

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра радиотехнических устройств

В.Л. Свирид

АНАЛОГОВАЯ МИКРОСХЕМОТЕХНИКА

Учебное пособие

для студентов специальности «Радиотехника»
всех форм обучения

В 3-х частях

Часть 1. ***ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ.
СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ***

Минск 2003

УДК 621.382.8 (075.8)
ББК 32.844.1 я 73
С 24

Рецензенты:

кафедра телекоммуникационных систем ВГКС
(зав. кафедрой, доцент, канд. техн. наук Н.И. Шатило);
доцент кафедры электроники БГУИР, канд. техн. наук Ф.А. Ткаченко

Свирид В.Л.

С 24 Аналоговая микросхемотехника: Учеб. пособие для студентов спец. «Радиотехника» всех форм обучения. В 3 ч. Ч. 1: Интегральные микросхемы. Системотехническое проектирование радиоэлектронной аппаратуры / В.Л. Свирид. – Мн.: БГУИР, 2003. – 232 с.: ил.

ISBN 985-444-496-1 (ч. 1).

Первая часть учебного пособия посвящена интегральным микросхемам операционных усилителей, перемножителей сигналов, компараторов, аналоговых коммутаторов, устройств выборки-хранения информации в радиотехнических устройствах и системотехническому проектированию радиоэлектронной аппаратуры на их основе.

Предназначена для студентов радиотехнических специальностей вузов, аспирантов, научных работников и специалистов, связанных с разработкой радиоэлектронной аппаратуры на интегральных микросхемах.

УДК 621.382.8 (075.8)
ББК 32.844.1 я 73

ISBN 985-444-496-1 (ч. 1)
ISBN 985-444-497-X

© Свирид В.Л., 2003
© БГУИР, 2003

Библиотека БГУИР

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

ВВЕДЕНИЕ

Часть 1. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ И СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ НА ИХ ОСНОВЕ

1. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ

- 1.1. Операционный усилитель как активный элемент схемотехники
 - 1.1.1. Модели операционных усилителей
 - 1.1.2. Представление амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик операционных усилителей и обеспечение их устойчивости с отрицательной обратной связью
 - 1.1.3. Реальные параметры и идеализированные свойства операционных усилителей
 - 1.1.4. Эквивалентная схема замещения операционного усилителя по постоянному току
- 1.2. Основные операционные схемы
 - 1.2.1. Инвертирующая операционная схема, оценка точности и реализация на ее основе сумматора сигналов и преобразователя тока в напряжение
 - 1.2.2. Неинвертирующая операционная схема, оценка точности и реализация на ее основе повторителя сигналов трансформатора сопротивлений)
 - 1.2.3. Дифференциальная операционная схема, оценка точности и реализация на ее основе вычитающего и сравнивающего устройств
 - 1.2.4. Изолированный от общей шины преобразователь напряжений
 - 1.2.5. Изолированный от общей шины преобразователь тока в напряжение
- 1.3. Генераторы стабильного тока на основе операционных усилителей
 - 1.3.1. Генератор стабильного тока с изолированной нагрузкой и его точность
 - 1.3.2. Генератор стабильного тока с заземленной нагрузкой и оценка его точности
 - 1.3.3. Генераторы втекающего и вытекающего стабильных токов с повышенным значением формируемых токов
 - 1.3.4. Времяамплитудный преобразователь на основе генератора стабильного тока и оценка его точности
 - 1.3.5. Особенности проектирования и расчета генераторов стабильного тока и времяамплитудного преобразователя
- 1.4. Стабилизаторы напряжения на основе операционных усилителей
 - 1.4.1. Стабилизатор напряжения как элемент схемотехники
 - 1.4.2. Однополярные стабилизаторы с опорными стабилитронами

- 1.4.3. Стабилизатор напряжения с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току
- 1.4.4. Следящий стабилизатор разнополярных напряжений
- 1.5. Экстрематоры сигналов на основе операционных усилителей
 - 1.5.1. Однополярный и двухполярный экстрематоры
 - 1.5.2. Оценка точности формирования экстремума
- 1.6. Линейные преобразователи переменного напряжения в постоянное
 - 1.6.1. Одно- и двухполупериодное преобразование сигналов
 - 1.6.2. Преобразователи напряжений амплитудных значений
- 1.7. Электронно–управляемые масштабные преобразователи напряжений на основе операционных усилителей
 - 1.7.1. Преобразователи с линейным управлением коэффициента передачи
 - 1.7.2. Масштабный преобразователь с экспоненциальным управлением
 - 1.7.3. Преобразователи напряжений с электронным переключением полярности коэффициентов передачи
 - 1.7.4. Мостовой усилитель как преобразователь приращений сопротивлений (проводимостей) в напряжение
 - 1.7.5. Циркулятор сигналов
- 1.8. Линейные преобразователи полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение
 - 1.8.1. Базовые схемы преобразователей
 - 1.8.2. Высокоточные преобразователи полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение
- 1.9. Типы операционных усилителей и их отличительные особенности
- 1.10. Меры предосторожности и полезные советы при использовании операционных усилителей

2. ПЕРЕМНОЖИТЕЛИ СИГНАЛОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ

- 2.1. Основные свойства и параметры перемножителей сигналов
- 2.2. Реализация математических операций на основе перемножителей сигналов
 - 2.2.1. Умножение двух сигналов и возведение в квадрат
 - 2.2.2. Деление аналоговых сигналов
 - 2.2.3. Извлечение квадратного корня
- 2.3. Типы аналоговых перемножителей сигналов и их отличительные особенности
- 2.4. Перемножители сигналов как балансные модуляторы
 - 2.4.1. Особенности применения балансных модуляторов
 - 2.4.2. Амплитудный модулятор
 - 2.4.3. Фазовый и частотный демодуляторы
 - 2.4.4. Синхронный (линейный) амплитудный демодулятор
 - 2.4.5. Квадратор как нелинейный амплитудный демодулятор
- 2.5. Методы реализации перемножителей сигналов
 - 2.5.1. Отличительные особенности методов

2.5.2. Аналоговый перемножитель на основе логарифмирования и антилогарифмирования сигналов

2.5.3. Перемножители сигналов на основе полевых транзисторов

2.5.4. Вреямплитудный перемножитель сигналов

3. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ВЗАИМНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ АНАЛОГОВОЙ И ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

3.1. Системы сбора и распределения данных

3.2. Интегральные компараторы сигналов

3.3. Аналоговые коммутаторы, мультиплексоры и демультимплексоры

3.4. Устройства выборки-хранения информации

3.4.1. Устройство выборки-хранения информации как схемотехнический элемент

3.4.2. Схемотехника и способы улучшения технических характеристик

3.4.3. Принципы построения, оценка точности и эффективности

высокоточного устройства выборки-хранения информации

3.4.4. Особенности проектирования и расчета устройств выборки-хранения информации

4. ОСНОВЫ СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

4.1. Основные этапы и особенности системотехнического проектирования

4.2. Системотехническое проектирование совершенно нового изделия (на примере измерителя напряжения отсечки полевых транзисторов)

4.2.1. Дифференциальный метод измерения напряжения отсечки полевых транзисторов

4.2.2. Оценка точности и эффективности дифференциального метода

4.2.3. Принципы построения устройства для измерения напряжения отсечки и его системотехническая реализация

4.2.4. Особенности интегрализации устройства

4.3. Системотехническое проектирование как непрерывный процесс

4.3.1. Недостатки спроектированного устройства и необходимость его усовершенствования

4.3.2. Метод измерения параметров аппроксимации характеристик нелинейных элементов

4.3.3. Системотехническая реализация метода

4.3.4. Оценка точности и эффективности метода

4.3.5. Особенности интегрализации устройства для измерения параметров аппроксимации характеристик

ЛИТЕРАТУРА

ПРЕДИСЛОВИЕ

Книга, которую вы держите в руках, – первый в Республике Беларусь оригинальный курс микросхемотехники, учитывающий мировой и отечественный опыт. Она подготовлена автором на основе собственных научных разработок и источников информации, представленных в списке литературы. Авторская программа курса отражена в подробном содержании, приведенном в конце книги.

Концепция книги, в отличие от других [5, 19, 21], в том числе и современных [39], основана на идее оценки точности практически всех рассматриваемых схемных решений. Автор стремился уйти от догматизма, констатации раз и навсегда данных истин и установившихся представлений о том или другом микроэлектронном устройстве (МЭУ) без вывода определенных соотношений и формул.

«Аналоговая микросхемотехника. Учебное пособие». Можно сказать и иначе: это самые актуальные схемные реализации со всеми необходимыми сведениями и подробностями для успешного овладения знаниями в данной области техники. Эта книга мыслилась не как справочник полезных формул и алгоритмов для решения задач и не как транскрипт отечественных и зарубежных учебников и пособий, а как основа курса «Микросхемотехника» для студентов радиотехнических специальностей вузов, а также для всех тех, кто хочет и может изучать теоретические основы микросхемотехники, без знаний которых немыслимы ни активная повседневная деятельность специалиста, ни научные исследования в ее прикладных областях.

Материал данной книги, надеюсь, будет стимулировать инициативу и профессиональных разработчиков радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) на интегральных микросхемах (ИС). Ревнивые «слуги прогресса», разыскивающие все новое и неизвестное, также вряд ли оставят эту книгу без внимания, так как смогут здесь найти то, что не было раньше опубликовано другими авторами. Студенты, полагаю, не будут третированы использованной для анализа схемных решений теорией, которая в общем не является сложной.

Структура учебного пособия обеспечивает последовательность рассмотрения основных закономерностей функционирования РЭА на ИС и схемных решений с учетом реальных моделей ИС. Пособие состоит из трех частей, издаваемых отдельно, отражающих содержание соответствующих частей типовой программы курса.

Первая часть посвящена ИС, применяемым в радиотехнических устройствах (РТУ), и системотехническому проектированию РЭА на их основе.

Во второй части излагаются основы схемотехники и схемотехническое проектирование аналоговых ИС, а в третьей – проблема индуктивности в микроэлектронике и пути ее решения с отражением активных фильтрующих

устройств и схемотехнического проектирования и расчета конверторов и инверторов сопротивлений.

Материал этой книги является отражением курса «Микросхемотехника», который изучается в течение 17 недель (по 5 часов в неделю). Часы распределяются следующим образом: 3 часа – лекции, 1 час – практические занятия и 1 час – лабораторные работы. Кроме этого, проводятся консультации по 1 часу в 2 недели. Для студентов заочной формы обучения предусмотрено курсовое проектирование с объемом внеаудиторной работы в 45 часов.

Лекции предназначены для того, чтобы студенты проникли в самую суть материала, освоили методы анализа и увидели перспективы развития схемотехники РЭА, чего трудно добиться другими методами обучения. Практические занятия предусматривают детальное обсуждение основных проблем теории и отработки методики проектирования и расчета, а также правильности решения системо- и схемотехнических задач. Введенные 4 лабораторные работы умеренной сложности составляют экспериментальную часть, направленную на приобретение навыков практического моделирования процессов, происходящих в РЭА на ИС, и их экспериментального исследования с использованием современной измерительной техники. Самоподготовка включает изучение основного материала книги, дополнительных источников текущей информации и решение конкретных задач.

При изложении материала книги учтен опыт преподавания данной дисциплины в Белорусском государственном университете информатики и радиоэлектроники. Более чем 25 лет работы в рамках этого курса в его нынешней форме позволяют утверждать, что большинство студентов, завершая обучение, в общем представляют себе поведение сложных аналоговых МЭУ и имеют элементарные навыки их исследования, которые служат достаточной основой для изучения более сложных и специализированных дисциплин учебного плана специальности «Радиотехника».

