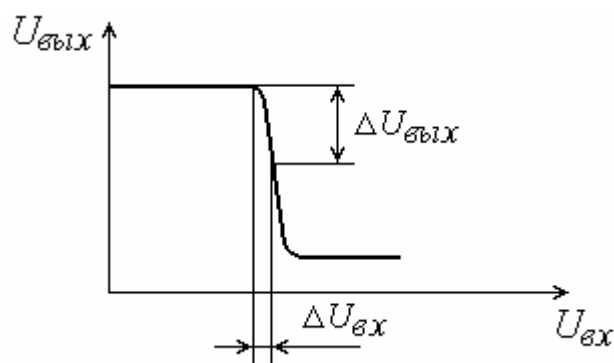


Рис.5.10

Так, достаточно часто последовательно включают три микросхемы *ТТЛ* или *КМОП* (рис. 5.11) и охватывают их общей ОС с помощью резистора R_2 .

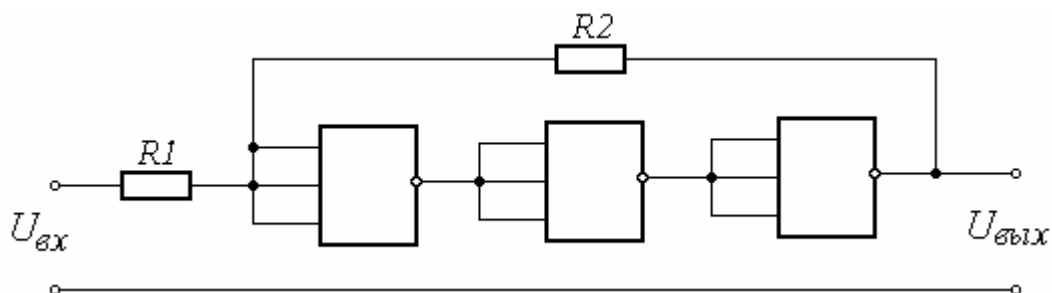


Рис. 5.11

При этом получается широкополосный усилитель, аналогичный операционному, коэффициент усиления по напряжению у которого в полосе рабочих частот равен

$$K_u = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Так, если последовательно включены три микросхемы, как показано на рис. 5.11, и использованы микросхемы *КМОП* серий (1553, 1561, 1564, 561, 564, 176), то при $R_2 = 1$ МОм и $R_1 = 10$ кОм коэффициент усиления по напряжению будет равен $K_u = 100$. В высокочастотных усилителях нецелесообразно использовать большие значения сопротивления R_2 и не следует стремиться получить большие коэффициенты усиления, так как при этом обычно снижается полоса пропускания усилителя.

Оценить частотные искажения и частотные погрешности при использовании в качестве усилительных каскадов логических элементов можно только приближенно. Из технических характеристик обычно известно только время задержки распространения у логических элементов данной серии. Используя этот параметр можно приближенно оценить граничную частоту активной ширины спектра сигнала с помощью приближенной формулы

$$f_{zp} \approx \frac{K_c}{t_\phi}, \quad (5.20)$$

где K_c – коэффициент пропорциональности ($K_c = 0,2 - 0,4$);

t_ϕ – длительность фронта импульса.

Если в качестве t_ϕ взять время задержки распространения логического

элемента $t_{зд.р.}$, то качественно можно оценить верхнюю частоту усиливаемого сигнала логическим элементом данной серии. Так, если $t_{\phi} \approx 3$ нс, то $f_{зр} \approx 100$ МГц. При $t_{\phi} \approx 20$ нс, то $f_{зр} \approx 15$ МГц и так далее.

Если считать, что коэффициент усиления логического элемента аппроксимируется уравнением

$$K_u(j\omega) = \frac{K_u(0)}{1 + j\omega\tau}, \quad (5.21)$$

где $\tau = \frac{1}{2\pi f_{зр}}$,

то можно получить функцию преобразования всех последовательно соединенных логических элементов

$$K_u(j\omega) = K_{u1}(j\omega) \cdot K_{u2}(j\omega) \cdot K_{u3}(j\omega). \quad (5.22)$$

Используя общие формулы, характеризующие усилитель с ОС, подставив в них значение $K_u(j\omega)$, можно получить все интересующие параметры, аналогично тому, как это было рассмотрено выше для операционных усилителей. При этом следует отметить то обстоятельство, что при последовательном включении трех усилителей с одинаковыми постоянными времени и охвате их общей обратной связью обычно возникает самовозбуждение. Это обусловлено тем, что три одинаково расположенных полюса функции приведут к тому, что фазовая характеристика усилителя вблизи частоты среза будет очень крутой. В пределах двух декад около частоты среза дополнительный фазовый сдвиг достигнет 270° . Очевидно, что при таком фазовом сдвиге устойчивая работа электрической цепи (усилителя) обычно маловероятна. Для устранения этого явления целесообразно один из полюсов функции преобразования переместить к началу координат. На практике это делается введением интегрирующего звена, имеющего постоянную времени, значительно большую постоянных времени τ усилителей. Так, если в цепь между последовательно соединенными логическими элементами ввести интегрирующее звено R_1C_1 (рис. 5.12), то доминировать будет один полюс, и в функцию преобразования соответствующей микросхемы вместо τ следует подставить $\tau_1 = R_1C_1$ (при $\tau_1 \gg \tau$).

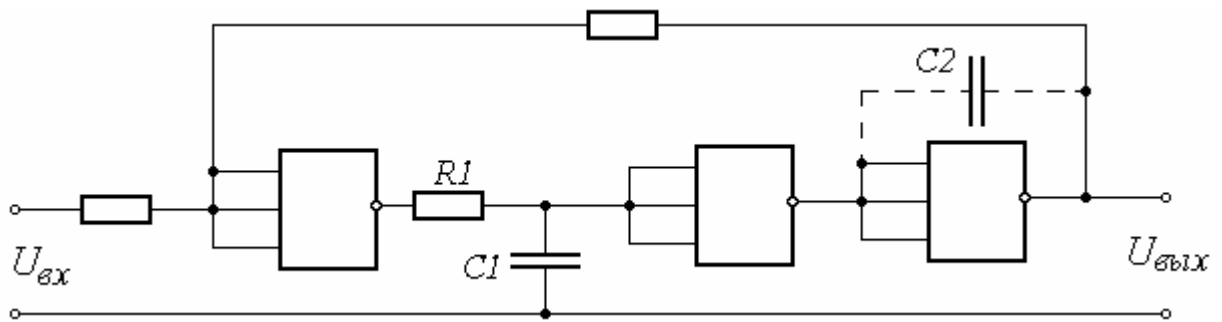


Рис. 5.12

Этот же эффект можно получить введением конденсатора C_2 , который вместе с выходным сопротивлением предыдущей микросхемы образует интегрирующее звено. Расчет этой корректирующей цепи достаточно прост. Но на практике ее параметры предпочитают подбирать при настройке.

При применении логических элементов *КМОП* и *МОП* номиналы резисторов R_1 и R_2 выбраны достаточно большими (до нескольких мегаом). Если применены логические элементы *ТТЛ*, то соответствующие номиналы обычно не более 1 кОм.

Наиболее высокочастотные усилители можно создать на основе быстродействующих логических элементов (*ЛЭ*) типа *ЭСЛ*. Они обычно позволяют выполнять логические функции *И-ИЛИ-НЕ* или *И-ИЛИ*. При использовании в качестве усилителей электрических сигналов этих *ЛЭ* могут быть созданы усилители с дифференциальным входом (рис. 5.13). Вполне естественно, что усилители с дифференциальным входом могут быть выполнены только на основе тех *ЛЭ*, у которых выводы сделаны от обоих плеч переключателя тока, например, в микросхемах К1ЛП381, К500ЛП114, К500ЛП115 и др. Микросхемы введены в активную область с помощью обратной связи, осуществляемой через резисторы R_2 , R_3 . Конденсатор C_2 устраняет обратную связь на переменном токе, так как совместно с резистором R_3 он выполняет функции фильтра низких частот. Благодаря этому обеспечивается максимальное усиление в полосе рабочих частот, равное произведению коэффициентов усиления отдельных микросхем. Входной сигнал подан на неинвертирующий вход. Если использовать микросхемы К1ЛП381, то усилитель будет иметь следующие параметры: входное сопротивление 1 кОм; коэффициент усиления по напряжению $K_u = 180$; длительность переднего (отрицательного) фронта при усилении импульсного сигнала 9 нс; длительность среза 12 нс; время восстановления после 100 % перегрузки 45 нс. Все сказанное выше относительно расчета характеристик и

устойчивости справедливо и для этого случая.

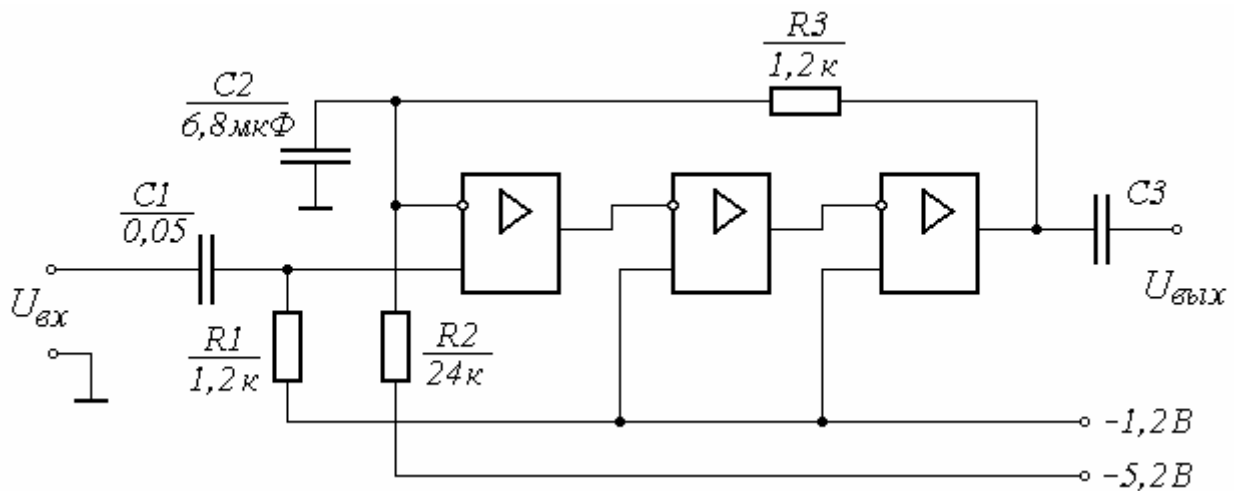


Рис. 5.13

При необходимости стабилизировать коэффициент усиления последовательно с конденсатором C_3 следует включить резистор R_4 . Тогда в области рабочих частот коэффициент усиления $K_{u\text{ ос}}$ находится из известного уравнения для усилителя с обратной связью

$$K_{u\text{ ос}} = \frac{K_u}{1 + K_u \gamma} \approx \frac{1}{\gamma} = \frac{R_3 + R_4}{R_4}, \quad (5.23)$$

где γ – коэффициент обратной связи.

Благодаря наличию дифференциального входа ЛЭ ЭСЛ могут охватываться обратными связями попарно. Но при этом коэффициент усиления двух микросхем будет сравнительно небольшим. Общее усиление пары микросхем с достаточно глубокой обратной связью сравнительно небольшое.

5.5. Усилители высокой частоты на аналоговых интегральных микросхемах

При создании достаточно высокочастотных усилителей измерительных сигналов можно успешно применить аналоговые интегральные микросхемы электронных усилителей. Они обычно выполнены так, что изменением параметров навесных компонентов можно корректировать их амплитудно–частотные характеристики.

Так, например, микросхема К175УВ1 содержит два усилительных каскада,

собранных по схеме с ОЭ (рис. 5.14).

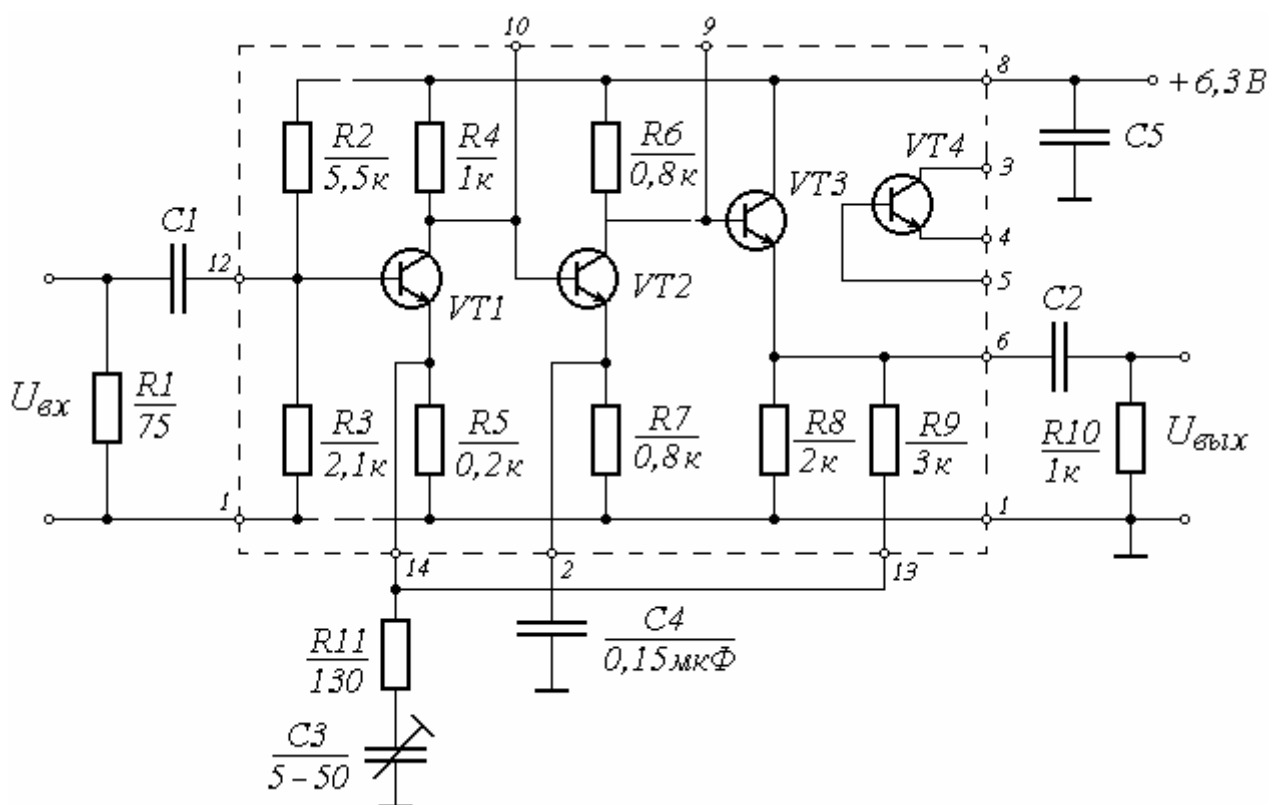


Рис. 5.14

С помощью их обеспечивается получение требуемого коэффициента усиления по напряжению. Усиление по мощности осуществляется с помощью установленного на выходе эмиттерного повторителя. Наличие у микросхемы выводов, сделанных от эмиттеров и коллекторов, позволяет проводить коррекцию амплитудно-частотной характеристики и уменьшать глубину обратных связей, вводимых с помощью эмиттерных сопротивлений R_5 , R_7 . Общая обратная связь с помощью резистора R_9 . Глубина ее в диапазоне высоких частот уменьшена с помощью конденсатора C_3 , а коэффициент усиления соответственно увеличен.

Подбирая его величину, можно компенсировать уменьшение коэффициентов усиления каскадов усилителя, которое появляется вследствие влияния емкостей коллекторов транзисторов C_k^* и сопротивлений, установленных в коллекторных цепях.

Если навесные элементы включены так, как показано на рис. 5.14, и имеют указанные на схеме параметры, то верхняя граничная частота при нагрузке 1 кОм (R_{10}) и емкости нагрузки $C = 5$ пФ не менее 60 МГц у микросхемы К175УВ1Б и 45 МГц – у К175УВ1А. Коэффициент усиления по напряжению $K_u = 10$. Входное

сопротивление равно 75 Ом. Для обеспечения семидесяти пяти Ом входного сопротивления на входе усилителя установлен резистор R_1 . Если его убрать, то на частоте 100 кГц входное сопротивление равно 1 кОм. Максимальная амплитуда входного напряжения 1,5 В. Нижняя частота полосы пропускания усилителя зависит от значений емкостей конденсаторов C_1, C_2, C_4 .

Более широкополосные высокочастотные усилители обычно реализуют, используя микросхемы дифференциальных усилительных каскадов, например, К175УВ4. Структура их такова, что имеется возможность обеспечить разные статические режимы работы усилительного каскада и возможно включение в коллекторные цепи любых сопротивлений нагрузки R_9, R_{10} (рис. 5.15).

При создании усилителя в коллекторные цепи микросхемы следует включить сопротивления R_9, R_{10} , величина которых в высокочастотных усилителях 1 – 2 кОм. Входное сопротивление задается резистором R_1 , а выходное резистором R_{14} . Изменяя потенциал вывода и меняя тем самым ток покоя транзистора VT_3 , а соответственно и транзисторов VT_1, VT_2 , можно менять коэффициент усиления каскада. Параметры микросхемы К175УВ4: верхняя граничная частота 150 МГц, глубина регулировки усиления не менее 60 дБ, крутизна характеристики не менее $S = 10$ мА/В.

При сопротивлении 2 кОм в коллекторной цепи выходное напряжение при подаче входного напряжения 1 В будет равно

$$U_{вых} = S \cdot R = 0,01 \cdot 2 \cdot 10^3 = 20 \text{ В.}$$

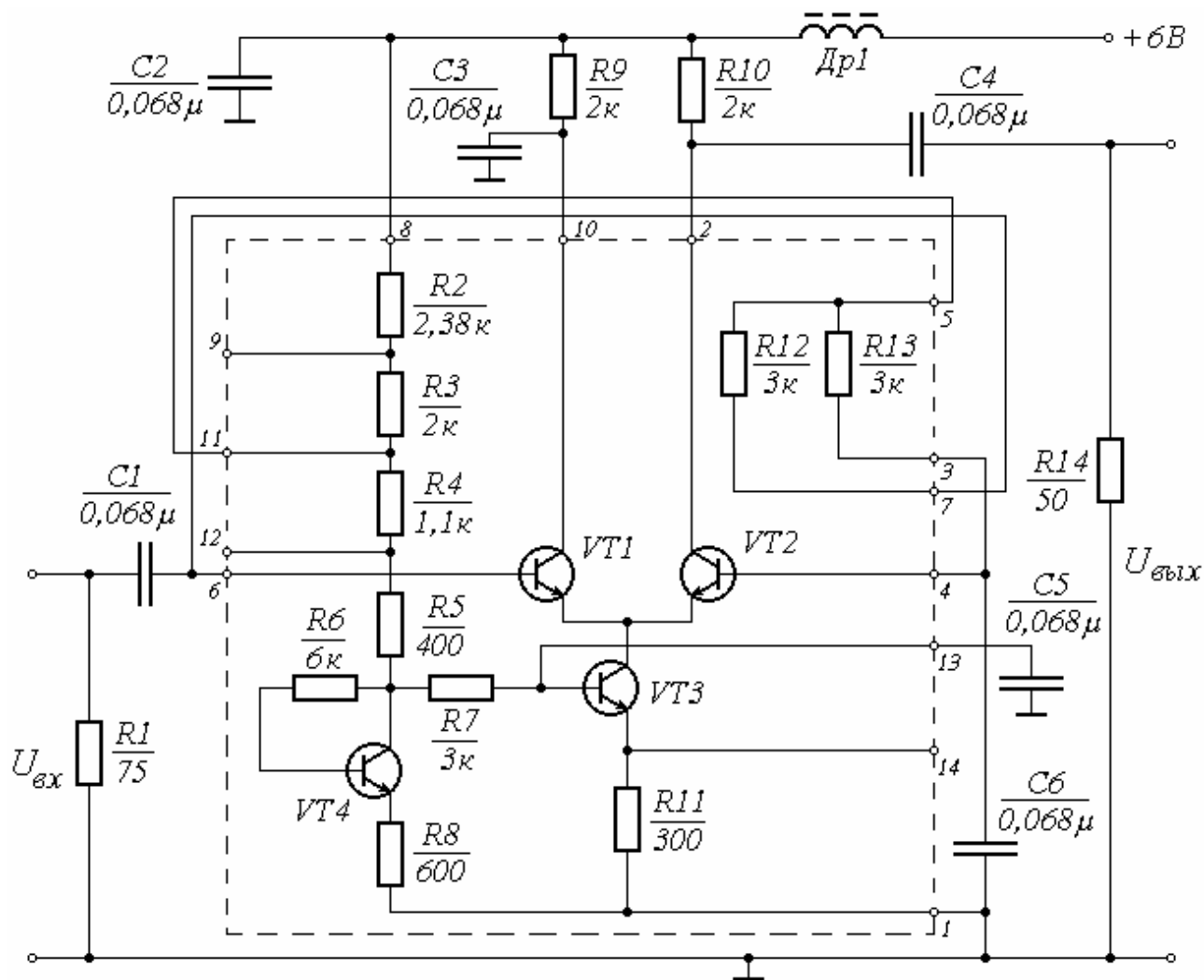


Рис. 5.15

Назначение выводов:

- 1 – питание, общий 0 В;
- 2 – выход;
- 3 – внутренний резистор;
- 4 – вход;
- 5 – общая точка внутренних резисторов;
- 6 – вход;
- 7 – внутренний резистор;
- 8 – питание ($+U_n$);
- 9, 11, 12 – выводы делителя напряжения;
- 10 – выход;
- 13 – вход регулировки усиления;
- 14 – вывод установки и контроля работы.

Следовательно, коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{20 \text{ В}}{1 \text{ В}} = 20.$$

Дроссель $Dp1$ и конденсатор C_2 образуют фильтр низких частот, который не допускает появления взаимной связи между усилительными каскадами по цепи питания. Благодаря ему исключается возможность появления самовозбуждения в случае использования многокаскадного усилителя, состоящего из нескольких включенных последовательно микросхем. Низкочастотная часть характеристики зависит от значений разделительных (C_1, C_4) и блокировочных (C_5, C_6) емкостей.

В ряде случаев высокочастотные усилители можно выполнить, используя микросхемы высокочастотных аналоговых перемножителей электрических сигналов, например, серии 526ПС1, 526ПС2, 526ПС3. В их состав входят достаточно высококачественные дифференциальные усилительные каскады. Используя их, удастся построить высокочастотные усилители с регулируемым с помощью электрического напряжения коэффициентом. При этом используются схемы включения, рекомендованные для данных микросхем и их последовательное соединение между собой.

При наличии импортных широкополосных операционных усилителей задача создания высокочастотных усилителей существенно упрощается. Используя вышеизложенные подходы, разрабатывается схема их включения и определяются основные параметры.

При этом следует помнить, что в области высоких частот расчетные и действительные параметры существенно различаются между собой. Поэтому обычно в этих случаях нельзя полагаться на результаты математического моделирования и требуется проводить макетирование разработанной принципиальной схемы. В области частот свыше 100 МГц целесообразно применять усилители тока, построенные с использованием токовых зеркал и дифференциальных усилительных каскадов.

ГЛАВА 6

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАСШТАБНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Электронные вольтметры (*ЭВ*), как правило, выполняются многопредельными. Коэффициент усиления усилителя *ЭВ* определяется исходя из необходимости получения на его выходе напряжения (тока), достаточного для полного отклонения аналогового выходного измерительного прибора (микроамперметра) на нижнем (минимальном) пределе измерения (с учетом падения напряжения на детекторной цепи). Изменение пределов измерения обеспечивается с помощью добавочных резисторов у *ЭВ* постоянного тока и с помощью делителей напряжения (аттенюаторов) у *ЭВ* переменного тока. Сопротивление входного делителя *ЭВ* переменного тока и относительное входное сопротивление *ЭВ* постоянного тока должны быть не меньше заданного входного сопротивления *ЭВ*.

Включение делителя или добавочного резистора не должно заметно снижать входное сопротивление вольтметра, т.е. они должны быть высокоомными.

Из-за сложности конструирования многопредельных входных высокоомных делителей и необходимости получения требуемого входного сопротивления *ЭВ* и точности измерения входной блок *ЭВ* переменного тока снабжен входным одноступенчатым делителем, эмиттерным (истоковым) повторителем и многоступенчатым низкоомным делителем (аттенюатором) (рис.6.1).