И все же, если даже после досконального изучения всех разделов книги у вас останутся вопросы и сомнения, не падайте духом. Д.И. Писарев как-то заметил: «Очень не многие люди, и притом только самые замечательные, способны просто и откровенно сказать: «НЕ знаю». Чтобы окончательно рассеять ваши сомнения, практически в каждом подразделе книги имеются рекомендации по расчету отдельных схемных реализаций, а для более сложных схем – и порядок их проектирования и расчета, на которые следует обратить особое внимание.

Если цели вам ясны – дерзайте, а книга поможет вам на студенческой скамье и в дальнейшем совершенствовании знаний. Желаю успехов.

Реализация данной книги стала возможной с использованием результатов, выполненных исследований по программе INTAS в рамках проекта № 2000/61.

Ноябрь 2002 г.

В.Л. Свирид

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АИС – аналоговая интегральная микросхема
АК – аналоговый коммутатор
АМ – амплитудная модуляция
АРУ – автоматическая регулировка усиления
АЦП – аналого-цифровой преобразователь
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
БМ – балансный модулятор
БТ – биполярный транзистор
ВАХ – вольт-амперная характеристика
ВАП – времяамплитудный преобразователь
ГИС – гибридная интегральная микросхема
ГСТ – генератор стабильного тока
ДД – динамический диапазон
ДУ – дифференциальный усилитель
ИОН – источник опорного напряжения
ИС – интегральная микросхема
КГИ – коэффициент гармонических искажений
КЗ – короткое замыкание
КМОП – комплементарная МОП-структура
КОС – конвертор отрицательного сопротивления
КПС – конвертор положительного сопротивления
МДМ – модулятор–усилитель–демодулятор
МОП – металл–окисел–полупроводник
МП – масштабный преобразователь
МЭУ – микроэлектронное устройство
НЭ – нелинейный элемент
ООВП – относительное ослабление влияния напряжения питания
ООС – отрицательная обратная связь
ООСС – относительное ослабление синфазного сигнала
ОС – операционная схема
ОУ – операционный усилитель

ПИС – полупроводниковая интегральная микросхема

ПН – преобразователь напряжений

ПОС – положительная обратная связь

ПС – перемножитель сигналов

ПТ – полевой транзистор

ПТН – преобразователь тока в напряжение

ПФ – полосовой фильтр

РТ – рабочая точка

РТМ – руководящий технический материал

РТУ – радиотехническое устройство

РЭА – радиоэлектронная аппаратура

СВДТ – средний временной дрейф тока

СД – синхронный демодулятор

СН – стабилизатор напряжения

ССД – система сбора данных

ТЗ – техническое задание

ТК – температурный коэффициент

ТС – транзисторная структура

ТСТ – термостабильная точка

ТТЛ – транзисторно-транзисторная логика

ТУ – технические условия

УВХ – устройство выборки-хранения информации

УН – усилитель напряжения

УТ – усилитель тока

ФА – формирователь амплитуды

ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты

ФВЧ – фильтр верхних частот

ФНЧ – фильтр нижних частот

ФД – фазовый демодулятор

ФЧХ – фазочастотная характеристика

ЦАП – цифроаналоговый преобразователь

ЦИС – цифровая интегральная микросхема

ЧМ – частотная модуляция

ЭДС – электродвижущая сила

ЭП – эмиттерный повторитель

Библиотека БГУИР

ВВЕДЕНИЕ

Основные проблемы, современное состояние и перспективы развития микроэлектроники

Микроэлектроника, оказывающая существенное воздействие на многие виды человеческой деятельности, в настоящее время достигла определенного совершенства. Технические характеристики некоторых видов ее микроэлектронных изделий – ИС приблизились к предельным значениям, и их совершенствование направлено в основном на расширение функциональных возможностей, т.е. на создание сложных микросистем, наделенных интеллектуальными свойствами обработки данных.

Современная научно-техническая революция связана с переходом от микроэлектроники к наноэлектронике, оперирующей наноразмерами (миллиардными частями метра). По прогнозам авторитетных экспертов, в ближайшее десятилетие возможно создание наноразмерной элементной базы электроники для работы в условиях Космоса, появление средств для создания нанокомпьютеров. Малые размеры нанотранзисторов позволят резко повысить их быстродействие, вплоть до терагерцевого диапазона, на несколько порядков увеличить степень интеграции электронных схем. Эти транзисторы в принципе не нуждаются в монокристаллических структурах и могут быть выполнены на основе материалов с весьма высокой температурой плавления [39].

Для развития нанотехники в передовых странах мира существуют научно-технические программы, на реализацию которых направляются огромные финансовые средства. Например, Американская нанотехнологическая программа оценивается около полумиллиарда долларов в год, что составляет 18% расходов на федеральную поддержку науки этой страны [39]. Данная программа предусматривает создание мультитерабитных запоминающих устройств объемом около 1 см^3 , емкостью, сравнимой с библиотекой Конгресса США, при увеличении плотности записи информации в тысячи раз; увеличение в миллион раз быстродействия компьютеров по сравнению с лучшими современными и т.д.

Введение в нанотехнику, включая ее предысторию, базовую концепцию, новые отрасли знаний, технологию, а также проблемы создания ее индустрии и другие важные вопросы, связанные с ней, все это достаточно подробно отражено в двух заключительных разделах книги [39].

Цель и задачи курса «Микросхемотехника»

Проектирование РЭА на современном этапе связано с двумя основными направлениями.

Первое, так называемое системотехническое направление предусматривает проектирование РЭА (тракта аналоговой или цифровой обработки) на основе уже имеющихся ИС. При таком подходе разработчик РЭА должен уметь правильно использовать соответствующую элементную базу. Для этого необходимо знать и понимать, как она работает.

Второе, так называемое схемотехническое направление связано с проектированием самих ИС. Разработчик РЭА, изучив схемотехнику ИС, должен сознательно, с учетом возможностей интегральной технологии, стимулировать развитие схемотехники и функциональной сложности ИС.

Целью дисциплины «Микросхемотехника» является изучение методов системо- и схемотехнического проектирования РЭА на современной элементной базе и принципов схемотехнического проектирования ИС различного назначения.

Задачи дисциплины состоят в том, чтобы научить студентов умело использовать изделия микроэлектроники как элементную базу при проектировании РЭА, грамотно формулировать технические требования на разработку МЭУ и отдельных изделий микроэлектроники, заложить основу для овладения принципами схемотехнического проектирования ИС различного назначения.

Курс «Микросхемотехника» в учебном плане специальности «Радиотехника» расположен в центре перечня дисциплин, обеспечивающих научную и техническую подготовку радиоинженера. Изучая данную дисциплину, студенты знакомятся с методами анализа и принципами построения аналоговых электронных устройств на основе ИС, методами проектирования ИС, с вопросами обеспечения оптимального режима их работы и другими вопросами микросхемотехники, знание которых необходимо для ряда радиоинженерных дисциплин.

Фундаментальной базой курса являются знания, приобретенные студентами при изучении дисциплин «Высшая математика», «Физика», в особенности таких разделов этих дисциплин, которые связаны с теорией комплексных чисел, рядов, дифференциальным исчислением, электричеством и физикой полупроводников.

Дисциплина основана также на методах и алгоритмах анализа электрических цепей, с которыми студенты знакомятся при изучении дисциплин «Электротехника» и «Программирование», на знании характеристик и параметров активных и пассивных элементов, рассматриваемых в курсах «Радиоматериалы и основы микроэлектроники» и «Основы компьютерного проектирования», на знании основ схемотехнического проектирования, методов анализа нелинейных электрических цепей, критериев устойчивости линейных активных цепей и устройств с обратной связью, которые излагаются в дисциплинах «Радиотехнические цепи и сигналы» и «Аналоговые электронные устройства».

Знания, приобретаемые при изучении курса «Микросхемотехника», являются полезными для многих дисциплин учебного плана, таких, как «Радиоприемные устройства», «Системы мобильной радиосвязи», «Прием сигналов на фоне помех» и другие, которые излагаются параллельно с данным курсом или после него.

В результате освоения курса «Микросхемотехника» студент должен:

знать и понимать основные принципы, особенности и возможности интегральной схемотехники и технологии, методы системо- и схемотехнического проектирования РЭА на основе ИС;

уметь характеризовать современные тенденции проектирования различных радиотехнических устройств (РТУ) на ИС, специфические особенности проектирования ИС;

уметь анализировать сложные аналоговые электронные устройства на основе интегральной схемотехники с использованием методов машинного проектирования;

приобрести навыки инженерного проектирования и расчета, моделирования и экспериментального исследования как самих ИС, так и различной РЭА на их основе с использованием современной измерительной техники.

Основные определения (терминология) в микроэлектронике

Интегральные микросхемы, элементы, компоненты

Понятия и термины в области микроэлектроники определены ныне действующим стандартом «Микросхемы интегральные. Термины и определения» (ГОСТ 17021-88), введенным с 01.01.90 г. В соответствии с этим стандартом для каждого понятия установлен один стандартизованный термин. Применение терминов–синонимов стандартизованного термина не допускается. Для отдельных стандартизованных терминов могут быть использованы в качестве справочных краткие формы, которые разрешается применять в случаях, исключающих возможность их различного толкования. Приводимые в ГОСТ 17021-88 определения можно, при необходимости, изменять, вводя в них произвольные признаки, раскрывая значения используемых в них терминов, указывая объекты, входящие в объем определяемого понятия. Изменения не должны нарушать объем и содержание понятий, определенных в этом стандарте.

В соответствии с ГОСТ 17021-88 рассмотрим основные термины и определения, касающиеся предмета нашего курса. Для некоторых стандартизованных терминов в скобках приводятся их краткие формы.

Интегральная микросхема – ИС, ряд элементов которой выполнены нераздельно и электрически соединены между собой таким образом, что с точки зрения технических требований, испытаний, торговли и эксплуатации устройство рассматривается как одно целое.

Под микросхемой понимают микроэлектронное устройство, рассматриваемое как единое изделие, имеющее высокую плотность расположения элементов и (или) компонентов, эквивалентных элементам обычной схемы.

Элемент ИС (Элемент) – часть ИС, реализующая функцию какого-либо простого электрорадиоэлемента (резистора, конденсатора, транзистора, диода), выполненная нераздельно с кристаллом ИС.

Компонент ИС (Компонент) – отличается от элемента только тем, что до монтажа эта часть ИС была самостоятельным изделием (диод, транзистор, резистор, конденсатор).

Элементы конструкции

Корпус ИС (Корпус) – часть конструкции, предназначенная для защиты ИС от внешних воздействий и для соединений с внешними электрическими цепями посредством выводов. Типы и размеры корпусов определяются ныне действующим ГОСТ 17467-88 «Микросхемы интегральные. Основные размеры», введенным с 01.01.90 г.

Подложка ИС (Подложка) – заготовка из диэлектрического материала, предназначенная для нанесения на ее поверхности элементов гибридных ИС, межэлементных и (или) межкомпонентных соединений, а также контактных площадок.

Полупроводниковая пластина (Пластина) – заготовка из полупроводникового материала, предназначенная для изготовления полупроводниковых ИС.

Кристалл ИС (Кристалл) – часть полупроводниковой пластины, в объеме и на поверхности которой сформированы элементы полупроводниковых ИС, межэлементные соединения и контактные площадки.

Базовый кристалл ИС (Базовый кристалл) – часть полупроводниковой пластины с определенным набором сформированных элементов, в том числе электрически соединенных и (или) не соединенных между собой, используемая для создания ИС путем изготовления межэлементных соединений.

Контактная площадка ИС (Контактная площадка) – металлизированный участок на подложке, кристалле или корпусе ИС, служащий для присоединения выводов компонентов и кристаллов, перемычек, а также для контроля ее электрических параметров и режимов.

Бескорпусная ИС (Бескорпусная микросхема) – кристалл ИС, предназначенный для монтажа в гибридную ИС или микросборку.

Вывод бескорпусной ИС (Вывод) – провод, соединенный с контактной площадкой бескорпусной ИС и предназначенный для электрического соединения с внешними электрическими цепями. Выполняет также функцию отвода тепла.

Простые и сложные интегральные схемы

ГОСТ 17021-88 определяет термин **степень интеграции ИС** (Степень интеграции) как показатель сложности ИС, характеризуемый числом содержащихся в ней элементов и (или) компонентов:

$$K = \lg N,$$

где K – коэффициент, определяющий степени интеграции, округляемый до ближайшего большего числа; N – число элементов и компонентов.

К первой степени интеграции относятся ИС, содержащие до 10 элементов, ИС второй степени интеграции содержат от 11 до 100 элементов и компонентов и т.д. В настоящее время реальны ИС шестой степени интеграции.

Имеют место количественные оценки сложности ИС: малая (МИС), средняя (СИС), большая (БИС), сверхбольшая (СБИС), сверхскоростная (ССИС), которые зависят от числа элементов и компонентов, технологии изготовления и функционального назначения. Цифровые большие ИС насыщены элементами, как правило, во много раз больше, чем аналоговые того же ранга. При проектировании РЭА важное значение приобретает плотность упаковки элементов ИС.

Плотность упаковки ИС (Плотность упаковки) – отношение суммы элементов ИС и (или) элементов, содержащихся в составе компонентов, к объему ИС (без учета объема выводов).

Классификация интегральных схем

В зависимости от технологии изготовления ИС могут быть полупроводниковыми, пленочными или гибридными.

Полупроводниковая ИС (ПИС) (Полупроводниковая микросхема) – это ИС, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены в объеме или на поверхности полупроводникового материала. (Термин «Твердая схема», образовавшийся в результате буквального перевода с английского, ГОСТ 17021-88 к применению не допускает).

Пленочная ИС (Пленочная микросхема) – это ИС, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены в виде пленок. Различают варианты: толстопленочные ИС, толщина пленок которых свыше 1 мкм, и тонкопленочные ИС, толщина пленок которых до 1 мкм.

Гибридная ИС (ГИС) (Гибридная микросхема) – это ИС, содержащая, кроме элементов, компоненты и (или) кристаллы.

В зависимости от функционального назначения ИС бывают: аналоговые и цифровые.

Аналоговая ИС (АИС) (Аналоговая микросхема) – это ИС, предназначенная для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону непрерывной функции.

Цифровая ИС (ЦИС) (Цифровая микросхема) – ИС, с помощью которых преобразуются и обрабатываются сигналы, выражаемые по закону дискретной функции. Термин «Логическая ИС» к применению не допускается.

Аналоговые и цифровые ИС выпускаются в виде серий.

Серия ИС (Серия) – совокупность типов ИС, обладающих конструктивной, электрической и, при необходимости, информационной и программной совместимостью и предназначенных для совместного применения.

Тип ИС – ИС конкретного функционального назначения и определенного конструктивно-технологического и схемотехнического решения, имеющая свое условное обозначение.

Система условных обозначений

В соответствии с принятой системой условных обозначений по конструктивно-технологическому исполнению выпускаемые серии ИС делятся на три группы: полупроводниковые, гибридные, прочие.

К последней группе относят пленочные ИС, вакуумные и керамические. Этим группам присвоены следующие цифры: 1, 5, 6, 7 – полупроводниковые ИС (7 – бескорпусные полупроводниковые ИС); 2, 4, 8 – гибридные; 3 – прочие ИС.

По функциональному назначению ИС подразделяются на подгруппы (например, усилители, генераторы, модуляторы) и виды (например, преобразователи напряжений, частоты, фазы).

Обозначение ИС состоит из четырех элементов. Первый элемент – это цифра, соответствующая конструктивно-технологической группе. Второй элемент – две-три цифры, характеризующие порядковый номер разработки серии ИС. Первые два элемента, состоящие из трех-четырех цифр, определяют полный номер серии ИС. Третий элемент (две буквы) соответствует подгруппе и виду ИС. Четвертый элемент, состоящий из одной или нескольких цифр, является порядковым номером разработки ИС в данной серии, в которой может быть несколько одинаковых по функциональному признаку ИС.

Иногда после условного обозначения добавляется буква, характеризующая технологический разброс электрических параметров, конкретные значения которых приводятся в технической документации на соответствующий типонаминал. Например: 153УД5Б.

Для ИС, предназначенных для использования в устройствах широкого применения, перед серией указывается буква К. Если ИС изготавливаются на экспорт, то перед буквой К указывают еще и букву Э (например ЭК140УД17).

Для характеристики материала и типа корпуса перед серией ИС могут быть добавлены следующие буквы: Р – для пластмассового корпуса второго типа, М –

для керамического, металло- и стеклокерамического корпуса второго типа, Е – для металлополимерного корпуса второго типа, А – для пластмассового планарного корпуса, И – для стеклокерамического планарного корпуса.

Пример условного обозначения ИС: 140УД21

Серия		
1	40	У
Порядковый номер разработки ИС по функциональному признаку в данной		
Вид (по функциональному признаку), в данном случае операционные		
Подгруппа, в данном случае усилители		
Порядковый номер разработки данной серии		
Группа (по конструктивно-технологическому		

Для бескорпусных ИС перед номером серии добавляют букву Б, а после полного обозначения серии через дефис вводится цифра, определяющая модификацию конструктивного исполнения: 1 – гибкие выводы, в том числе с количеством выводов не более 16; 2 – с ленточными (паучковыми) выводами; 3 – с жесткими выводами; 4 – на общей пластине (неразделенные); 5 – разделенные без потери ориентировки (например, наклеенных на пленку); 6 – с контактными площадками без выводов (кристалл), например Б533ЛА1-6.

Методы изготовления (виды технологий) интегральных микросхем

Существует несколько видов технологий изготовления ИС.

Полупроводниковая технология характеризуется тем, что как активные, так и пассивные элементы схем выполняют внутри объема кристалла полупроводника, который и является конструктивной основой ИС.

Основным полупроводниковым материалом является кремний. Он обладает рядом ценных свойств.

Из-за большей, чем у германия, ширины запрещенной зоны кремний позволяет получать активные элементы с меньшими обратными токами (можно обеспечить высокотемпературный режим работы ИС до температур примерно 400 °С и создать микромощный режим). В обычном диапазоне рабочих токов (миллиамперы) можно считать, что кремниевые транзисторы обладают более высоким порогом отпираания, а это повышает помехоустойчивость аналоговых и

цифровых ИС. Меньшая диэлектрическая проницаемость кремния обеспечивает, при одинаковых геометрических размерах с германиевыми ИС, меньшую емкость переходов.

Простота получения изолирующей поверхности достигается путем окисления исходной кремниевой пластины и образования пленки двуокиси кремния. Эта пленка используется в качестве маски при проведении диффузии в отдельных областях кристалла, а также для создания изоляции между отдельными элементами схемы.

Полупроводниковые ИС обеспечивают высокую степень интеграции.

Тонкопленочная технология: конструктивной основой ИС является изоляционная пластина, на которую наносят пленки из полупроводниковых, металлических и диэлектрических материалов.

Все пассивные элементы являются пленочными с улучшенными параметрами. Пленочные активные элементы не находят применения из-за недостаточной стабильности их параметров.

Например, сопротивления пленочных резисторов являются более термостабильными, легко поддаются контролю, имеют достаточно широкий диапазон номиналов.

Тонкопленочные конденсаторы, в отличие от полупроводниковых, обладают более высоким пробивным напряжением, большей удельной емкостью, независимостью емкости от напряжения.

Совмещенная технология обладает преимуществами каждой из рассмотренных технологий и исключает свойственные им недостатки.

Конструктивной основой, как и в полупроводниковой технологии, является полупроводниковый кристалл, в объеме которого формируются все активные элементы – транзисторы, диоды. Пассивные элементы создаются методом вакуумного напыления пленок, как в тонкопленочной технологии. Изолирующие области получают путем использования пленок двуокиси кремния или с помощью р-п-переходов.

Недостаток: необходимость сочетания двух типов технологических процессов – диффузии примесей (для активных элементов) и напыления (для пассивных элементов) – удорожает изготовление ИС.

Совмещенная технология позволяет получить достаточно высокую степень интеграции и предоставляет возможность выбора параметров пассивных элементов в широких пределах.

Гибридная технология: пассивные элементы изготавливают методами пленочной технологии.

Конструктивной основой данного вида ИС является изоляционная пластинка, на которую наносят резистивные, изоляционные и проводящие пленки. В результате получают конструкцию в виде слоеного пирога. В качестве активных элементов используют дискретные бескорпусные транзисторы и диоды (иногда бескорпусные ИС). Пленки наносят либо методами вакуумного напыления (или близкими к ним по технологии методами) – тонкие пленки, либо методами

шелкографии, когда на нужные места подложки продавливается обжигаемый впоследствии слой пасты, – толстые пленки.

Недостатки данного вида технологии: пониженная по сравнению с другими видами ИС плотность упаковки, повышенная стоимость.

Преимущество: сравнительная простота разработки и наладки производства новых функциональных схем (применяют ее для изготовления схем частного применения), а также гибридных больших ИС.

Рассмотренные особенности технологий касаются изготовления любых ИС: аналоговых и цифровых. Однако элементы цифровых ИС являются весьма распространенными и легко стандартизуемыми, их целесообразно изготавливать методами полупроводниковой или совмещенной технологии. Полупроводниковые ЦИС превосходят гибридные по всем показателям.

Среди аналоговых ИС наиболее распространенными оказываются операционные усилители (ОУ), для изготовления которых предпочтительны полупроводниковая или совмещенная технология.

Часть 1. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ И СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ НА ИХ ОСНОВЕ

1. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ

1.1. Операционный усилитель как активный элемент схемотехники

1.1.1. Модели операционных усилителей

Свое название ОУ получил от способности выполнения различного рода операций (преобразований) с помощью пассивных цепей отрицательной обратной связи (ООС), определяющих с достаточной точностью передаточную функцию преобразования всего устройства, в наименьшей степени зависящую от собственных параметров усилителя. Для реализации функций преобразования с высокой точностью и быстродействием ОУ должны иметь существенный запас по номиналу параметров. Современные интегральные ОУ обладают избытком усиления сигналов (сотни тысяч) при полосе частот от нуля до десятков мегагерц, имеют малые габариты и вес, могут работать в широком диапазоне температур (–60...+125) °С. Имеющиеся трудности на пути развития интегральных ОУ, связанные с ограничением величин номиналов резисторов на подложке (несколько десятков килоом), с точностью их изготовления, а также со сложностью получения на одной подложке биполярных (высококачественных р-п-р- и п-р-п-транзисторов) и униполярных (полевых) структур и т.д., в настоящее время успешно преодолеваются.