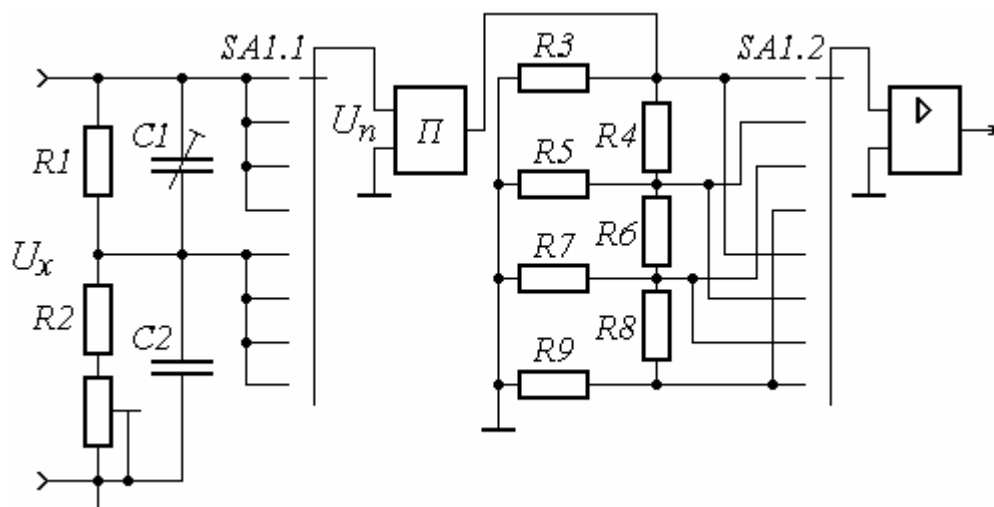


Рис. 6.1

6.1. Расчет входного делителя и добавочных резисторов

С резистора R_2 (см. рис. 6.1) на вход повторителя (II) подается определенная доля измеряемого напряжения U_x , задаваемого коэффициентом деления K [5]

$$K = \frac{U_n}{U_x} = \frac{R_{2n}}{R_1 + R_{2n}}, \quad (6.1)$$

где $R_{2n} = \frac{R_2 \cdot R_n}{R_2 + R_n}$,

R_n – входное сопротивление повторителя.

В зависимости от диапазона измерения напряжения и выбранных пределов измерения коэффициент деления K обычно выбирается в пределах от $1 \cdot 10^{-3}$ до $1 \cdot 10^{-2}$.

Если сопротивление $R_n \gg R_2$, то можно считать $R_{2n} \approx R_2$. Но при большом K сопротивления R_n и R_2 могут оказаться соизмеримыми, поскольку полное сопротивление делителя, по существу определяющее входное активное сопротивление $\mathcal{EВ}$, выбирается порядка мегаом. В этом случае расчет делителя необходимо вести с учетом входного сопротивления повторителя R_n .

Для обеспечения требуемого входного сопротивления $R_{\text{вх}} \mathcal{EВ}$ необходимо выполнение условия

$$\frac{R_\partial \cdot R_n}{R_\partial + R_n} \geq R_{\text{вх}}, \quad (6.2)$$

где $R_\partial = R_1 + R_2$.

Зная входное сопротивление повторителя R_n и входное сопротивление $R_{\text{вх}} \mathcal{EВ}$, можно найти R_∂ .

Задав коэффициентом деления делителя K и считая, что выполняется условие $R_n \gg R_2$, т.е. $R_{2n} = R_2$, получим:

$$K = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{R_\partial}.$$

Откуда $R_2 = K \cdot R_\partial$ и $R_1 = R_\partial - R_2$.

При работе делителя из активных сопротивлений на переменном токе коэффициент деления зависит от частоты в результате шунтирования сопротивлений паразитными емкостями. Для устранения этой зависимости необходимо осуществить частотную коррекцию путем шунтирования сопротивлений делителя емкостями C_1 и C_2 (см. рис. 6.1). При этом

$$R_1 \cdot C_1 = R_{2n} \cdot C_{2n}, \quad (6.3)$$

где $C_{2n} = C_2 + C_n$,

C_n – входная емкость повторителя.

Емкость конденсатора C_1 в основном будет определять входную емкость ЭВ.

Исходя из заданной входной емкости ЭВ и с учетом $C_1 \approx C_{ex}$, из выражения (6.3) можно найти емкость конденсатора C_2 .

Один из конденсаторов (обычно C_1) выбирается подстроечного типа, что облегчает настройку делителя.

Для расширения пределов измерения электронных вольтметров переменного тока с малым числом пределов измерений и ЭВ постоянного тока применяются многопредельные делители напряжения (рис. 6.2) [5].

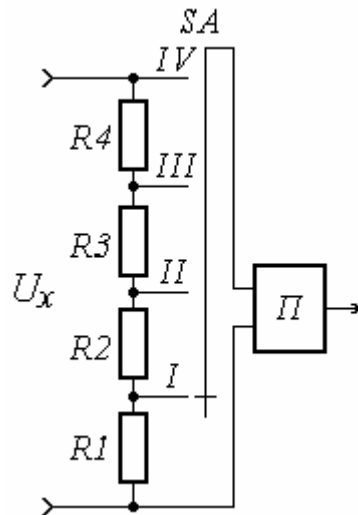


Рис.6.2

На пределе измерения I ко входу повторителя Π подключено сопротивление R_1 . На пределе измерения II вход Π должен быть подключен к сопротивлению, величина которого в a раз больше, где a – коэффициент, определяющий соотношение номинальных напряжений двух смежных пределов измерений, т.е.

$$R_1 + R_2 = R_1 \cdot a. \quad (6.4)$$

Следовательно, $R_2 = R_1 (a - 1)$.

Аналогично может быть найдена величина остальных сопротивлений делителя:

$$R_3 = R_1 a (a - 1),$$

$$R_i = R_1 a^{i-2} (a - 1). \quad (6.5)$$

По аналогии с уравнением (6.4) находится полное сопротивление делителя R_∂ , имеющего m пределов:

$$R_\partial = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_i + \dots + R_m = R_1 a^{m-1}. \quad (6.6)$$

Подставив величину R_i из уравнения (6.6) в уравнение (6.5), найдем

$$R_i = R_\partial \frac{a-1}{a^{m-i-1}}. \quad (6.7)$$

Любое сопротивление R_i многопредельного делителя, имеющего m пределов, может быть вычислено из уравнения (6.7), если найти величину полного входного сопротивления делителя R_∂ из уравнения (6.2).

Обычно коэффициент a принимают равным $a = \sqrt{10}$, что соответствует изменению напряжения при переходе на новый предел на 10 децибелл. Если принять напряжение на первом пределе за единицу, на следующих пределах будет 3,16 – 10 – 3,16 – 100 и т.д. Таким образом, через два предела получается десятикратное изменение напряжения. Промежуточные пределы выбирают обычно кратными трем, поэтому длина рабочей части шкалы на этих пределах несколько меньше, чем на пределах, кратных десяти (полная длина шкалы равна 3.16).

Нестабильность сопротивлений приводит к погрешности коэффициента деления делителя (см. рис. 6.1).

Относительная погрешность коэффициента деления при изменении сопротивлений находится как

$$\delta = \frac{\Delta K}{K} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (\delta_1 + \delta_2),$$

где $\delta_1 = \frac{\Delta R_1}{R_1}$ и $\delta_2 = \frac{\Delta R_2}{R_2}$.

При больших коэффициентах деления, когда $R_1 \gg R_2$, погрешность равна $\delta = \delta_1 + \delta_2$.

Расчет относительной погрешности коэффициента деления делителя в частном случае как одного из звеньев аттенюатора рассматривается в 6.2. Величина этой погрешности может достигать нескольких десятых долей

процента, поэтому в реальных схемах делителей напряжения ЭВ в одном из плеч с низкоомным резистором включается подстроечный резистор, используемый при настройке делителя.

Магнитоэлектрический измерительный механизм (ИМ) при непосредственном подключении к измеряемой цепи может использоваться в качестве милливольтметра постоянного тока с пределом измерения, равным напряжению полного отклонения $U_u = I_u \cdot R_u$, где I_u – ток полного отклонения ИМ, а R_u – его внутреннее сопротивление [6].

Для расширения пределов измерения по напряжению до значения U_{ni} последовательно с ИМ включают добавочный резистор сопротивлением $R_{\partial i}$, на котором гасится известная часть измеряемого напряжения.

Значение сопротивления находится как

$$R_{\partial i} = \frac{U_{ni}}{I_u} - R_u, \quad (6.8)$$

где U_{ni} – номинальное значение напряжения i – го предела измерения.

Входное сопротивление магнитоэлектрического вольтметра равно

$$R_{\partial i} = R_{\partial} + R_u = \frac{U_{ni}}{I_u}, \quad (6.9)$$

и зависит от номинального значения напряжения i – го предела измерения U_{ni} . Поэтому сравнительную оценку качества вольтметра на различных пределах измерения в отношении влияния на режим цепей принято производить по значению относительного входного сопротивления (ОВС), т.е. сопротивления, приходящегося на 1 В предельного напряжения U_{ni}

$$\frac{R_{\partial i}}{U_{ni}} = \frac{1}{I_u}.$$

Многопредельный магнитоэлектрический вольтметр может быть выполнен с отдельными добавочными резисторами для каждого i – го предела напряжения (рис. 6.3, а) или с последовательным (ступенчатым) включением добавочных резисторов (рис. 6.3, б).

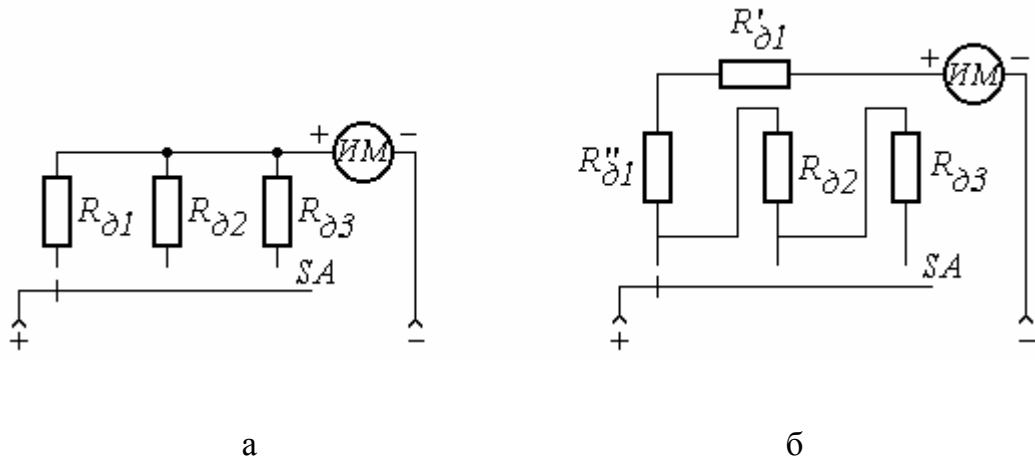


Рис.6.3

В схеме, показанной на рис. 6.3, б, сопротивление каждого резистора находится как разность полных сопротивлений добавочных резисторов двух смежных пределов, рассчитанных по формуле (6.9).

При необходимости измерения весьма малых напряжений, значительно меньших напряжения полного отклонения U_n магнитоэлектрического вольтметра, последний применяют совместно с усилителем постоянного тока.

В этом случае номинальный ток измерителя ЭВ I_n равен

$$I_n = \frac{I_u}{K_i},$$

где K_i – коэффициент усиления по току усилителя.

Тогда значения сопротивлений добавочных резисторов ЭВ на i – м пределе с учетом уравнения (6.8) находятся как

$$R_{\partial i} = \frac{U_{ni} \cdot K_i}{I_u} - R_u.$$

Входное сопротивление ЭВ на i – м пределе в этом случае может быть определено из следующих соображений. Выходной ток усилителя постоянного тока $I_{вых}$, протекающий через измеритель ИМ с внутренним сопротивлением R_u , равен

$$I_{вых} = \frac{U_{вх i} \cdot K_i}{R_{вх i}}, \quad (6.10)$$

где $R_{вх i} = R_{\partial i} + R_{yc}$;

R_{yc} – входное сопротивление усилителя.

С другой стороны, ток, протекающий через измеритель *ИМ* вольтметра без электронного усилителя, равный

$$I'_{вых} = \frac{U_{ex\ i}}{R_{\partial i} + R_u}, \quad (6.11)$$

должен быть равен выходному току с усилителем постоянного тока для данного измерителя *ИМ*. Разделив уравнение (6.10) на уравнение (6.11) и учитывая, что $I_{вых} = I'_{вых}$, получим $R_{ex\ i} = K_i (R_{\partial i} + R_u)$.

Чрезмерное увеличение входного сопротивления *ЭВ* постоянного тока не всегда желательно из-за трудности подбора высокоомных резисторов, а также ввиду более резкого проявления у них шумовых свойств и неустойчивости сопротивления, следствиями которых могут явиться усиление дрейфа нуля вольтметра и нарушение его градуировочной характеристики с течением времени. Поэтому на высоковольтных пределах измерений иногда ограничивают входное сопротивление вольтметра посредством увеличения потребляемого им тока. Схема такой входной цепи электронного вольтметра постоянного тока приведена на рис. 6.4.