Схемотехнически ОУ в подавляющем большинстве случаев выполняют по схеме прямого усиления с дифференциальным каскадом на входе и двухтактным на выходе, обеспечивающим малое выходное сопротивление и возможность подключения несимметричной нагрузки. Наряду с такой конструкцией разрабатывают ОУ и по схеме с преобразованием спектра сигналов, а также по гибридной технологии, предусматривающей операции подстройки и подбора необходимых элементов. Как правило, при отсутствии управляющих сигналов входы и выходы ОУ находятся под нулевым потенциалом, что позволяет непосредственно охватывать усилители цепями ООС и соединять их последовательно.

Для современных интегральных ОУ характерны две структурные схемы (модели): трехкаскадная и двухкаскадная (рис. 1.1). Разрабатываемые в 60-х годах первые ОУ строились по традиционной трехкаскадной модели (рис. 1.1,а) с использованием на входе простого дифференциального усилителя (ДУ) с эмиттерной связью и резисторами нагрузки, причем с целью увеличения входного сопротивления уровень тока I_0 , задающего режим работы ДУ, выбирался незначительным по величине (десятки микроампер). Это, в свою очередь, снижало коэффициент усиления и вынуждало тем самым применять в ОУ усилитель напряжения (УН) и использовать специальный каскад сдвига потенциалов, неизбежно возникающего в многокаскадных усилителях постоянного тока. В третьем каскаде – усилителе (формирователе) амплитуды (ФА) обычно совмещаются схемы сдвига уровня и формирования выходного двухполярного неискаженного сигнала.

Функционально УН и ФА различаются тем, что первый работает в режиме малых, а второй – в режиме больших сигналов, иначе амплитуда в УН существенно меньше, а в ФА – соизмерима с уровнями питающих напряжений $\pm E_{\text{П}}$. Как правило, все схемы ОУ заканчиваются эмиттерными повторителями (ЭП), которые определяют нагрузочную способность ОУ и не участвуют в формировании его коэффициента усиления. Трехкаскадная модель иногда используется и в новых разработках, в основном при проектировании прецизионных (измерительных) ОУ.

Трехкаскадная модель ОУ (см. рис. 1.1,а) обладает амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) с тремя полюсами (см. п. 1.1.2.), причем каждый из каскадов имеет собственную постоянную времени в зависимости от крутизны каскада. Для коррекции такой характеристики необходимы две RC-цепи, подключаемые к УН и ФА, которые создают дополнительную задержку по фазе высокочастотных сигналов до 180° и обеспечивают тем самым устойчивую работу усилителя.

Двухкаскадная модель ОУ (рис. 1.1,б) была реализована в 70-х годах после разработки и внедрения на одной подложке высококачественных интегральных п-р-п- и р-п-р-биполярных транзисторов (БТ). В этой модели первый каскад выполняет функции входного ДУ и малосигнального УН. Каскад сдвига уровня в такой схеме ОУ не нужен, так как выходные сигналы первого каскада, построенного по специальной схеме, находятся практически под нулевым потенциалом. В остальном каскады ФА и ЭП не отличаются от одноименной трехкаскадной модели ОУ. На основе двухкаскадной модели, оказавшейся весьма благотворной, разработан ряд вариантов стандартных ОУ.

Эта модель существенно повлияла и на эволюцию интегральных полупроводниковых структур.

Отличительной особенностью двухкаскадного ОУ является то, что для коррекции его АЧХ с целью обеспечения устойчивой работы при замкнутой петле ООС необходим всего один конденсатор небольшого номинала, который может выполняться на подложке ИС (см. рис. 1.1,б) или подключаться снаружи.

Представление амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик операционных усилителей и обеспечение их устойчивости с отрицательной обратной связью

Любой многокаскадный усилитель на высоких частотах можно представить в виде генератора сигнала $KU_{ВХ}$, нагруженного на ряд эквивалентных «интегрирующих» RC-цепей. Количество этих цепей соответствует числу независимых каскадов усиления, которые и определяют форму спада АЧХ в области верхних частот.

Коэффициент передачи по напряжению одного каскада с такой RC-цепью (рис. 1.2,а)

$$K(j\omega) = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}(j\omega) = \frac{K}{1 + j\omega CR} = \frac{K}{1 + \frac{j\omega}{\omega_c}} = \frac{K}{1 + \frac{jf}{f_c}}, \quad (1.1)$$

где ω_c – круговая частота среза, определяемая из условия равенства активного и реактивного сопротивлений RC-цепи на этой частоте $\left(R = \frac{1}{\omega_c C}\right)$; f_c – частота среза этой же цепи.

АЧХ (рис. 1.2,б) данного каскада представляется в виде модуля коэффициента передачи (1.1)

$$|K(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}. \quad (1.2)$$

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) определяется отношением мнимой (Im) и реальной (Re) составляющих комплексного коэффициента передачи (1.1)

$$\varphi = \arctg\left(-\frac{f}{f_c}\right). \quad (1.3)$$

На частоте среза $f = f_c$ имеет место отставание фазы на -45° (см. рис. 1.2,а).

Полную АЧХ (1.2) усилителя строят обычно в двойном логарифмическом масштабе (см. рис. 1.2,б), что упрощает расчет многокаскадных схем. Участок АЧХ за пределами частоты среза $f / f_c > 2 \dots 3$ можно представить идеализированным соотношением

$$|K(j\omega)| = Kf_c / f, \quad (1.4)$$

в соответствии с которым спад коэффициента передачи составляет -20 дБ на декаду увеличения частоты (-20 дБ/дек.). Ошибка идеализированной логарифмической АЧХ, по сравнению с реальной, наиболее велика в точке частоты среза (-3 дБ), или (30%).

ФЧХ одного каскада ОУ описывается тангенсоидой в соответствии с выражением (1.3). При логарифмическом масштабе отсчет частот не может начинаться с нуля, поэтому точный график тангенсоиды в одинарном логарифмическом масштабе построить трудно, однако известно, что на частоте среза f_c фазовый сдвиг $\varphi = -45^\circ$, а при увеличении частоты график тангенсоиды быстро приближается к -90° (штриховая кривая на рис. 1.2,в).

В связи с этим график тангенсоиды идеализируют и представляют в виде ломаной линии, имеющей перепад -90° на частоте f_c (сплошные линии на рис. 1.2,в). Наибольшая ошибка здесь составляет $\pm 45^\circ$ (аппроксимация с запасом в $+45^\circ$).

В многокаскадном ОУ каждый из каскадов имеет собственную постоянную времени (передаточную проводимость $Y = S$ и емкость нагрузки C).

Формирование АЧХ многокаскадного ОУ можно проследить с помощью эквивалентной схемы, представленной на рис. 1.3,а. Каждый из каскадов данной схемы имеет собственный коэффициент передачи на постоянном токе K_1 , K_2 и K_3 и соответствующие частоты среза f_{c1} , f_{c2} и f_{c3} . Скорость спада результирующей АЧХ (рис. 1.3,б) увеличивается после каждой частоты среза на -20 дБ/дек., при этом сдвиг фазы сигнала пропорционально возрастает на -90° (рис. 1.3,в).

Следует отметить, что спад АЧХ со скоростью -20 дБ/дек. для элементарных RC-цепей сохраняется и за пределами частоты единичного усиления f_T (см. рис. 1.3,б).

Для исключения амплитудно-фазовых искажений в данной полосе частот необходимо обеспечить равномерную АЧХ и линейную ФЧХ, с помощью, например, ООС определенной глубины (см. рис. 1.4).

На рис. 1.5 представлены в двойном логарифмическом масштабе АЧХ и в одинарном логарифмическом масштабе ФЧХ трехкаскадного ОУ с замкнутой цепью ООС. Коэффициент передачи ОУ с ООС (см. рис. 1.4).

$$K_{oc} = \frac{K_o}{F} = \frac{K_o}{1 + \beta K_o} \Big|_{\beta K_o \gg 1} = \frac{1}{\beta}, \quad (1.5)$$

где K_o и F – коэффициент передачи ОУ на постоянном токе и глубина ООС; β – коэффициент передачи цепи ООС; βK_o – петлевое усиление, определяемое при разомкнутой цепи ООС.

Введение ООС расширяет полосу пропускания и линеаризует реальную ФЧХ, однако при этом возникает опасность самовозбуждения ОУ на верхних частотах, если линия $1/\beta$ пересекает участки спада АЧХ (рис. 1.5,а), скорость которых составляет -40 или -60 дБ/дек. За некоторой критической частотой $f_{кр}$ сдвиг фазы выходного сигнала относительно входного достигает -180° или превышает эту величину. Вместе с начальным (схемотехническим) сдвигом 180° суммарный сдвиг фаз по цепи ООС на частоте $f_{кр}$ составит $\Delta\varphi = 0^\circ$ (рис. 1.5,б), что и вызовет самовозбуждение схемы, если только на этой частоте коэффициент передачи с ООС (1.5) еще превышает 1.

Итак, для ОУ, имеющего АЧХ, показанную на рис. 1.5,а, невозможно реализовать петлевое усиление βK_o большее, чем $20(\lg f_{c2} - \lg f_{c1})$ [дБ], так как непосредственно за второй частотой среза f_{c2} на частоте $f_{кр}$ суммарный сдвиг может составить $\Delta\varphi = 180^\circ - 180^\circ = 0^\circ$ и схема возбудится.

Отсюда вытекает основное требование обеспечения устойчивости.

Прямая, соответствующая коэффициенту передачи ОУ с ООС (1.5), должна обязательно пересекать участок АЧХ с наклоном -20 дБ/дек. Это обеспечивает максимальный запас фазы по цепи ООС до самовозбуждения, равный $+90^\circ$ на второй частоте среза f_{c2} . На частоте $f_{кр}$ этот запас отсутствует.

В некоторых случаях может оказаться и меньший запас по фазе, чем $+90^\circ$. Поэтому в ОУ с ООС может быть использована и часть участка АЧХ -40 дБ/дек. В этом случае АЧХ имеет подъем вблизи $f_{кр}$, а на переходной характеристике появляется выброс, характерный для схем с относительной устойчивостью. Максимальный запас по фазе на самовозбуждение особенно желателен для ОУ, работающих на емкостную нагрузку или когда сопротивление нагрузки в процессе эксплуатации изменяется. Любой ОУ с цепью ООС имеет максимально возможный запас по фазе на самовозбуждение не 180° , а всего лишь 90° , и поэтому на его переходной характеристике всегда имеется выброс.

Для получения оптимальных АЧХ и переходных характеристик производится так называемая коррекция, сводящаяся в простейшем случае к «срезанию» излишней полосы пропускания (заштрихованная область на рис. 1.5,а). Частичная коррекция АЧХ позволяет в полной мере распорядиться эффективной полосой пропускания ОУ.

Для конкретного типа ОУ рекомендуется определенный набор RC-цепей, подключаемых к высокоомным точкам схемы с целью снижения номиналов элементов этих цепей (см., например, рис. 1.1,а). Оптимально скорректированная АЧХ считается такой, которая проходит через частоту единичного коэффициента передачи f_T с наклоном -20 дБ/дек. При этом фазовый сдвиг на высокочастотном спаде АЧХ является постоянной величиной и составляет -90° (штриховые линии на рис. 1.5,а), что соответствует максимальному запасу на самовозбуждение 90° , если ОУ охвачен цепью ООС.

Частота среза оптимально скорректированной АЧХ (см. рис. 1.5,а), определяемая в соответствии с соотношением

$$f_c = \frac{f_T}{K_0}, \quad (1.6)$$

существенно уменьшается и может составлять всего несколько десятков или сотен герц. Например, для $f_T = 30$ МГц и $K_0 = 10^6$ $f_c = 30$ Гц. При вводе ООС эта частота будет увеличиваться и при предельной глубине ООС приближаться к частоте единичного усиления f_T (1.6) без опасения самовозбуждения схемы.