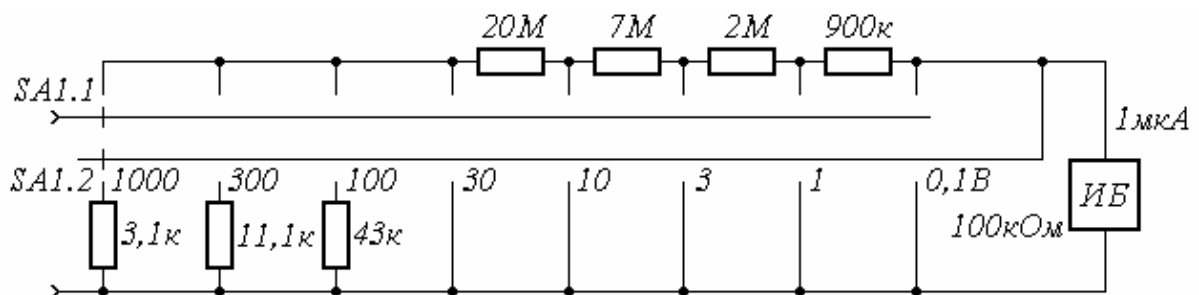


Рис.6.4

Измерительный блок (*ИБ*) этого прибора характеризуется номинальным током $I_n = 1 \text{ мкА}$ и входным сопротивлением $R_u = 100 \text{ кОм}$, что отвечает наименьшему номинальному значению измеряемого напряжения (первого предела) $R_{ni} = I_n \cdot R_u = 0,1 \text{ В}$ и *ОВС* равно 1 МОм/В . С возрастанием предела измерений добавочные резисторы увеличивают входное сопротивление, которое на пределе $U_{n5} = 30 \text{ В}$ достигает 30 МОм . На более высоковольтных пределах входное сопротивление остается неизменным и равным 30 МОм и дальнейшее расширение пределов измерений обеспечивается включением шунтирующих

резисторов, которые увеличивают потребляемый прибором предельный ток до значений $I_{ni} = U_{ni} / R_{ei}$, равных 3,33; 10 и 33,3 мкА соответственно на пределах 100, 300 и 1000 В. Необходимое сопротивление шунта i – го предела рассчитывается по формуле

$$R_{ui} = \frac{R_u}{\frac{I_{ni}}{I_n} - 1}.$$

При использовании во входных цепях усилителя электронного вольтметра постоянного тока истокового повторителя с весьма малым выходным и очень большим входным сопротивлениями для расширения пределов измерений вольтметра можно включать на его входе высокоомный делитель напряжения (рассмотренный в 6.1) с полным сопротивлением, достигающим десятков мегаом.

6.2. Расчет аттенюаторов

Аттенюаторы это набор однотипных ячеек, представляющих собой симметричные четырехполюсники Π – и T – типов. Равенство и постоянство входных и выходных сопротивлений ячеек аттенюаторов облегчает согласование звеньев канала, через которые проходит преобразуемый сигнал. Затухание (коэффициент деления) в аттенюаторах можно изменять либо, изменяя количество включенных ячеек (аттенюаторы с постоянными параметрами звеньев), либо изменяя параметры входящих в ячейки элементов (аттенюаторы с переменными параметрами звеньев) [5].

В ЭВ, как правило, применяются аттенюаторы с постоянными параметрами звеньев, в качестве которых используются Π – образные четырехполюсники (рис. 6.5).

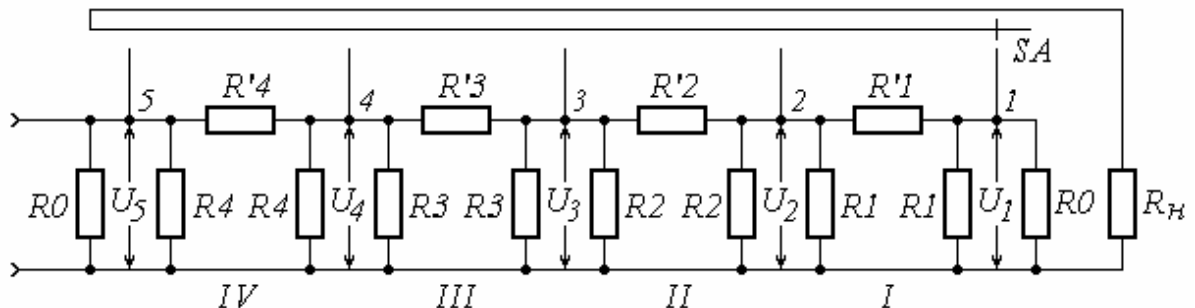


Рис. 6.5

Коэффициент затухания i – го четырехполосника K_i определяется как отношение его выходного напряжения U_i к входному U_{i+1} :

$$K_i = \frac{U_i}{U_{i+1}}. \quad (6.12)$$

Коэффициент затухания K аттенюатора равен произведению коэффициентов затухания четырехполосников :

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n,$$

где n – число четырехполосников.

Пользуясь обозначениями рис. 6.5, значение коэффициента затухания K_i i – го звена находится как

$$K_i = \frac{U_i}{U_{i+1}} = \frac{\frac{R_i \cdot R_0}{R_i + R_0}}{R_i + \frac{R_i \cdot R_0}{R_i + R_0}}. \quad (6.13)$$

Сопротивление части схемы, находящейся слева от точки 1, согласно теории аттенюаторов равно R_0 , т.е.

$$R_0 = \frac{R_i \left[R'_i + \frac{R_i \cdot R_0}{R_i + R_0} \right]}{R_i + R'_i + \frac{R_i \cdot R_0}{R_i + R_0}}. \quad (6.14)$$

Решая совместно полученные уравнения, найдем:

$$R_i = R_0 \frac{1 + K_i}{1 - K_i}, \quad (6.15)$$

$$R'_i = R_0 \frac{1 - K_i^2}{2K_i}. \quad (6.16)$$

Если аттенюатор должен работать на нагрузку R_n , сопротивление которой не бесконечно велико, расчет выполняют, приняв $R_0 = R_n$.

Исходя из заданных пределов измерения $\mathcal{EВ}$, при расчете аттенюатора определяется число ступеней затухания и их коэффициенты и по известному R_0 находятся параметры четырехполосников.

Пример. Пусть задан диапазон измерения $\mathcal{EВ} - 0 \div 300$ В, нижний предел измерения – 10 мВ. Необходимо определить количество пределов измерения, коэффициент деления входного делителя, число ступеней и коэффициенты затухания аттенюатора для схемы, показанной на рис. 6.1.

Для выбранной схемы ЭВ в соответствии с изложенным в 6.1 соотношение номинальных напряжений двух смежных пределов измерений выбираем равным $a = \sqrt{10}$. Следовательно, получим следующие 10 пределов измерения: 10; 31,6; 100, 316 мВ, 1, 3,16, 10, 31,6, 100, 316 В. При входном делителе на два положения эти 10 пределов измерения могут быть получены при пятиступенчатом аттенуаторе. Изменение пределов измерения осуществляется ступенчатым изменением коэффициента затухания аттенуатора в диапазоне от 0 до 1 В при первом положении *SAL.1* входного делителя, в диапазоне от 1 до 316 В – при втором положении *SAL.1* входного делителя.

Коэффициент деления входного делителя согласно уравнению (6.1) равен

$$K = \frac{U_{n1}}{U_{n2}} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{1} = 1 \cdot 10^{-2},$$

где U_{n1}, U_{n2} – соответственно номинальные напряжения нижнего и верхнего пределов измерений в первом положении *SAL.1* входного делителя.

Переключение плеч делителя происходит при переходе с предела измерения 1 В на предел 3 В.

Входной делитель напряжения и аттенуатор позволяют с помощью переключателя *SAL* подавать на вход усилителя строго определенное значение напряжения (в данном случае 10 мВ).

Исходя из установленных пределов измерения ЭВ и коэффициента деления входного делителя, напряжения на ступенях затухания аттенуатора (рис. 6.5) U_i будут соответственно равны: $U_1 = 10$; $U_2 = 31,6$; $U_3 = 100$; $U_4 = 316$; $U_5 = 1000$ мВ.

В соответствии с уравнением (6.12) $K_1 = K_2 = K_3 = K_4 = 0,316$.

Зная входное сопротивление усилителя и приняв $R_0 = R_n = R_{вх\ ус}$, по формулам (6.15) и (6.16) найдем параметры звеньев четырехполюсников R_1, R_2, R_3, R_4 и R'_1, R'_2, R'_3, R'_4 .

Параллельно соединенные сопротивления могут быть заменены одним сопротивлением (рис.6.6).

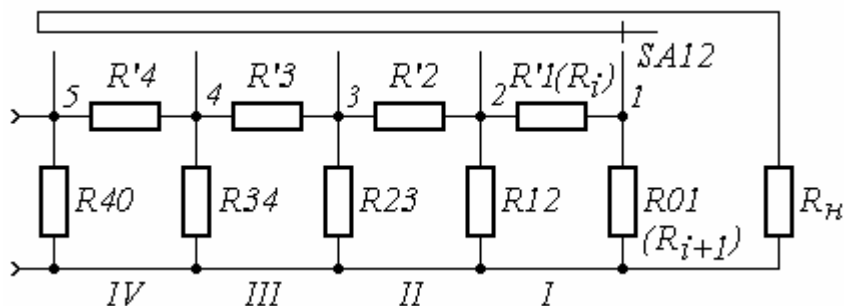


Рис.6.6

Величины этих сопротивлений равны:

$$R_{01} = \frac{R_0 \cdot R_1}{R_0 + R_1}; \quad R_{12} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}; \quad R_{23} = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3};$$

$$R_{40} = \frac{R_4 \cdot R_0}{R_4 + R_0}.$$

Для изготовления аттенюаторов и входных делителей ЭВ выбираются высокоточные резисторы типа С2 – 10, С2 – 13, С2 – 14, С2 – 23, С2 – 29 В с допускаемыми отклонениями $\pm 0,5; \pm 1,0 \%$.

Основная относительная погрешность аттенюатора от изменения сопротивлений равна, % :

$$\delta_a = \sqrt{\delta^2_I + \delta^2_{II} + \delta^2_{III} + \dots + \delta^2_j + \dots + \delta^2_n} \cdot 100, \quad (6.17)$$

где n – число звеньев аттенюатора.

Относительная погрешность j -го звена (см. рис. 6.6) определяется как

$$\delta_j = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{(i+1)n}} (\delta_i + \delta_{i+1}),$$

где $\delta_i = \delta_{ip} + \delta_{in}$, $\delta_{i+1} = \delta_{(i+1)p} + \delta_{(i+1)n}$ – суммарные абсолютные величины относительной погрешности резисторов R_i, R_{i+1} ;

$\delta_{ip}, \delta_{(i+1)p}$ – абсолютные величины относительной погрешности, возникающей в результате несовпадения расчетного и номинального значений, соответственно резисторов R_i, R_{i+1} ;

$\delta_{in}, \delta_{(i+1)n}$ – абсолютные величины допускаемых отклонений номинальных сопротивлений резисторов R_i, R_{i+1} .

Абсолютные величины относительной погрешности, возникающей в результате несовпадения расчетного и номинального значений резисторов $R_i,$

R_{i+1} , находятся по формулам

$$\delta_{i p} = \frac{\Delta R_i}{R_{i n}}, \quad \delta_{(i+1) p} = \frac{\Delta R_{i+1}}{R_{(i+1) n}},$$

где $\Delta R_i = R_{i p} - R_{i n}$, $\Delta R_{i+1} = R_{(i+1) p} - R_{(i+1) n}$ – абсолютные значения погрешности сопротивлений, возникающие в результате несовпадения расчетного и номинального значений резисторов R_i, R_{i+1} ;

$R_{i p}, R_{(i+1) p}$ – расчетные значения сопротивлений резисторов R_i, R_{i+1} ;

$R_{i n}, R_{(i+1) n}$ – номинальные сопротивления резисторов R_i, R_{i+1} , выбранные из соответствующего ряда.

Пример. Необходимо определить относительную погрешность j – го звена, расчетные параметры которого равны $R_{i p} = 48,84$ Ом, $R_{(i+1) p} = 82,77$ Ом. Номинальные сопротивления резисторов R_i, R_{i+1} , выбранные из соответствующего ряда, соответственно равны $R_{i n} = 48,5 \pm 0,5 \%$; $R_{(i+1) n} = 82,60$ Ом $\pm 0,5 \%$.

Для выбранных резисторов абсолютные величины допускаемых отклонений номинальных сопротивлений равны $\delta_{i n} = 0,005$; $\delta_{(i+1) n} = 0,005$.