АЧХ двухкаскадной модели ОУ, представленная на рис. 1.6,а, имеет два полюса (частоты среза f_{c1} и f_{c2}) и соответственно две «ступеньки» фазы (-90° и -180°) на ФЧХ (рис. 1.6,б). Для коррекции таких характеристик требуется всего один элемент коррекции, как правило в виде одного конденсатора, подключаемого между входом и выходом ФА (см. рис. 1.1,б), при этом емкость этого конденсатора, образующего совместно с сопротивлением в сечении выход ДУ – вход ФА корректирующую RC-цепь, за счет проявления эффекта Миллера (трансформации емкости) может составлять несколько пикофарад и, следовательно, интегрироваться внутри ОУ.

ОУ с внутренней коррекцией АЧХ и ФЧХ не требуют применения внешних корректирующих RC-цепей и могут использоваться при любой глубине ООС, так как фазовый сдвиг во всей полосе рабочих частот не превышает -90° (ломаная штриховая линия на рис. 1.6,б).

1.1.3. Реальные параметры и идеализированные свойства операционных усилителей

Реальные ОУ характеризуются множеством параметров, которые можно разделить на несколько групп: входные, выходные, усилительные, частотные, скоростные, временные, дрейфовые, шумовые и т.д. Кроме этого, реальные ОУ имеют ряд производных параметров, характеризующих отклонение его схемотехники и конструкции от идеальных (уход нуля от уровня баланса при изменении питающих напряжений, изменение параметров во времени и т. д.).

Наиболее характерные параметры реальных ОУ и интервалы их типичных значений приведены в таблице. В этой же таблице для сравнения представлены предельные значения параметров идеальных ОУ.

Параметры реальных и идеальных ОУ

№ п/п	Параметры	Реальные ОУ	Идеальные ОУ
1	Усилительные K_o , тыс.	Десятки–сотни	∞
2	Входные сопротивления $R_{вх.д}$, $R_{вх.с}$, кОм	Десятки–тысячи	∞
3	Выходное сопротивление $R_{вых}$, Ом	Десятки–сотни	0
4	Частотные f_T , МГц	Единицы–десятки	∞
5	Временные $t_{уст}$, нс	Десятки–тысячи	0
6	Скоростные, v , В/мкс	Единицы–сотни	∞
7	Дрейфовые: $U_{см.о}$, мВ $TK_{U_{см.о}}$, мкВ/°С	Сотые доли–десятки Единицы–десятки	0 0

Идеальный ОУ характеризуется чрезвычайно большими входными и бесконечно малым выходным сопротивлениями. Коэффициент передачи такого ОУ стремится к бесконечности в бесконечно широкой полосе частот без снижения амплитуды выходного сигнала. Кроме этого, дрейфовые и шумовые ошибки, возникающие в диапазоне температур и с течением времени, устремляются к нулю. Теоретически такие свойства ОУ полностью не могут быть достигнуты, так как большая часть из них требует бесконечно большой мощности выходного сигнала при исчезающе малых геометрических размерах полупроводниковой структуры. Несмотря на то что параметры реальных ОУ, как видно из вышеприведенной таблицы, гипотетически приближаются к идеальным, на основании

идеализированных свойств ОУ можно сделать три существенных для анализа операционных схем (ОС) заключения.

Идеальный ОУ не потребляет ток от источника сигнала ($I_{\text{вх}} = 0$ из-за бесконечно больших входных сопротивлений $R_{\text{вх.д.}}$, $R_{\text{вх.с}}$).

Разность потенциалов между входами идеального ОУ, независимо от вида ОС, равна нулю ($\Delta U_{\text{вх}} = 0$, благодаря чрезвычайно большому коэффициенту усиления K_0).

Идеальный ОУ индифферентен к сопротивлению нагрузки ($R_{\text{н}} = \text{var}$, так как выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ идеального ОУ стремится к нулю). При этом следует иметь в виду, что реальный ОУ весьма критичен к величине сопротивления нагрузки.

Обобщенная эквивалентная схема замещения ОУ, отражающая входные и выходное сопротивления, а также усилительную способность, показана на рис. 1.7. В соответствии с этой схемой дифференциальное входное сопротивление $R_{\text{вх.д}}$ действует между входами $V_{\text{x.1}}$ и $V_{\text{x.2}}$, а синфазное $R_{\text{вх.с}}$ – между каждым из входов и общей точкой ОУ, эквивалентные величины которого составляют $2R_{\text{вх.с}}$. Выходная цепь ОУ представляется в виде последовательно включенных выходного сопротивления $R_{\text{вых}}$ и генератора ЭДС $E_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} K$, где K – коэффициент передачи ОУ; $U_{\text{вх}}$ – входное дифференциальное напряжение, действующее между входами $V_{\text{x.1}}$ и $V_{\text{x.2}}$.

Быстродействие ОУ оценивается различными способами и отображается несколькими взаимосвязанными АЧХ, а также импульсными и временными параметрами.

Малосигнальная АЧХ (рис. 1.8) отображает закон уменьшения коэффициента передачи K с изменением частоты f и имеет две особые точки: значение частоты, на которой K снижается до уровня 0,707 (т.е. -3 дБ) относительно коэффициента передачи на средней частоте (частота среза f_c), и значение частоты единичного усиления f_T , на которой коэффициент передачи становится равным 1 ($K = 0$ дБ).

Максимальное значение амплитуды, которое можно получить от ОУ на заданной частоте, определяют по АЧХ для неискаженного сигнала.

Наиболее универсальной и простой характеристикой ОУ является нормированная переходная характеристика (рис. 1.9,б)

$$\hat{U}_{\text{вых}}(t) = \frac{U_{\text{вых}}(t)}{E_{\text{вх}} \cdot K_0}, \quad (1.7)$$

где $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ – изменяющееся во времени t выходное напряжение ОУ; $E_{\text{ВХ}}$ – стандартный уровень входного напряжения, скачкообразно изменяющийся в начальный момент времени $t = t_0$; K_0 – коэффициент передачи ОУ на постоянном токе.

Характеристика (1.7) позволяет определить импульсные и временные параметры, в том числе и основную характеристику быстродействия – скорость нарастания выходного напряжения ν при действии единичного перепада напряжения $E_{\text{ВХ}}$ на входе усилителя (рис. 1.9,а).

К временным параметрам ОУ (см. рис. 1.9) относятся: время включения $t_{\text{ВКЛ}}$, определяемое интервалом времени, заключенным между началом отсчета t_0 и моментом достижения нормированным значением (1.7) уровня 0,1; время нарастания $t_{\text{НАР}}$ – время, в течение которого напряжение $\hat{U}_{\text{ВЫХ}}(t)$ изменяется от уровня 0,1 до уровня 1,0; время восстановления $t_{\text{ВОССТ}}$ – интервал времени между двумя переходами через единичный уровень напряжения (1.7); время установления $t_{\text{УСТ}}$ – временной интервал между началом отсчета t_0 и последним выходом нормированного напряжения за пределы зоны допуска $\pm \delta U_{\text{ВЫХ}}$ (см. рис. 1.9,б), оговариваемых в технических условиях на ОУ, например, $\pm \delta U_{\text{ВЫХ}} = \pm 1,0\%$.

Скорость нарастания выходного напряжения ОУ может быть оценена по экспериментальной нормированной переходной характеристике (см. рис. 1.9), если на нарастающем участке этой характеристики в пределах времени нарастания $t_{\text{НАР}}$ задать некоторый временной интервал Δt и отсчитать соответствующее ему

нормированное выходное напряжение $\Delta \hat{U}_{\text{ВЫХ}}$, которое следует перевести в нормальный масштаб, учитывая формулу (1.7):

$$\nu = \frac{\Delta \hat{U}_{\text{ВЫХ}} \cdot E_{\text{ВХ}} \cdot K_0}{\Delta t}.$$

Малосигнальную АЧХ и скорость отклика большого сигнала можно определить на основании эквивалентной схемы двухкаскадного ОУ (рис. 1.10), представив ее в виде генератора тока сигнала $S U_{\text{ВХ}}$, где S – крутизна транзисторов ДУ с передаточной проводимостью $Y = S$ и интегратора с постоянной времени C_K / S , которыми моделируются соответственно первый (ДУ) и второй (ФА) каскады усилителя (см. рис. 1.1). Во время протекания переходных процессов в такой схеме напряжение на корректирующем конденсаторе C_K равно выходному напряжению $U_{\text{ВЫХ}}$ (второе правило – свойство ОУ) и можно считать, что АЧХ и

скорость отклика большого сигнала определяется только вторым каскадом. В связи с этим для спадающего участка АЧХ (см. рис. 1.8) интегрирующего усилителя можно записать

$$K_u(f) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}(f) = SZ_H = \frac{S}{2\pi f C_K}. \quad (1.8)$$

Отсюда частота единичного усиления, вытекающая из (1.8) при условии

$$K(f) \Big|_{f \rightarrow f_T} = 1,$$

$$f_T = \frac{S}{2\pi C_K}. \quad (1.9)$$

Скорость нарастания входного напряжения определяется внутренними токами и емкостями схемы, причем ток переходного процесса соответствует полному току I_0 ДУ, которым заряжается конденсатор C_K :

$$v(t) = \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial t} = \frac{\partial U_{C_K}}{\partial t} = \frac{I_0}{C_K}, \text{ [В/мкс]}. \quad (1.10)$$

Отсюда следует, что номинал корректирующего конденсатора C_K , уровень тока I_0 и требуемое значение v не могут быть выбраны произвольно. Если решить совместно уравнения (1.9) и (1.10), то можно установить связь между параметрами v и f_T :

$$v = \frac{2\pi f_T I_0}{S}. \quad (1.11)$$

Таким образом, скорость v (1.11) ОУ удастся повысить, если расширить полосу единичного усиления f_T каскада и увеличить для него отношение I_0/S , что возможно при использовании в ДУ усилительных приборов с малой крутизной, например полевых транзисторов (ПТ), или других приемов, снижающих крутизну, например резисторов, включаемых в цепь эмиттеров БТ дифференциальной пары.

Действительно, крутизна ПТ дифференциальной пары ДУ описывается соотношением [6]

$$S_{\text{ПТ}} = \frac{\sqrt{2I_{\text{с.макс}}I_0}}{-U_{\text{зи.отс}}},$$

где $I_{\text{с.макс}}$ и $U_{\text{зи.отс}}$ — максимальный ток стока и напряжение отсечки используемых ПТ соответственно.

Тогда отношение

$$\frac{I_O}{S_{\text{ПТ}}} = -U_{\text{зи.отс}} \sqrt{\frac{I_O}{2I_{\text{с.макс}}}}$$

является функцией тока I_O ГСТ ДУ, значение которого не может превышать величину $I_{\text{с.макс}}$, так как при запирании одного ПТ дифференциальной пары через другой ПТ протекает полный ток I_O . Следовательно, для нормального функционирования ДУ должно выполняться условие $I_O \leq I_{\text{с.макс}}$. Данное условие определяет максимально возможное реализуемое отношение

$$\left. \frac{I_O}{S_{\text{ПТ}}} \right|_{I_O \leq I_{\text{с.макс}}} \leq \frac{-U_{\text{зи.отс}}}{\sqrt{2}}.$$

Крутизна БТ в ДУ определяется соотношением [6]

$$S_{\text{БТ}} = \frac{I_O}{2\varphi_T},$$

где φ_T – температурный потенциал, примерно равный при нормальных температурных условиях 26 мВ.

В связи с этим отношение тока к крутизне БТ

$$\frac{I_O}{S_{\text{БТ}}} = 2\varphi_T$$

является константой, не зависящей от выбираемого тока I_O ГСТ ДУ.

Сравнивая соответствующие отношения, получаем выигрыш в повышении скорости нарастания выходного напряжения ОУ (1.11) за счет перехода от БТ к ПТ в ДУ:

$$V_{\text{ПТ}} = \frac{I_O}{S_{\text{ПТ}}} \Big|_{I_O \leq I_{\text{с.макс}}} \Big/ \frac{I_O}{S_{\text{БТ}}} \leq \frac{-U_{\text{зи.отс}}}{2\sqrt{2} \varphi_T},$$

который для $U_{\text{зи.отс}} = -3$ В и $\varphi_T = 26$ мВ составляет примерно 40 раз.

При применении резисторов $R_{\text{Э}}$ в цепях эмиттеров дифференциальной пары ДУ эффективная крутизна БТ снижается в глубину ООС F [6], обусловленной данной операцией. Следовательно, выигрыш в скорости нарастания выходного напряжения ОУ (1.11) при этом

$$V_{R_{\text{Э}}} = F = 1 + \frac{I_O}{2\varphi_T} R_{\text{Э}}.$$

Для тока $I_O = 0,5$ мА и $R_{\text{Э}} = 2$ кОм, задаваемых в некоторых типах ОУ, выигрыш $V_{R_{\text{Э}}} \approx 20$ раз. Номиналы резисторов $R_{\text{Э}}$ в данном случае должны быть хорошо взаимно согласованы с погрешностью не хуже $\pm 0,1\%$, иначе может

существенно увеличиться уровень напряжения смещения нуля $U_{см.0}$ ОУ. Эта операция наиболее эффективно реализуется в гибридных ОУ.

Из-за ограниченной скорости v (1.11) с ростом частоты снижается амплитуда неискаженного выходного сигнала ОУ.

Действительно, пусть на выходе ОУ действует синусоидальный сигнал

$$U(t) = U_{ВЫХ} \sin 2\pi ft. \quad (1.12)$$

Тогда скорость изменения сигнала (1.12) является функцией времени

$$v(t) = \frac{\partial U(t)}{\partial t} = 2\pi f U_{ВЫХ} \cos 2\pi ft; \quad (1.13)$$

при этом максимальная скорость (1.13) наблюдается при $t = 0$, которая не может превышать быстродействия ОУ v :

$$v(0) = v(t) \Big|_{t=0} = \frac{\partial U}{\partial t}(0) = 2\pi f U_{ВЫХ}. \quad (1.14)$$

На основании (1.14) можно записать условия для максимального неискаженного выходного сигнала

$$U_{ВЫХ} \leq \frac{v}{2\pi f} \approx 0,16 \frac{v}{f} \quad (1.15)$$

и для максимальной частоты входного гармонического сигнала при заданных величинах v и $U_{ВЫХ}$:

$$f_T \leq \frac{v}{2\pi U_{ВЫХ}}. \quad (1.16)$$

Нарушение условия (1.15) или (1.16) приводит к изменению формы сигнала на выходе ОУ. Как видно из диаграмм, представленных на рис. 1.11, если максимальная скорость изменения сигнала $v(0)$ (1.14) не превышает скорости v ОУ, то форма его выходного сигнала с амплитудой, не превышающей значения $U_{ВЫХ.1}$, остается синусоидальной, а при амплитуде выходного сигнала $U_{ВЫХ.2} > U_{ВЫХ.1}$ той же частоты напряжение на выходе ОУ приобретает треугольную форму (окаймленный заштрихованными областями сигнал на рис. 1.11.). Аналогичное искажение выходного напряжения ОУ будет происходить с повышением его частоты при прежней амплитуде $U_{ВЫХ.1}$.

1.1.4. Эквивалентная схема замещения операционного усилителя по постоянному току

Схема включения ОУ во внешнюю показана на рис. 1.12. Она содержит два источника питания $E_{П}^+$ и $E_{П}^-$, сопротивление нагрузки R_H и источник входного дифференциального напряжения $U_{ВХ}$.

Выходное напряжение может быть двухполярным, так же как и входное, причем если $U_{ВХ} = 0$, то $U_{ВЫХ} = 0$ (условие баланса).

В зависимости от точки заземления источника сигнала $U_{ВХ}$ различают неинвертирующую (кривая 1) и инвертирующую (кривая 2) операционные схемы (ОС) (рис. 1.13).

Так как в схеме ОУ (см. рис. 1.12) внешняя ООС отсутствует, то наклон амплитудной характеристики ОУ равен собственному коэффициенту передачи

$$\frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta U_{ВХ}} = K_0.$$

Предельная амплитуда $U_{ВЫХ}$ приближается к напряжению источника питания $E_{П}$, так как при ограничении выходного сигнала оконечные транзисторы ОУ находятся в насыщении, и разность напряжений $\left(E_{П}^{\pm} - U_{ВЫХ, \max}^{\pm} \right)$ составляет несколько десятых долей вольта.

Вблизи предельных величин выходных напряжений нелинейность амплитудной характеристики становится значительной, поэтому часто амплитуду неискаженного выходного сигнала ОУ определяют при уровне нелинейных искажений, оговариваемом в технической документации на ОУ, например: $K_{Г} = 3\%$.

В реальном ОУ наблюдается разбаланс (рис. 1.14), который устраняется подачей на вход ОУ внешнего напряжения смещения нуля $\pm U_{СМ.0}$.

При $U_{ВХ} = 0$ на выходе ОУ имеется некоторое напряжение $\pm \Delta U_{ВЫХ}$, которое пересчитывается ко входу через коэффициент усиления ОУ во входное напряжение смещения нуля

$$\pm U_{СМ.0} = \pm \Delta U_{ВЫХ} / K_0. \quad (1.17)$$

Для ликвидации разбаланса в эквивалентную схему ОУ вводят генератор ошибки, соответствующей напряжению (1.17), в цепь инвертирующего или неинвертирующего входа (рис. 1.15) в зависимости от образования той или иной полярности разбаланса $\pm \Delta U_{ВЫХ}$.

Влияние сопротивления нагрузки на амплитуду выходного напряжения ОУ связано с конечной величиной выходного сопротивления усилителя (рис. 1.16) и допустимой амплитудой тока в выходной цепи, при которой не происходит ограничения сигнала в оконечном каскаде.

С уменьшением сопротивления нагрузки $R_{Н}$, происходит снижение выходного напряжения ОУ (рис. 1.17) за счет падения напряжения на внутреннем

сопротивлении $R_{\text{вых}}$ при увеличении тока нагрузки (коэффициент K_0 при этом остается неизменным).

Синфазная ЭДС ($E_{\text{синф}}$), присутствующая иногда на входе ОУ, вызывает сдвиг выходного уровня $\Delta U_{\text{вых.синф}}$, и для его ликвидации необходимо ввести генератор сигнала компенсации ошибки $\Delta U_{\text{синф}}$ (рис. 1.18). Следует отметить, что если напряжение ошибки $U_{\text{см.о}}$ имеет место при любом включении источника входного сигнала, то $\Delta U_{\text{синф}}$ достигает ощутимой величины лишь в тех ОС, в которых присутствует значительное напряжение $E_{\text{синф}}$:

$$\Delta U_{\text{синф}} = E_{\text{синф}} \frac{K_c}{K_0} = E_{\text{синф}} 10^{\text{ООСС}/20}, \quad (1.18)$$

где K_c – коэффициент передачи ОУ для синфазного сигнала; ООСС – относительное ослабление синфазного сигнала – параметр ОУ, выражаемый в децибелах.

Параметр ООСС зависит от качества изготовления ОУ и для современных ОУ составляет $-(60 \dots 100)$ дБ. Ошибка $\Delta U_{\text{синф}}$ нелинейно зависит от уровня $E_{\text{синф}}$ и с ростом $E_{\text{синф}}$ ООСС обычно ухудшается. Параметр (1.18) зависит от частоты (ухудшается с ее ростом). Для исключения влияния синфазной ошибки применяют ОС включения ОУ, в которых не происходит образования $E_{\text{синф}}$, например, вместо дифференциальной ОС используют инвертирующий сумматор с инвертором.

Питающие напряжения оказывают влияние на напряжения смещения нуля (рис. 1.19). Для того чтобы сбалансировать ОУ снова, необходимо на вход подать напряжение $\partial U_{\text{см.о}} = \Delta U_{\text{см.о}}$. Качество ОУ по данному параметру оценивается относительным ослаблением влияния изменения напряжения питания (ООВП), которое определяется отдельно для положительного и отрицательного источников питания и имеет размерность [мкВ/В]:

$$\text{ООВП} = \frac{\partial U_{\text{см.о}}}{\partial E_{\text{п}}^{\pm}} = \frac{\Delta U_{\text{см.о}}}{\Delta E_{\text{п}}^{\pm}}, \quad [\text{мкВ/В}]. \quad (1.19)$$

Параметр (1.19) показывает, как изменяется напряжение смещения нуля $U_{\text{см.о}}$ (1.17) при изменении одного из питающих напряжений $E_{\text{п}}^+$ или $E_{\text{п}}^-$. Обратную величину этого параметра называют коэффициентом подавления нестабильности питания.

ООВП обычно выражается в децибелах и для современных ОУ составляет $-(60 \dots 120)$ дБ. Перевод в линейный масштаб осуществляется по формуле

$$\frac{\partial U_{\text{см.о}}}{\partial E_{\Pi}} = 10^{\text{ООВП}} / 20. \quad (1.20)$$

Таким образом, эквивалентная схема ОУ, учитывающая усилительные параметры, входное и выходное сопротивления и статические ошибки, может быть представлена рис. 1.20. Кроме этого, приняты во внимание генераторы входных ошибок. При малом внутреннем сопротивлении R_i источника сигнала основную роль играет генератор напряжения входной ошибки $U_{\text{ош}}$, а при большом – генераторы токов ошибок $i_{\text{ош}}$.

Генераторы токов ошибок $i_{\text{ош}}$ эквивалентны входным токам ОУ, которые, как следует из определения идеального ОУ, должны стремиться к нулю.

Ток ошибки состоит из базового тока входного транзистора ОУ $i_{\text{вх}}$, термозависимой части этого тока ($\text{ТК}_{i_{\text{вх}}} \cdot \Delta T$), из дрейфовой части, характеризуемой средним временным дрейфом тока (СВДТ) и накапливающейся за время Δt , а также из составляющей, возникающей при изменении питающих напряжений ($\text{ООВПТ} \cdot \Delta E_{\Pi}$). Последняя составляющая характеризуется относительным ослаблением влияния питающего напряжения на входной ток и определяется выражением

$$\Delta i_{\text{ош.П}} = \text{ООВПТ} \cdot \Delta E_{\Pi}.$$

Для соответствия эквивалентной схемы реальному ОУ (см. рис. 1.20) необходимо, чтобы генераторы $i_{\text{ош}}^{\pm}$ генерировали токи

$$i_{\text{ош}}^{\pm} = i_{\text{вх}}^{\pm} + \text{ТК}_{i_{\text{вх}}} \cdot \Delta T + \text{СВДТ} \cdot \Delta t + \text{ООВПТ} \cdot \Delta E_{\Pi}. \quad (1.21)$$

Аналогично для генератора напряжения ошибки

$$U_{\text{ош}} = U_{\text{см.о}} + \text{ТКУ}_{\text{см.о}} \cdot \Delta T + \text{СВДН} \cdot \Delta t + \text{ООВП} \cdot \Delta E_{\Pi}, \quad (1.22)$$

где $\text{ТКУ}_{\text{см.о}}$ – температурный дрейф напряжения смещения нуля; $\text{СВДН} \cdot \Delta t$ – средневременной дрейф напряжения за время Δt ; $\text{ООВП} \cdot \Delta E_{\Pi}$ – изменение напряжения смещения нуля (1.19), обусловленное изменением напряжения питания ΔE_{Π} .