Абсолютные значения погрешности сопротивлений, возникающие в результате несовпадения расчетного и номинального значений равны:

$$\Delta R_i = R_{i p} - R_{i n} = 48,84 - 48,5 = 0,34 \text{ Ом};$$

$$\Delta R_{i+1} = R_{(i+1) p} - R_{(i+1) n} = 82,77 - 82,6 = 0,17 \text{ Ом}.$$

Тогда абсолютные величины относительной погрешности, возникающей в результате несовпадения расчетного и номинального значений соответственно резисторов R_i, R_{i+1} равны:

$$\delta_{i p} = \frac{\Delta R_i}{R_{i n}} = \frac{0,34}{48,5} = 0,007;$$

$$\delta_{(i+1) p} = \frac{\Delta R_{i+1}}{R_{(i+1) n}} = \frac{0,17}{82,6} = 0,002.$$

Суммарные абсолютные величины относительной погрешности резисторов R_i, R_{i+1} равны:

$$\delta_i = \delta_{i p} + \delta_{i n} = 0,007 + 0,005 = 0,012;$$

$$\delta_{i+1} = \delta_{(i+1)p} + \delta_{(i+1)n} = 0,002 + 0,005 = 0,007.$$

Относительная погрешность j -го звена определяется как

$$z\delta_j = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{(i+1)n}} (\delta_i + \delta_{i+1}) = \frac{48,5}{48,5 + 82,6} (0,012 + 0,007) = 0,007.$$

Аналогично определяется относительная погрешность всех звеньев.

Основная относительная погрешность аттенюатора определяется по формуле (6.17).

ГЛАВА 7

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПОСТОЯННЫЙ

В качестве измерительных преобразователей электрических сигналов переменного тока в постоянный (*ИПН*) в *ЭВ* используются пассивные и активные преобразователи средневыпрямленных значений (*ПСЗ*), преобразователи амплитудных значений (*ПАЗ*), а также преобразователи действующего значения (*ПДЗ*).

В данном учебном пособии рассматриваются лишь некоторые *ИПН*, наиболее часто применяемые в *ЭВ*. Достаточно полно эти вопросы изложены в [2, 7].

7.1. Расчет пассивных преобразователей средневыпрямленных значений

В *ЭВ* для измерения напряжений синусоидальной формы используются пассивные *ПСЗ*, которые включаются в цепь ООС усилителя, что позволяет значительно уменьшить влияние нелинейности и нестабильности характеристик диодов на работу схемы, стабилизировать коэффициент передачи схемы и линеаризовать ее амплитудную характеристику.

Показания *ЭВ* будут пропорциональны средневыпрямленному значению напряжения. Шкалы же большинства *ЭВ* градуируются в среднеквадратических (действующих) значениях.

Схема пассивного *ПСЗ*, выполненного по двухполупериодной мостовой схеме, включенной в цепь ООС операционного усилителя, показана на рис. 7.1.

Расчет выпрямительной схемы необходимо начинать с выбора выходного измерительного прибора *РА*. В *ЭВ* применяются высокочувствительные магнитоэлектрические микроамперметры типа М265, М906 и т.п. класса точности 0,5 и 1,0, с током полного отклонения I_u и внутренним сопротивлением R_u . Рамка магнитоэлектрического микроамперметра этого типа наматывается, как правило, медным проводом. Поэтому R_u значительно зависит от температуры окружающей среды. Для уменьшения этого влияния на дополнительную погрешность микроамперметра, включенного по схеме вольтметра, последовательно с ним включается высокостабильное добавочное сопротивление $R_\partial = R_3 + R_4 = (5 \div 10) \cdot R_u$.

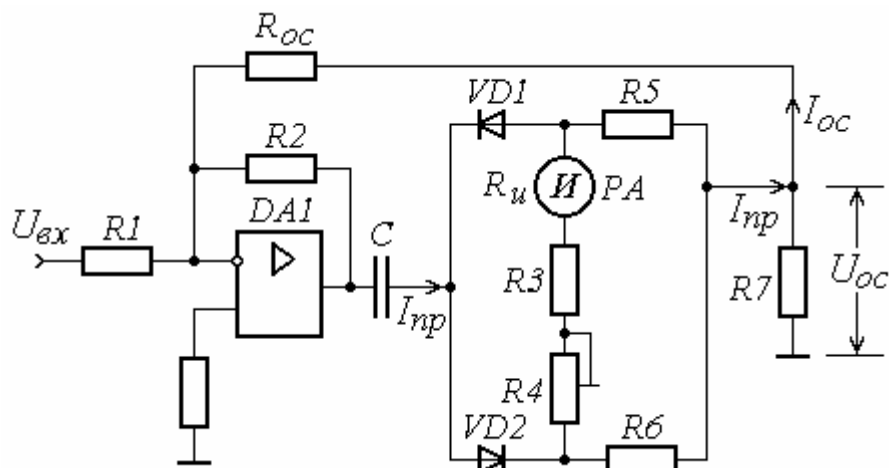


Рис. 7.1

Выпрямительная схема может быть нагрузкой выходного каскада усилителя, выполненного на транзисторах или на ОУ. Поэтому значение прямого тока диода выбирается исходя из допустимых значений выходных токов для транзисторов – $I_{np} \leq I_{вых} = I_{к max}$, для ОУ – $I_{np} \leq I_{вых ОУ}$. В зависимости от этих условий и заданного диапазона частот напряжений, измеряемых ЭВ, выбирается тип диода. В большинстве ЭВ в качестве выпрямителей используются универсальные диоды.

Как уже отмечалось в 4.1, у значительной части микросхем ОУ амплитуда выходного напряжения $U_{вых ОУ}$ при минимальном сопротивлении нагрузки $R_n \leq R_{вых ОУ} \approx 2$ кОм не превышает 10 – 12 В. Следовательно, $I_{вых ОУ}$ составляет при этом 5 – 6 мА и прямой ток диода I_{np} не должен превышать этих значений.

По вольтамперной характеристике диода для выбранного I_{np} определяются U_{np} и R_{np} . Таким образом, исходными данными для расчета выпрямительной схемы (см. рис. 7.1) являются R_u , I_u , R_d , I_{np} , U_{np} , R_{np} , $U_{вых y}$, ($R_{вых y}$).

Пример. Необходимо определить параметры выпрямительной мостовой схемы ЭВ, приведенной на рис. 7.1. Диапазон частот ЭВ от 20 Гц до 10 кГц. Усилитель ЭВ выполнен на ОУ.

Выберем измерительный прибор PA типа M265 с током полного отклонения $I_u = 100$ мкА и внутренним сопротивлением $R_u = 900$ Ом. Исходя из условия $R_d = (5 \div 10) R_u$, зададимся $R_d = 9,1$ кОм, где $R_d = R_3 + R_4$.

Поскольку усилитель ЭВ должен быть выполнен на ОУ и работать в

полосе частот 20 Гц – 10 кГц, из справочника выбираем микросхему КР574УД1. Ее параметры: $R_n = 2 \text{ кОм}$, $U_{\text{вых ОУ}} = 10 \text{ В}$, $f_i = 10 \text{ МГц}$, $I_{\text{вых}} = 5 \text{ мА}$.

Примем $I_{\text{вых ОУ}} = I_{np} = 1 \text{ мА}$. По справочнику выбираем универсальные диоды типа Д311. По вольтамперной характеристике диода при $I_{np} = 1 \text{ мА}$ находим $U_{np} = 0,05 \text{ В}$ и $R_{np} = 50 \text{ Ом}$.

Эквивалентная схема детекторной цепи изображена на рис. 7.2 (сопротивлением емкости C_1 пренебрегаем).

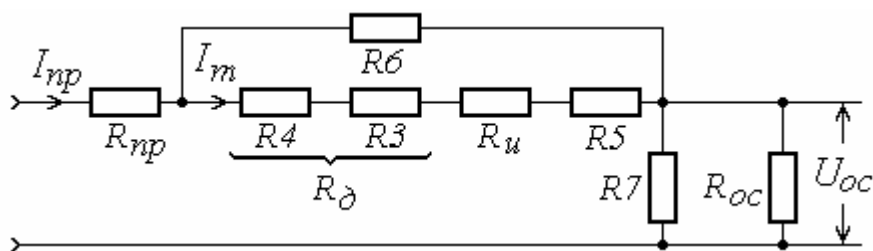


Рис.7.2

Измеряемый ток любой формы вызывает отклонение подвижной части магнитоэлектрического измерительного прибора PA , пропорциональное средневыпрямленному значению тока. Для синусоидального тока при использовании двухполупериодной схемы выпрямления $I_{ср. в} = 0,636 \cdot I_m = I_u$, $I_m = 1,57 \cdot I_u = 1,57 \cdot 100 = 157 \text{ мкА}$.

Для двухполупериодной мостовой выпрямительной схемы $R_5 = R_6$. Тогда R_5 найдем из соотношения

$$I_m (R_u + R_3 + R_4 + R_5) = (I_{np} - I_m) R_6$$

или
$$I_m (R_u + R_д + R_5) = (I_{np} - I_m) R_5,$$

$$157 \cdot 10^{-6} \cdot (900 + 9100 + R_5) = (1 \cdot 10^{-3} - 157 \cdot 10^{-6}) R_5.$$

Откуда $R_5 = R_6 = 2,28 \text{ кОм}$.

Для уменьшения шунтирующего действия входного сопротивления ОУ на аттенюатор примем $R_1 = 10 \text{ кОм}$ (рис. 7.1).

С учетом известного минимального предела измерения вольтметра $U_n = U_{вх}$ найдем входной ток ОУ $DA1$ $I_{вх} = I_{oc}$. Пусть $U_n = 1 \text{ мВ}$, тогда $I_{вх} = U_n / R_1 = 1 \cdot 10^{-7} \text{ А}$. Из рис. 7.1 следует, что $I_{oc} = U_{oc} / R_{oc}$,

$I_{np} - I_{oc} = U_{oc} / R_7$. Пусть $R_{oc} = 100$ кОм. По известным I_{oc} , I_{np} , R_{oc} находим $R_7 = 10$ Ом. Резисторы выпрямительной схемы должны быть высокоточными, типа С2 – 10, С2 – 13 и т.п. Номинальные сопротивления резисторов выбираются из соответствующего ряда. Один из резисторов R_3 (R_4) подстроечный и используется при настройке ЭВ.

Погрешность ПСЗ определяется нелинейностью, нестабильностью и зависимостью от температуры прямых и обратных сопротивлений диодов.

Для двухполупериодного ПСЗ (рис. 7.1) [7] выходное напряжение в режиме заданного напряжения равно

$$U = U_{cp} (1 + \gamma), \quad (7.1)$$

где γ – погрешность преобразования ПСЗ, равная

$$\gamma = -\frac{1}{2} \left[\frac{R_{np1}}{R_5 \parallel (R_u + R_3 + R_4)} + \frac{R_{np2}}{R_6 \parallel (R_u + R_3 + R_4)} + \frac{R_5}{R_{обp1} \parallel (R_u + R_3 + R_4)} + \frac{R_6}{R_{обp2} \parallel (R_u + R_3 + R_4)} \right]. \quad (7.2)$$

При равенстве прямых сопротивлений диодов $R_{np1} = R_{np2} = R_{np}$, обратных $R_{обp1} = R_{обp2} = R_{обp}$ и $R_5 = R_6$, погрешность ПСЗ равна

$$\gamma = - \left[\frac{R_{np}}{R_5 \parallel (R_u + R_3 + R_4)} + \frac{R_5}{R_{обp} \parallel (R_u + R_3 + R_4)} \right]. \quad (7.3)$$

7.2. Расчет активных преобразователей средневыпрямленных значений

Простейшая схема активного ПСЗ представлена на рис. 7.3 [2].

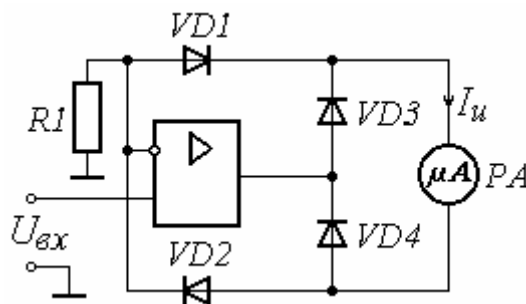


Рис.7.3

Диодный мост $VD_1 - VD_4$, осуществляющий двухполупериодное выпрямление, и микроамперметр PA с внутренним сопротивлением R_u включены в обратную связь ОУ. Ток I_u при любой полярности U_{ex} проходит в одном направлении, равен $I_u = |U_{ex}| / R_1$ и не зависит от сопротивления R_u .

Выбрав в качестве выходного измерительного прибора магнитоэлектрический микроамперметр типа М265, М906 и т.п. с током полного отклонения I_u , соответствующие диоды и ОУ и зная U_{ex} , найдем значение сопротивления резистора R_1 .

В данном ПСЗ микроамперметр PA не заземлен, что уменьшает помехозащищенность электронного вольтметра.

На рис. 7.4 приведена схема двухполупериодного преобразователя средневыпрямленных значений с заземленной нагрузкой, который при любом знаке входного сигнала имеет близкое к нулю выходное сопротивление.