Если на входе ОУ присутствует внешняя синфазная ЭДС, то необходимо учесть $\Delta U_{\text{синф}}$ (см. рис. 1.20).

Остальные элементы $R_{\text{вх.с}}$, $R_{\text{вх.д}}$, $R_{\text{вых}}$ эквивалентной схемы (см. рис. 1.20) соответствуют эквивалентной схеме ОУ (см. рис. 1.17).

На эквивалентной схеме могут быть отражены и шумовые параметры ОУ, которые моделируются соответствующими генераторами шумового напряжения и тока, однако этот вопрос выходит за рамки нашего курса.

Влияние каждого из источников ошибок (генераторов ошибок) (1.21, 1.22) на работу определенной ОС зависит от внешней цепи ОУ, и поэтому их учитывают при анализе конкретной схемы.

1.2. Основные операционные схемы

1.2.1. Инвертирующая операционная схема, оценка точности и реализация на ее основе сумматора сигналов и преобразователя тока в напряжение

К основным ОС включения ОУ относятся инвертирующая, неинвертирующая и дифференциальная.

Для инвертирующей ОС, эквивалентная схема которой с учётом внутренней структуры ОУ (см. рис. 1.7) представлена на рис. 1.21, можем записать:

$$\frac{U_c - U'}{R_1} = \frac{U'}{R_{\text{вх.д}}} + \frac{U' - U_{\text{ВЫХ}}}{R_2}, \quad (1.23)$$

где U' – разность потенциалов между выходами ОУ, которая с учётом пренебрежения в первом приближении выходного сопротивления $R_{\text{ВЫХ}}$ ОУ принимается равной отношению выходного напряжения ОУ $U_{\text{ВЫХ}}$ к его коэффициенту передачи K_o :

$$U' = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_o}. \quad (1.24)$$

Решая совместно (1.23) и (1.24), получаем коэффициент передачи инвертирующей ОС

$$K_{\text{и}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_c} = -\frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{K_o} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_{\text{вх.д}}} \right)} = \frac{-K_o}{1 + R_1 \left(\frac{K_o + 1}{R_2} + \frac{1}{R_{\text{вх.д}}} \right)} = \frac{-K_o}{F_{\text{и}}}, \quad (1.25)$$

где $F_{\text{и}}$ – глубина ООС инвертирующей ОС по коэффициенту передачи;

$$F_{И} = \frac{-K_0}{K_{И}} = 1 + R_1 \left(\frac{K_0 + 1}{R_2} + \frac{1}{R_{ВХ.Д}} \right) \Big|_{R_{ВХ.Д} \geq R_1} = 1 + \frac{R_1}{R_2} (K_0 + 1). \quad (1.26)$$

Коэффициент передачи (1.25) для идеального ОУ отдельно по параметрам $K_0 \rightarrow \infty$ и $R_{ВХ.Д} \rightarrow \infty$ приобретает вид

$$K_{И} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = -\frac{R_2}{R_1}, \quad (1.27)$$

$$K_{И} \Big|_{R_{ВХ.Д} \rightarrow \infty} = -\frac{K_0}{1 + \frac{R_1}{R_2} (K_0 + 1)}. \quad (1.28)$$

Погрешности формирования коэффициента передачи инвертирующей ОС, обусловленные неидеальностью ОУ по параметрам K_0 и $R_{ВХ.Д}$, оценим отдельно на основании сравнения соотношений (1.27), (1.28) и (1.25):

$$\delta K_{И} \Big|_{K_0 \neq \infty} = \frac{K_{И} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty}}{K_{И}} - 1 = \frac{1 + R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{ВХ.Д}} \right)}{K_0} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_{ВХ.Д}}}{K_0}, \quad (1.29)$$

$$\delta K_{И} \Big|_{R_{ВХ.Д} \neq \infty} = \frac{K_{И} \Big|_{R_{ВХ.Д} \rightarrow \infty}}{K_{И}} - 1 = \frac{1}{R_{ВХ.Д} \left(\frac{K_0 + 1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)} = \frac{\frac{R_2}{K_0 + 1} \parallel R_1}{R_{ВХ.Д}}. \quad (1.30)$$

Пусть ОУ имеет параметры $K_0 = 10^5$, $R_{ВХ.Д} = 100$ кОм, $R_{ВЫХ} = 1$ кОм, а цепь ООС – $R_1 = 1$ кОм, $R_2 = 10$ кОм, тогда в соответствии с (1.27)–(1.30)

получаем $K_{И} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = -10$, $K_{И} \Big|_{R_{ВХ.Д} \rightarrow \infty} \approx -10$, $\delta K_{И} \Big|_{K_0 \neq \infty} = 0,0111\%$,

$$\delta K_{И} \Big|_{R_{ВХ.Д} \neq \infty} = 10^{-4}\%.$$

Столь малые погрешности, полученные для инвертирующей ОС с реальными параметрами ОУ и цепи ООС, свидетельствуют о том, что для практических целей

можно использовать упрощенное соотношение (1.27) и при необходимости давать оценку реализуемых погрешностей по (1.29), (1.30).

Для оценки входного сопротивления инвертирующей ОС воспользуемся законом Ома и запишем с учетом (1.24) соотношение

$$R_{\text{вх.и}} = \frac{U_c}{I_1} = \frac{R_1}{1 - \frac{U'}{U_c}} = \frac{R_1}{1 + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_o U_c}} = \frac{R_1}{1 + \frac{K_{\text{и}}}{K_o}} = \frac{R_1}{1 - \frac{1}{F_{\text{и}}}}. \quad (1.31)$$

Принимая во внимание (1.26), выражение (1.31) преобразуем к виду

$$R_{\text{вх.и}} = R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{вх.д}}} + \frac{K_o + 1}{R_2}} = R_1 + \frac{R_2}{K_o + 1} \parallel R_{\text{вх.д}}. \quad (1.32)$$

При идеальном ОУ по коэффициенту передачи ($K_o \rightarrow \infty$) входное сопротивление (1.33)

$$R_{\text{вх.и}} \Big|_{K_o \rightarrow \infty} = R_1. \quad (1.33)$$

Сравнивая (1.32) и (1.33), оценим погрешность определения входного сопротивления за счет неидеальности ОУ по коэффициенту передачи K_o :

$$\delta R_{\text{вх.д}} = \frac{R_{\text{вх.и}} \Big|_{K_o \rightarrow \infty}}{R_{\text{вх.и}}} - 1 = - \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_{\text{вх.д}}} + \frac{R_1}{R_2} (K_o + 1)} = - \frac{1}{1 + \frac{R_1}{\frac{R_2}{K_o + 1} \parallel R_{\text{вх.д}}}}. \quad (1.34)$$

При прежних цифровых данных инвертирующей ОС погрешность (1.34) $\delta R_{\text{вх.и}} \leq -0,01\%$.

В формировании сопротивления (1.32) особое значение приобретает входное сопротивление ОУ с ООС в точке суммирования токов с потенциалом U' (см. рис. 1.21)

$$R_{\Sigma} = \frac{R_2}{K_0 + 1}, \quad (1.35)$$

которое является исключительно малой величиной, благодаря проявлению параллельной ООС по напряжению (Y-связь). Действительно, при прежних цифровых данных сопротивление (1.35) $R_{\Sigma} \approx 0,1$ мОм, что намного меньше параллельно включаемого дифференциального сопротивления ОУ $R_{\text{вх.д}} = 100$ кОм.

В связи с этим часть схемы инвертирующей ОС, расположенная правее точки суммирования токов (сечения а-а на рис. 1.21), может выполнять самостоятельную функцию и, как будет показано ниже, выступать в качестве составной части некоторых устройств, например, сумматора сигналов, преобразователя тока в напряжение (ПТН), ГСТ и т.д.

Выходное сопротивление инвертирующей ОС определим с помощью эквивалентной схемы (см. рис. 1.22), в соответствии с которой независимый источник входного сигнала U_c из исходной схемы (рис. 1.21) исключен с сохранением его внутреннего сопротивления, чтобы не разрывать цепь ООС, а к выходу ОУ вместо сопротивления нагрузки R_H подключен внешний источник сигнала с напряжением $U_{\text{ВЫХ}}$. Под влиянием этого источника по выходному сопротивлению $R_{\text{ВЫХ}}$ ОУ протекает ток $I_{\text{ВЫХ}}$, а по резистору R_2 – ток I_2 . Сумма этих токов с напряжением $U_{\text{ВЫХ}}$ и определяет искомое выходное сопротивление

$$R_{\text{ВЫХ.и}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХ}} + I_2} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{\frac{U_{\text{ВЫХ}} - E_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{U_{\text{ВЫХ}} - U'}{R_2}} = \frac{1}{1 + \frac{U' K_0}{U_{\text{ВЫХ}}} + \frac{1 - \frac{U'}{U_{\text{ВЫХ}}}}{R_2}}, \quad (1.36)$$

где $E_{\text{ВЫХ}}$ – ЭДС зависимого источника, моделирующего усилительную способность ОУ (см. рис. 1.7);

$$E_{\text{ВЫХ}} = -U' K_0 = -\frac{U_{\text{ВЫХ}} R_1 \parallel R_{\text{ВХ.Д}}}{R_2 + R_1 \parallel R_{\text{ВХ.Д}}} K_0 = -\frac{U_{\text{ВЫХ}} K_0}{1 + R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{\text{ВХ.Д}}} \right)}. \quad (1.37)$$

Из уравнения (1.37) следует необходимое для (1.36) отношение напряжений

$$\frac{U'}{U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{1}{1 + R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{\text{ВХ.Д}}} \right)}. \quad (1.38)$$

Подставляя (1.38) в (1.36), получаем выходное сопротивление инвертирующей ОС

$$R_{\text{ВЫХ.И}} = \frac{1}{1 + \frac{K_0}{1 + R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{\text{ВХ.Д}}} \right)}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{ВЫХ}}^*} + \frac{1}{R_2}} = R_{\text{ВЫХ}}^* \parallel R_2, \quad (1.39)$$

где $R_{\text{ВЫХ}}^*$ и R_2^* – эквивалентные (расчетные) сопротивления выходной цепи ОУ с ООС и резистора цепи ООС.

Исходя из принципа, что цепь ООС не должна заметно нагружать источник выходного сигнала, за выходное сопротивление инвертирующей ОС следует принять эквивалентное выходное сопротивление ОУ с ООС.

$$R_{\text{ВЫХ.И}}^* = R_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + \frac{K_0}{1 + R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{\text{ВХ.Д}}} \right)}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{F_{\text{И}}^*}, \quad (1.40)$$

где $F_{\text{И}}^*$ – глубина ООС инвертирующей ОС по выходному сопротивлению;

$$F_{И}^* = 1 + \frac{K_0}{1 + R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{ВХ.Д}} \right)} \Bigg|_{R_{ВХ.Д} \gg R_1} = 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_0. \quad (1.41)$$

Глубина ООС (1.41) заметно отличается в меньшую сторону от глубины ООС (1.26) по коэффициенту передачи, и это отличие можно оценить, сравнивая соотношения (1.41) и (1.26) при условии $R_{ВХ.Д} \gg R_1$:

$$\delta F_{И} = \left(\frac{F_{И}^*}{F_{И}} - 1 \right) \Bigg|_{R_{ВЫХ.Д} \gg R_1} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (1.42)$$

С учетом прежних цифровых данных для цепи ООС инвертирующей ОС погрешность (1.42) $\delta F_{И} \approx -9\%$.