Выходное напряжение ОУ $DA2$ равно

$$\text{при } U_{ex} < 0 \quad U_{вых} = -U_{ex} \frac{R_5}{R_4}, \quad (7.4)$$

$$\text{при } U_{ex} > 0 \quad U_{вых} = -U_{ex} \frac{R_2 \cdot R_5}{R_1 \cdot R_3} + U_{ex} \frac{R_5}{R_4}. \quad (7.5)$$

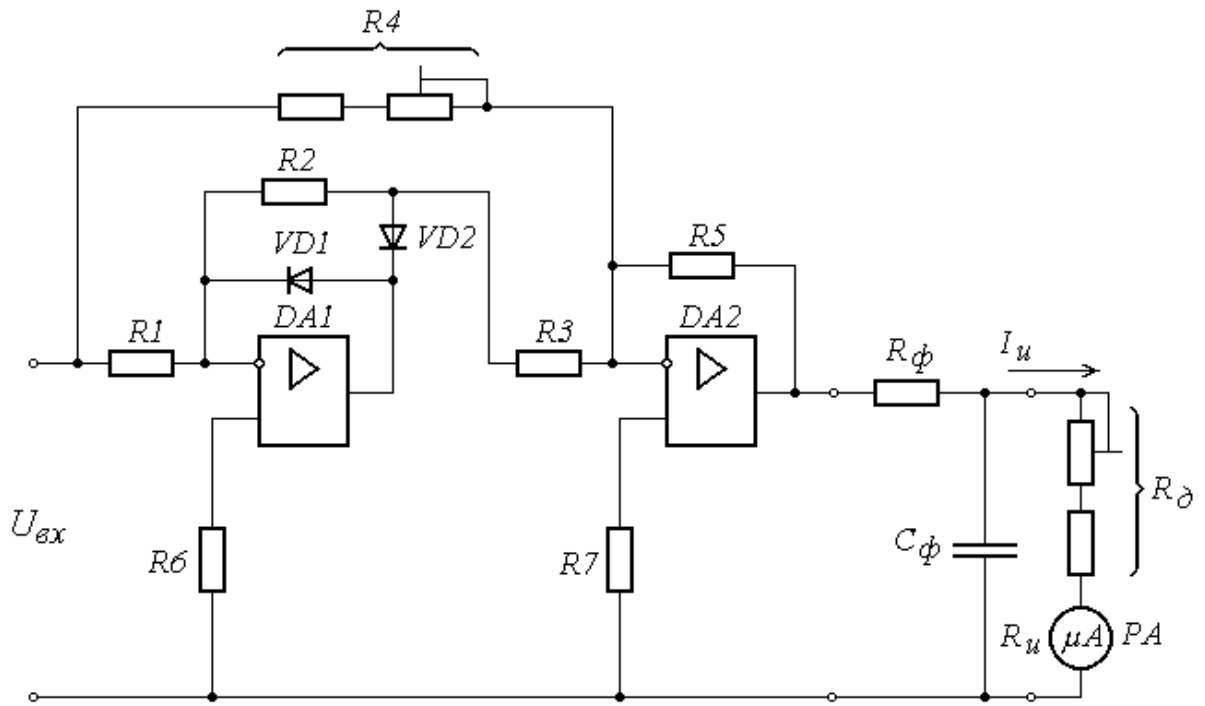


Рис.7.4

При выполнении условия

$$\frac{R_5}{R_4} = 2 \frac{R_2 \cdot R_5}{R_1 \cdot R_3}, \quad (7.6)$$

коэффициенты преобразований полуволн напряжений равны и имеют разные знаки. В результате выходное напряжение $U_{вых}$ будет однополярным и пропорциональным средневывпрямленному значению напряжения.

Погрешности преобразования зависят от точности выполнения условия (7.6) и смещения нуля ОУ DA2.

Расчет ПСЗ (рис.7.4) производится в следующей последовательности.

Прежде всего необходимо выбрать выходной измерительный прибор PA и в соответствии с рекомендациями, изложенными в 7.1, определить ток полного отклонения I_u PA, внутреннее сопротивление R_u и добавочное R_d . Следует иметь ввиду, что сумма сопротивлений $R_\phi + R_d + R_u$ не должна быть меньше R_n , допустимого для данного типа ОУ.

Исходными данными для расчета ПСЗ являются также значения нижней f_n и верхней f_s частот электронного вольтметра.

Исходя из параметров магнитоэлектрического прибора PA, рассчитываем номинальное напряжение U_n , необходимое для полного отклонения указателя PA

$$U_n = I_u (R_u + R_\partial). \quad (7.7)$$

Определяем максимальное амплитудное значение напряжения $U_{\text{вых } t}$ на выходе ОУ DA2 на верхней частоте f_ϵ . Для этого, выбрав тип ОУ (рекомендуется использовать быстродействующие ОУ серии К544, К574) и зная его максимальную скорость нарастания выходного напряжения V [В/мкс], рассчитаем $U_{\text{вых } t}$ как

$$U_{\text{вых } t} = V \cdot t, \quad (7.8)$$

где t – время, в течение которого выходное напряжение достигнет $U_{\text{вых } t}$.

Время t найдем из уравнения

$$t = \frac{1}{4 f_\epsilon}. \quad (7.9)$$

Как было указано в 7.1, ток любой формы вызывает отклонение подвижной части (указателя) магнитоэлектрического прибора PA, пропорциональное средневыпрямленному значению тока, а следовательно, и напряжения. Для синусоидального напряжения при использовании двухполупериодной схемы выпрямления средневыпрямленное значение выходного напряжения ОУ DA2, обеспечивающее ток полного отклонения I_u PA равно

$$U_{\text{ср.в. } t} = 0,636 U_{\text{вых } t}. \quad (7.10)$$

Сопротивление фильтра R_ϕ найдется из уравнения

$$(U_{\text{ср.в. } t} - \Delta U) - U_n = I_u \cdot R_\phi, \quad (7.11)$$

где ΔU – некоторый запас по напряжению, необходимый для гарантированной работы ОУ в линейном режиме. Его можно принять равным 0,5 В.

С учетом (7.7) сопротивление фильтра R_ϕ равно

$$R_\phi = \frac{U_{\text{ср.в. } t} - \Delta U - I_u (R_\partial + R_u)}{I_u}. \quad (7.12)$$

Емкость фильтра C_ϕ равна

$$C_\phi = \frac{\tau_n}{R_\phi \parallel (R_\partial + R_u)}, \quad (7.13)$$

где $\tau_n \geq \frac{1}{f_n}$.

Чтобы сопротивление R_4 не оказывало влияние на работу предыдущего

усилителя, его целесообразно принять равным $50 \div 200$ кОм. При необходимости получения единичного коэффициента преобразования ОУ $DA2$ выбираем $R_3 = R_4 = R_5$.

Сопротивление R_7 находится из уравнения

$$\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} = \frac{1}{R_7}. \quad (7.14)$$

Из уравнения (7.14)

$$R_7 = \frac{R_3 \cdot R_4 \cdot R_5}{2(R_3 + R_4 + R_5)}. \quad (7.15)$$

ОУ $DA1$ можно взять такого же типа как $DA2$. В качестве выпрямительных элементов целесообразно использовать универсальные и импульсные диоды типа Д18, Д311 и т.п.

Сопротивление R_2 должно быть $100 \div 200$ раз больше прямого сопротивления диодов VD_1 и VD_2 .

Коэффициент усиления ОУ $DA1$ для положительной полуволны входного сигнала U_{ex} можно взять равным 2. Тогда $R_1 = 0,5 R_2$.

Сопротивление R_6 находится из уравнения

$$\frac{1}{R_6} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}, \quad (7.16)$$

или

$$R_6 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \quad (7.17)$$

Погрешности рассмотренного активного ПСЗ вызваны неидеальностью операционных усилителей $DA1$, $DA2$ и диодов VD_1 , VD_2 . Составляющие погрешности от ЭДС смещения, от неравенства входных токов ОУ, от наличия падения напряжения на открытом диоде и обратных токов диодов, от нестабильности сопротивлений и коэффициента усиления ОУ могут быть определены по методике, изложенной в [8].

В практических схемах погрешность преобразования можно значительно снизить при настройке ПСЗ с помощью подстроечных резисторов R_4 и R_0 .

7.3. Расчет пассивных преобразователей амплитудных значений

Пассивные преобразователи амплитудных значений напряжения (*ПАЗ*) обычно устанавливаются на входе измерительных структур, в которых выпрямление сигнала предшествует усилению. Как правило, используются однополупериодные *ПАЗ*, которые могут строиться по схемам с открытыми и закрытыми входами.

В универсальных вольтметрах предпочтение отдается *ПАЗ* с закрытым входом, т.к. он не пропускает постоянную составляющую входного сигнала и внутреннее сопротивление источника сигнала не влияет на погрешность измерения.

Схема *ПАЗ* с закрытым входом представлена на рис. 7.5.

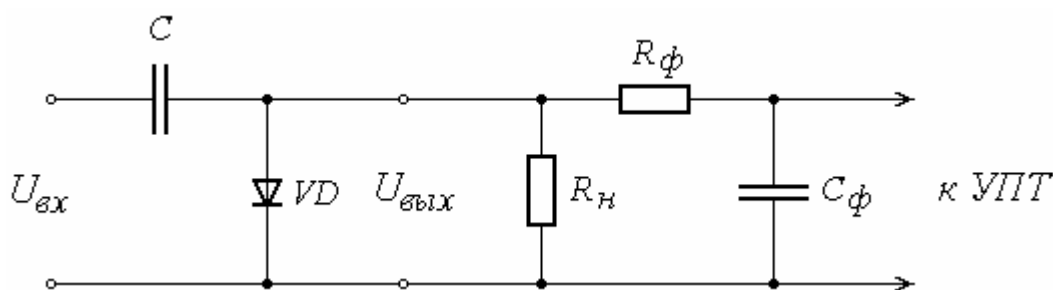


Рис.7.5

Среднее значение выходного напряжения *ПАЗ* связано с амплитудой измеряемого напряжения соотношением

$$U_{cp} = U_m \cos \theta ,$$

где θ – угол отсечки.

Преобразователи амплитудных значений работают с малыми углами отсечки. Для этого случая допустимо использовать равенство [8]

$$\theta = \sqrt{\frac{3 \pi R_{np} (R_n + R_{обр})}{R_n (R_{np} + R_{обр})}} , \quad (7.18)$$

где R_{np} и $R_{обр}$ – соответственно прямое и обратное сопротивления диода *VD*.

Если номинальным коэффициентом преобразования *ПАЗ* считать единицу, т.е. $U_{cp} = U_m$, то погрешность преобразователя

$$\gamma_{np} = \frac{(U_{cp} - U_m)}{U_m} = 1 - \cos \theta. \quad (7.19)$$

Выбрав по справочнику выпрямительный диод, по его вольтамперной характеристике при $U_{np} = U_{1н}$, где $U_{1н}$ – номинальное значение напряжения на нижнем пределе измерения электронного вольтметра, находим I_{np} и рассчитываем R_{np} . По заданному $U_{обр}$ и $I_{обр}$ находится $R_{обр}$.

Подставив значения R_{np} и $R_{обр}$ в (7.18), можно определить угол отсечки θ и по формуле (7.19) погрешность преобразователя γ_{np} .

Поскольку ПАЗ включается на входе электронного вольтметра, следовательно, его входное сопротивление и будет являться входным сопротивлением вольтметра, которое задается в техническом задании.

Входное сопротивление ПАЗ оценивается величиной некоторого эквивалентного сопротивления $R_э$ и для ПАЗ с закрытым входом (рис. 7.5) равно

$$R_э = \frac{R_n}{3 + \frac{R_n}{R_\phi}}, \quad (7.20)$$

где R_n и R_ϕ – соответственно сопротивления нагрузки ПАЗ и сопротивление фильтра.

Зная входное сопротивление электронного вольтметра R_{ex} и учитывая, что $R_{ex} \geq R_э$, можно найти R_n и R_ϕ , приняв $R_n = (2 \div 5) R_\phi$ [5].

Емкость фильтра C_ϕ можно определить из соотношения [5]

$$R_\phi = (20 \div 50) \frac{1}{2\pi f_n C_\phi}, \quad (7.21)$$

где f_n – нижнее граничное значение частоты электронного вольтметра.

Значение емкости конденсатора C находится из следующих соображений.

Среднее значение выходного напряжения на конденсаторе [8] равно

$$U_{cp} = U_m \left(1 - \frac{1}{2 f R_n C} \right). \quad (7.22)$$

Тогда, как следует из (7.19),

$$\gamma_{np} = -\frac{1}{2 f R_n C}. \quad (7.23)$$

Приняв $f = f_n$ при наибольшем спаде напряжения на конденсаторе C и приравняв выражения (7.19) и (7.23):

$$1 - \cos \theta = -\frac{1}{2 f_n R_n C},$$

находим

$$C = \frac{1}{2 f_n R_n C (\cos \theta - 1)}. \quad (7.24)$$

Рассмотренная схема *ПАЗ* (рис. 7.5) обладает низкой чувствительностью и может использоваться в электронных вольтметрах с нижним пределом выше 0,3 В.

Более высокую чувствительность электронного вольтметра можно получить за счет использования в цепи отрицательной обратной связи такого же *ПАЗ*, что и на входе прибора, т.е. за счет применения метода взаимобратных преобразований.

Активные *ПАЗ* практически не используются в широкополосных вольтметрах, основанных на структуре выпрямитель–усилитель, так как не обеспечивают высоких значений верхней граничной частоты полосы пропускания [8].

7.4. Расчет преобразователей действующих значений

В соответствии с определением действующего значения напряжения преобразователи сигналов могут быть реализованы двумя путями: с использованием логарифмирующих и антилогарифмирующих устройств, с помощью нелинейных преобразователей, имеющих квадратичную характеристику, и устройства, позволяющего извлечь квадратный корень.

При использовании логарифмирующих и антилогарифмирующих устройств преобразователь получается достаточно сложным и имеет небольшую точность преобразования.

Чаще используются преобразователи с квадратичными характеристиками.

Структурная схема преобразователя действующего значения (*ПДЗ*) состоит из квадратирующего функционального преобразователя (*ФП*), усредняющего устройства и функционального преобразователя, реализующего извлечение

квадратного корня.

В случае невозможности использования на входе квадратирующего $\Phi\Pi$ ($K\Phi\Pi$) знакопеременного напряжения ему в структурной схеме должно предшествовать устройство выделения модуля входного напряжения.

В общем случае структурная схема $\PiДЗ$ имеет вид

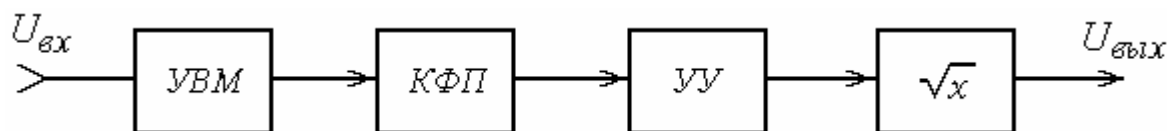


Рис.7.6

В качестве устройства выделения модуля ($УВМ$) входного напряжения в $\PiДЗ$ в зависимости от граничных значений частоты могут использоваться активные или пассивные преобразователи средних значений.

В качестве квадратичных преобразователей применяются преимущественно терморезисторные, термоэлектрические преобразователи и функциональные преобразователи с естественной нелинейностью характеристик и кусочно-линейной аппроксимацией параболы.

В качестве усредняющих устройств могут использоваться активные и пассивные фильтры нижних частот.

Схемотехническое выполнение устройства выделения модуля, усредняющего устройства, рассмотрено ранее и не требует специальных пояснений.

На рис.7.7 приведена принципиальная схема квадратичного преобразователя ($K\Pi$), выполненного на основе множително-делительного устройства ($МДУ$) на управляемых проводимостях [10]. На входе такого квадратичного преобразователя нет необходимости использовать устройство выделения модуля.

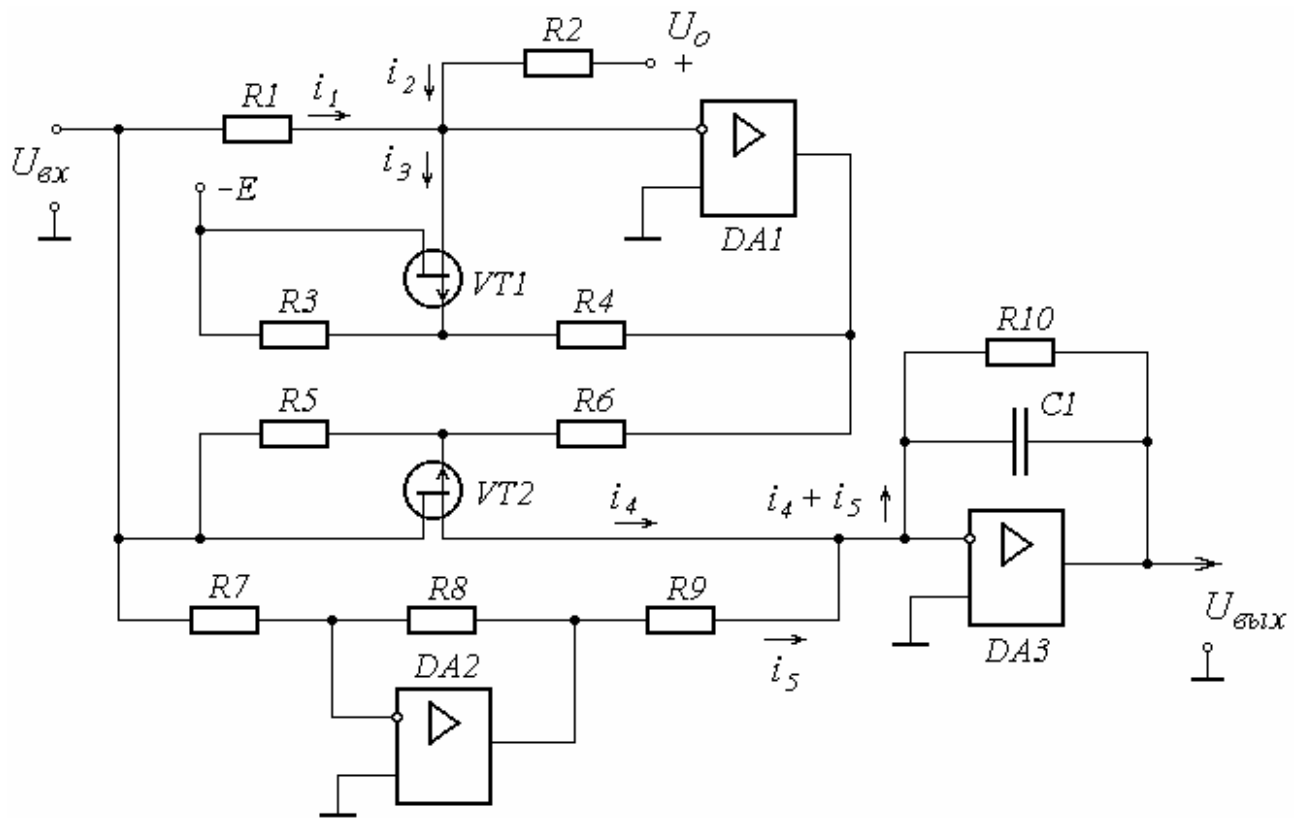


Рис. 7.7

МДУ состоит из усилителя рассогласования на операционном усилителе DA1, двух идентичных полевых транзисторов VT1 и VT2, расположенных в одном корпусе, преобразователя напряжения в ток на операционном усилителе DA2, преобразователя тока в напряжения на DA3, двух источников стабильных разнополярных постоянных напряжений U_o и E .

Выходное напряжение усилителя рассогласования DA1 управляет проводимостями каналов идентичных полевых транзисторов VT1 и VT2 таким образом, чтобы сохранить напряжение на его инвертирующем входе, близким к нулю. При этом

$$i_1 + i_2 \approx i_3, \quad (7.25)$$

где $i_1 = \frac{U_{ex}}{R_1}$; $i_2 = \frac{U_o}{R_2}$; $i_3 = E g_1$ – ток, протекающий по каналу

транзистора VT1;

g_1 – проводимость этого канала.

Подставляя в (7.25) значения токов, получим

$$\frac{U_{ex}}{R_1} + \frac{U_o}{R_2} = E g_1. \quad (7.26)$$

Если характеристики полевых транзисторов VT_1 и VT_2 идентичны, то проводимости их каналов равны, т.е. $g_1 = g_2$. С учетом равенства (7.26)

$$i_4 = U_{ex} g_2 = \frac{U_{ex}}{E} \left(\frac{U_{ex}}{R_1} + \frac{U_o}{R_2} \right),$$

где i_4 – ток, протекающий по каналу транзистора VT_2 .

Ток i_5 на выходе преобразователя напряжения в ток ($DA2$) равен

$$i_5 \approx -U_{ex} \frac{R_8}{R_7 \cdot R_9}.$$

При выполнении условия

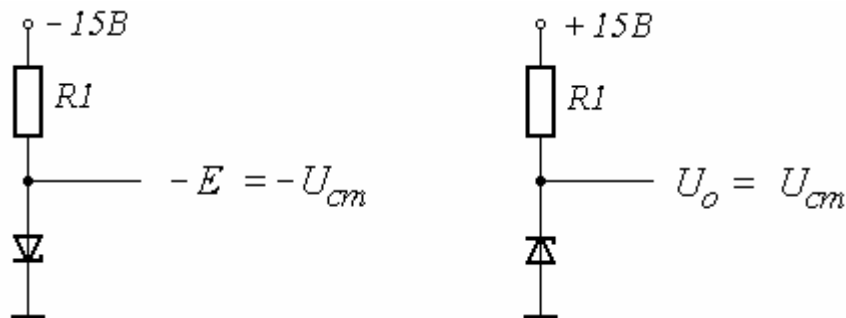
$$\frac{R_7 \cdot R_9}{R_8} = R_2 \cdot \frac{E}{U_o}. \quad (7.27)$$

Постоянная составляющая напряжения на выходе $DA3$ будет равна

$$U_{вых} = \frac{1}{T_0} \int_0^T (i_4 + i_5) R_{10} dt = \frac{R_{10}}{R_1 E} U_{ex}^2. \quad (7.28)$$

Таким образом, постоянная составляющая выходного напряжения будет прямо пропорциональна квадрату действующего значения входного напряжения.

Так как выходной сигнал квадратичного преобразователя зависит от значений параметров многих компонентов схемы, которые входят в состав одного уравнения, то его проектирование сводится к заданию значений резисторов и напряжений. Напряжения E и U_o берутся порядка нескольких вольт. Для их получения обычно применяют параметрические стабилизаторы напряжения, выполненные на стабилитронах (рис. 7.8 а, б). С помощью их легко и просто получить стабильные постоянные напряжения величиной от 5 В до 11 В.



а

б Рис.7.8

Иногда применяют один источник стабилизированного напряжения U_o , а в качестве второго источника используют операционный усилитель (рис.7.9).

В этом случае напряжение $E = -U_o \frac{R_4}{R_3}$ и меняется синхронно при изменениях напряжения стабилизации стабилитрона U_o .

Резистор R_1 (рис.7.7) выбирается исходя из минимально допустимого сопротивления нагрузки для источника входного сигнала $U_{вх}$. Так как в качестве его обычно используют электронные усилители, то R_1 обычно целесообразно брать большим 10 кОм. Резистор R_7 можно брать равным резистору R_1 .

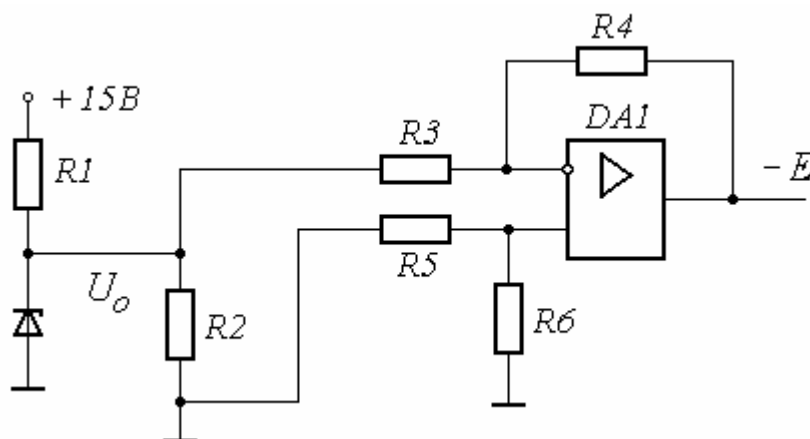


Рис.7.9

Существенно увеличивать резистор R_1 не следует, так как лучшие результаты с точки зрения точности преобразования получаются при сравнительно больших токах i_1, i_2, i_3 , которые однако, как правило, не превышают 1 мА. Поэтому при выборе R_1 следует ориентироваться на выполнение неравенств

$$\frac{2U_{вх\ max}}{R_1} < 10^{-3}\ \text{А};$$

$$R_1 \parallel R_7 > R_{дон},$$

где $R_{дон}$ – минимальное сопротивление нагрузки источника входного сигнала.

Коэффициент 2 справедлив для случая, когда $R_1 = R_7$.

Значение резистора R_2 следует выбирать исходя из условий

$$\frac{U_o}{R_2} = E g_{1\ min},$$

$$\frac{U_{\text{вх max}}}{R_1} + \frac{U_o}{R_2} = E g_{1 \text{ max}},$$

где $g_{1 \text{ min}}$ и $g_{1 \text{ max}}$ – минимальное и максимальное значения проводимости

”канала” полевого транзистора $\left(g = \frac{1}{R_{СИ \text{ диф}}} \right)$.

Максимальная проводимость канала у полевого транзистора с управляющим $p - n$ переходом будет при напряжении $U_{ЗИ} = 0$ и характеризуется сопротивлением $R_{СИ \text{ диф}}$, равным нескольким десяткам – сотням Ом.

Для получения лучших результатов целесообразно подать небольшое запирающее напряжение на затвор относительно стока, так чтобы сопротивление канала $R_{СИ \text{ диф}}$ стало бы равным $R_{СИ \text{ диф min}} = 2 \div 5$, а

$$g_{1 \text{ max}} = \frac{1}{R_{СИ \text{ диф min}}} = \frac{1}{(2 \div 5) 10^3}.$$

Так как $g_{1 \text{ max}}$ известно и априорно заданы напряжения U_o и $-E$, то из уравнения

$$\frac{U_{\text{вх max}}}{R_1} + \frac{U_o}{R_2} = E g_{1 \text{ max}}$$

находится значение резистора R_2 .

Резисторы R_3, R_6 следует выбирать исходя из условия

$$R_3 = R_5,$$

$$R_4 = R_6.$$

При этом ввиду малости тока затвора их номиналы могут быть заданы достаточно большими: R_3 и R_5 порядка десятков – сотен кОм, а R_4 и R_6 порядка $0,2 R_3$. Значения этих резисторов не очень критичны, так как режим работы транзисторов в первую очередь зависит от параметров ОУ $DA1$. Более точно соотношение между резисторами R_3, R_4 можно найти из условия

$$U_{\text{вых max}} - \frac{\left\{ |U_{\text{вых max}}| + |E| \right\} R_4}{R_3 + R_4} > U_{ЗИ \text{ отс}}$$

где $U_{вых\ max}$ – максимальное выходное напряжение ОУ $DA1$,
 $U_{3И\ отс}$ – напряжение отсечки полевого транзистора.

Нецелесообразно иметь сумму резисторов $R_3 + R_4$ большей нескольких сотен кОм.

Резисторы R_7, R_8, R_9 выбираются исходя из условия

$$\frac{R_7 \cdot R_9}{R_8} = R_2 \cdot \frac{E}{U_o}.$$

При этом следует учитывать то, что резистор R_7 также источник входного напряжения, как и резистор R_1 . При $R_1 = R_7$ резисторы R_8, R_9 следует брать равными сотням килоом.

Резистор R_{10} следует выбирать из условия

$$U_{вых\ max} < U_{вых\ max\ ОУ},$$

где $U_{вых\ max\ ОУ}$ – максимальное выходное напряжение ОУ $DA3$;
 $U_{вых\ max}$ – максимальное выходное напряжение при максимальных токах i_4 и i_5 .

Для подавления переменной составляющей выходного напряжения в цепи ОУ $DA3$ включен конденсатор C_1 , а на его выходе – ФНЧ. Конденсатор C_1 выбирают исходя из требуемой верхней частоты полосы пропускания ω_c

$$\omega_c = \frac{1}{\tau},$$

где $\tau = R_{10} \cdot C_1$.

Для получения линейной зависимости показаний выходного магнитоэлектрического измерительного прибора электронного вольтметра после ФНЧ включается преобразователь, в котором извлекается квадратный корень из $U_{вых}$ КП.

Выходная часть ПДЗ показана на рис.7.10

Устройство, выполняющее операцию извлечения квадратного корня представляет собой ОУ $DA4$, в обратную связь которого включен перемножитель $DA5$ [11].

Из анализа схемы следует, что напряжение на входе ОУ $DA4$

$$U_{ex} = U_2 \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}} + \kappa U_3^2 \frac{R_{13}}{R_{13} + R_{14}} = -\frac{U_3}{K_u}, \quad (7.29)$$

где κ – коэффициент перемножения микросхемы *DA5* (масштабный коэффициент, значение которого указывается в справочных данных);

K_u – коэффициент усиления ОУ *DA4*.

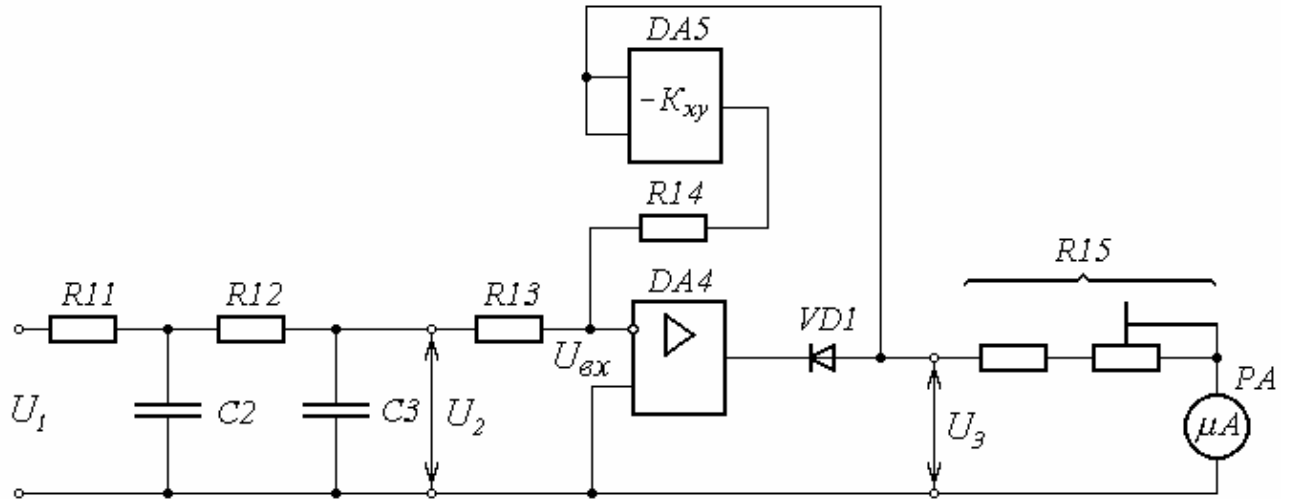


Рис.7.10

Из уравнения (7.29) следует, что квадрат выходного напряжения U_3 ОУ *DA4* равен

$$U_3^2 = -\frac{R_{14}}{\kappa \cdot R_{13}} U_2 \left[1 + \frac{U_3 (R_{13} + R_{14})}{U_2 \cdot K_u \cdot R_{14}} \right]. \quad (7.30)$$

При $U_2 < 0$ и $\left[U_3 (R_{13} + R_{14}) / (U_2 \cdot K_u \cdot R_{14}) \right] \ll 1$, имеем

$$U_3 \approx \sqrt{\frac{R_{14}}{\kappa \cdot R_{13}}} (-U_2). \quad (7.31)$$

Следовательно, U_2 может быть только отрицательным. Если $U_2 > 0$ схема запирается и только разрывом цепи обратной связи ее можно вновь привести в исходное состояние. Для предотвращения запираания схемы на выходе ОУ *DA4* необходимо включить диод VD_1 , который при отрицательном выходном напряжении прерывает обратную связь.

На постоянном токе и в диапазоне низких частот для приведенной схемы

(рис.7.8) сумма токов, приходящих к инвертирующему входу ОУ DA4 равна 0

$$\frac{U_1}{R_{11} + R_{12} + R_{13}} + \frac{\kappa U_3^2}{R_{14}} = 0.$$

Откуда

$$-U_3^2 = \frac{U_1 \cdot R_{14}}{(R_{11} + R_{12} + R_{13}) \kappa};$$

$$-U_3 = \sqrt{U_1 \cdot \frac{R_{14}}{(R_{11} + R_{12} + R_{13}) \kappa}}.$$

Сумма сопротивлений резисторов $(R_{11} + R_{12} + R_{13})$ выбирается исходя из допустимой нагрузки источника напряжения U_1 , как правило, не меньше десятка кОм и не более 1 МОм. Резистор R_{14} выбирают исходя из желаемого значения коэффициента преобразования. Как правило, R_{14} тоже не меньше десяти кОм и не более 1 МОм. Для микросхем 525ПС2, 525ПС3 коэффициент перемножения κ равен 0,1.

Так что на постоянном токе имеем

$$-U_3 = \sqrt{U_1} \cdot \kappa_2,$$

где $\kappa_2 = \sqrt{\frac{10 \cdot R_{14}}{R_{11} + R_{12} + R_{13}}}$.

Для переменного тока вместо суммы сопротивлений $R_{11} + R_{12} + R_{13}$ следует подставить значение Z_3 , которое следует найти из эквивалентной схемы

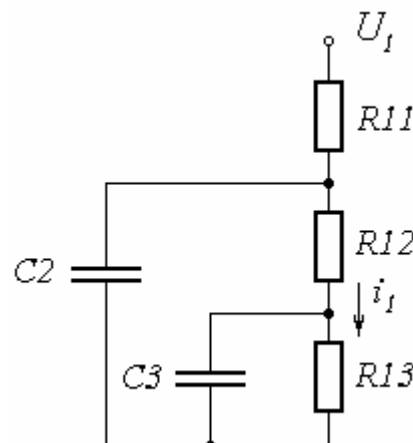


Рис.7.11

$$i_1 = \frac{U_1}{Z_9};$$

$$Z_{13} = R_{13} \parallel \frac{1}{j\omega C_3} = \frac{R_{13}}{1 + j\omega C_3 R_{13}}.$$

$$Z'_{12} = R_{12} + Z_{13};$$

$$Z_{12} = \frac{1}{j\omega C_2} \parallel Z'_{12};$$

$$Z_{ex} = R_{11} + Z_{12};$$

$$i_1 = \frac{U_1 \cdot Z_{12} \cdot Z_{13}}{Z_{ex} \cdot Z'_{12} \cdot R_{13}};$$

$$Z_9 = \frac{Z_{ex} \cdot Z'_{12} \cdot R_{13}}{Z_{12} \cdot Z_{13}}.$$

Выбирая значения C_2 , C_3 , можно определить значения Z_9 на требуемой частоте и коэффициент преобразования на этой частоте, что однако достаточно громоздко.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебном пособии приведены сведения, необходимые для проектирования электронных аналоговых устройств и преобразователей измерительных сигналов, используемых в информационно–измерительной технике. Усвоив их и осмысленно применяя на практике можно создать достаточно сложные электронные устройства к метрологическим характеристикам и параметрам которых предъявляются жесткие требования. В рамках одной книги невозможно рассмотреть все вопросы, с которыми приходится сталкиваться при создании измерительных устройств различного назначения. Поэтому авторы надеются, что знаний, полученных в результате внимательного прочтения настоящей работы, будет достаточно для того, чтобы найти свой подход к расчетам параметров и характеристик создаваемого конкретного устройства. Учебное пособие задумывалось как дополнение к книге Гусев В.Г., Гусев Ю.М. "Электроника" М.: Высшая школа. Материал ее прошел многолетнюю апробацию. Отдельные разделы написаны впервые.

В заключение желаем читателям успешной работы по созданию электронных технических средств различного назначения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника.–М.: Высшая школа, 1991.– 622 с.
2. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. 2–е изд., перераб. и доп.–Л.: Энергоатомиздат, 1988.– 304 с.
3. Проектирование усилительных устройств /Под ред. Н.В. Терпугова.–М.: Высшая школа, 1982.–190 с.
4. Воробьев Н.И. Проектирование электронных устройств: Учебное пособие для вузов по спец. "Автоматика и управление в технических системах".–М.: Высшая школа, 1989.– 223 с.
5. Полулях К.С. Электронные измерительные приборы.–М.: Высшая школа, 1966.– 400 с.
6. Меерсон А.М. Радиоизмерительная техника.–Л.: Энергия, 1978.– 408 с.
7. Волгин Л.И. Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное.–М.: Сов.радио, 1977.– 240 с.
8. Аналоговые электроизмерительные приборы /Е.Г. Бишард, Е.А. Киселева, Г.П. Лебедев и др. –М.:Высшая школа, 1991.–415 с.
9. Ламекин В.Ф. Широкополосные интегральные усилители. –М.: Сов.радио, 1980.–224 с.
10. Попов В.С., Исаев В.И. Быстродействующий микропроцессорный преобразователь действующих значений напряжения переменного тока. –М.: Измерительная техника, 1983, №1
11. Тимонтеев В.Н., Величко Л.М., Ткаченко В.А. Аналоговые перемножители сигналов в радиоэлектронной аппаратуре. – М.: Радио и связь, 1982. – 112 с.

Гусев Владимир Георгиевич
Мулик Анатолий Владимирович

АНАЛОГОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Учебное издание

Редактор Ф.А. Паль

ЛР № 020258 от 30.10.91

Подписано к печати 10.07.96. Формат 60x84 1/16

Печать плоская. Усл. печ. л. 9,2. Усл. кр–отт. 9,0

Уч.–изд. л. 9,0. Тираж 300. Заказ С(18)

Отпечатано в РИК “Даурия”.

450000, Уфа – центр, ул. К. Маркса,12.