Степень влияния цепи ООС в виде эквивалентного сопротивления

$$R_2^* = \frac{R_2}{1 - \frac{1}{1 + R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{ВХ.Д}} \right)}} = R_2 + \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{ВХ.Д}}} = R_2 + R_1 \parallel R_{ВХ.Д} \quad (1.43)$$

на выходное сопротивление инвертирующей ОС оценим, сравнивая соотношения (1.39) и (1.40):

$$\delta R_{ВЫХ.И} = \frac{R_{ВЫХ.И}^*}{R_{ВЫХ.И}} - 1 = R_{ВЫХ}^* \left(\frac{1}{R_{ВЫХ}^*} + \frac{1}{R_2^*} \right) - 1 = \frac{R_{ВЫХ}^*}{R_2^*}. \quad (1.44)$$

Применяя значения (1.40) и (1.43) к (1.44), получаем погрешность определения выходного сопротивления инвертирующей ОС за счет пренебрежения влияния цепи ООС в удобном для практического использования виде

$$\delta R_{\text{ВЫХ.И}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_2 + \frac{K_0 + 1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{\text{ВХ.Д}}}}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_2 + (R_1 \parallel R_{\text{ВХ.Д}})(K_0 + 1)}. \quad (1.45)$$

Для отмеченных выше цифровых данных инвертирующей ОС в целом ее выходное сопротивление (1.40) определяется величиной в $R_{\text{ВЫХ.И}}^* = 0,1$ Ом с погрешностью (1.45) $\delta R_{\text{ВЫХ.И}} \leq 0,001\%$.

Малое значение выходного сопротивления по сравнению с номиналом резистора R_2 ($R_{\text{ВЫХ.И}}^* \ll R_2$) свидетельствует о правомерности его пренебрежения при составлении исходных уравнений (1.23) и (1.24) для анализа инвертирующей ОС.

Итак, отличия реальных параметров ОУ от идеальных вызывают ошибки (1.29), (1.30), (1.34), (1.44) в расчетных величинах по упрощенным соотношениям (1.27), (1.28), (1.33), (1.40) инвертирующей ОС. Для снижения некоторых ошибок, в основном статических, необходимо соблюдать равенство результирующих сопротивлений, включаемых в цепях инвертирующего и неинвертирующего входов ОУ. В частности, сопротивление резистора балансировки R_6 входных токов ОУ, включаемого в цепь неинвертирующего входа (см. рис. 1.21), должно выбираться из условия

$$R_6 = R_1 \parallel R_2. \quad (1.46)$$

Рассмотренные погрешности инвертирующей ОС относятся к разряду систематических, которые при необходимости, с целью получения достоверного результата расчета по приближенным формулам, могут быть учтены путем добавления к получаемому значению величин соответствующей погрешности, выраженной в абсолютных единицах, с противоположным знаком.

Однако на результаты анализа, кроме систематических, могут оказывать более существенное влияние случайные погрешности, связанные, прежде всего, с неточностью реализации (нестабильностью) номиналов используемых резисторов в цепи ООС.

Например, относительную нестабильность (среднеквадратическую составляющую погрешности) реализуемого коэффициента передачи инвертирующей ОС можно определить на основании идеализированного соотношения (1.27) путем его дифференцирования по каждому из независимых параметров с последующим переходом к конечным приращениям и относительным величинам с представлением получаемых нестабильностей каждого из элементов цепи ООС δR_1 , δR_2 в виде геометрической (среднеквадратической) их суммы:

$$\overline{\delta K_{И}} = \pm(\delta^2 R_1 + \delta^2 R_1)^{1/2}. \quad (1.47)$$

Так как точность реализации сопротивлений в виде отдельных резистивных элементов составляет примерно $\pm 1\%$, то можно принять $|\delta R_1| = |\delta R_2| = 1\%$ и тогда погрешность (1.47) составит $\delta K_{И} \approx 1,4\%$, что намного выше каждой из систематических составляющих погрешностей, рассмотренных ранее.

Если осуществлять реализацию резистивных элементов в виде делителя с использованием отношения их номиналов, то точность его изготовления ($\delta R_2/R_1$) за счет корреляционных свойств технологического процесса может быть повышена на порядок. Лазерная подгонка отношения номиналов резисторов в технологическом цикле производства позволяет получать еще более высокую точность.

Сумматор сигналов на основе инвертирующей ОС реализуется по схеме, представленной на рис. 1.23,а.

Токи I_1, I_2, \dots, I_n от источников сигналов $U_{c1}, U_{c2}, \dots, U_{cn}$, суммируясь в точке суммирования Σ (см. рис. 1.23,а), образуют ток I (в соответствии с первым правилом полагаем, что ток во входную цепь идеального ОУ не ответвляется), поэтому выходное напряжение сумматора

$$U_{\text{ВЫХ}} = IR = -(I_1 + I_2 + \dots + I_n)R = -\left(\frac{U_{c1}}{R_1} + \frac{U_{c2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{cn}}{R_n}\right)R. \quad (1.48)$$

При условии $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$ напряжение (1.48) с точностью до фазы равно сумме входных сигналов, что и определило название данной схемы.

Независимость каждого из источников сигнала в формировании выходного напряжения сумматора объясняется малым входным сопротивлением в точке суммирования Σ , величина которого определяется в соответствии с формулой (1.35).

При реальных параметрах ОУ не весь суммарный ток источников входных сигналов участвует в формировании выходного напряжения сумматора: часть этого тока $I_{\text{ВХ}}$ ответвляется во входную цепь ОУ, а вторая (I) – создает полезный эффект. В связи с этим погрешность сумматора, обусловленную неидеальностью используемого ОУ по коэффициенту передачи K_0 и входному дифференциальному сопротивлению $R_{\text{ВХ.Д}}$, можно оценить, сравнивая данные токи или соответствующие им сопротивления $R_{\text{ВХ.Д}}, R_{\Sigma}$ (1.35):

$$\delta\Sigma = \frac{I}{I + I_{\text{ВХ}}} - 1 = -\frac{1}{1 + \frac{I}{I_{\text{ВХ}}}} = -\frac{1}{1 + \frac{R_{\text{ВХ.Д}}}{R_{\Sigma}}} = -\frac{1}{1 + \frac{K_0 + 1}{R} R_{\text{ВХ.Д}}}. \quad (1.49)$$

Для прежних цифровых данных ОУ $K_0 = 10^5$, $R_{\text{ВХ.Д}} = 100$ кОм, $R = 10$ кОм погрешность (1.49) $\delta\Sigma \leq -0,0001\%$.

Реализация ПТН. Правая часть схемы сумматора (рис. 1.23.б), обладая низким входным сопротивлением (1.35), требует для своего возбуждения источник тока I . Практически весь этот ток, так как погрешность (1.49) исключительно мала, проходя по резистору R , создает выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = -IR, \quad (1.50)$$

что и определило название этой части схемы как ПТН с низким входным (1.33) и выходным сопротивлениями.

Выходное сопротивление ПТН и погрешность его нахождения могут быть определены, если в формулах (1.40) и (1.45) произвести замену резистора R_1 на внутреннее сопротивление ГСТ $R_{i,\text{ГСТ}}$, которым характеризуется источник преобразуемого тока I (1.50) ($R_1 \rightarrow R_{i,\text{ГСТ}}$), а резистор R_2 записать без индекса:

$$R_{\text{ВЫХ.ПТН}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + K_0 / \left[1 + R \left(\frac{1}{R_{i,\text{ГСТ}}} + \frac{1}{R_{\text{ВХ.Д}}} \right) \right]}, \quad (1.51)$$

$$\delta R_{\text{ВЫХ.ПТН}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R + (K_0 + 1) / \left(\frac{1}{R_{i,\text{ГСТ}}} + \frac{1}{R_{\text{ВХ.Д}}} \right)}. \quad (1.52)$$

Если принять $R_{i,\text{ГСТ}} = 1$ МОм и прежние цифровые данные параметров ОУ и $R = 10$ кОм, то в соответствии с (1.51) и (1.52) $R_{\text{ВЫХ.ПТН}} \leq 0,01$ Ом и $\delta R_{\text{ВЫХ.ПТН}} \leq 10^{-5}\%$, что существенно меньше тех величин, которые были получены для инвертирующей ОС по формулам (1.40) и (1.45). Здесь мы имеем тот случай, когда пренебрегать величиной $R_{\text{ВХ.Д}}$ ОУ в формулах (1.51) и (1.52) не следует.

1.2.2. Неинвертирующая операционная схема, оценка точности и реализация на ее основе повторителя сигналов (трансформатора сопротивлений)

Используя принцип суперпозиции и пренебрегая влиянием выходного сопротивления $R_{\text{ВЫХ}} \text{ ОУ}$, для неинвертирующей ОС, представленной на рис. 1.24, можно записать

$$U_c - \left(\frac{U_c R_1 \parallel R_2}{R_{\text{ВХ.Д}} + R_1 \parallel R_2} + \frac{U_{\text{ВЫХ}} R_1 \parallel R_{\text{ВХ.Д}}}{R_2 + R_1 \parallel R_{\text{ВХ.Д}}} \right) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_0}. \quad (1.53)$$

Решая уравнение (1.53), получаем коэффициент передачи неинвертирующей ОС

$$K_H = \frac{K_0}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(\frac{R_2}{R_{\text{ВХ.Д}}} + K_0 \right)} = \frac{K_0}{F_H}, \quad (1.54)$$

где F_H – глубина ООС неинвертирующей ОС;

$$F_H = \frac{K_0}{K_H} = \left[1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(\frac{R_2}{R_{\text{ВХ.Д}}} + K_0 \right) \right] \Big|_{R_{\text{ВХ.Д}} \gg R_1 \parallel R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_0. \quad (1.55)$$

Для идеального ОУ коэффициент передачи (1.54) отдельно по параметрам $K_0 \rightarrow \infty$ и $R_{\text{ВХ.Д}} \rightarrow \infty$ принимает вид

$$K_H \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad (1.56)$$

$$K_H \Big|_{R_{\text{ВХ.Д}} \rightarrow \infty} = \frac{K_0}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_0}. \quad (1.57)$$

Сравнивая соотношения (1.56), (1.57) и (1.54), оценим отдельно погрешности формирования коэффициента передачи неинвертирующей ОС за счет неидеальности ОУ по параметрам K_0 и $R_{ВХ.Д}$

$$\delta K_H \Big|_{K_0 \neq \infty} = \frac{K_H \Big|_{K_0 \rightarrow \infty}}{K_H} - 1 = \frac{1 + R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{ВХ.Д}} \right)}{K_0} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_{ВХ.Д}}}{K_0}, \quad (1.58)$$

$$\delta K_H \Big|_{R_{ВХ.Д} \neq \infty} = \frac{K_H \Big|_{R_{ВХ.Д} \rightarrow \infty}}{K_H} - 1 = \frac{1}{R_{ВХ.Д} \left(\frac{K_0 + 1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)} = \frac{\frac{R_2}{K_0 + 1} \parallel R_1}{R_{ВХ.Д}}. \quad (1.59)$$

Погрешности (1.58) и (1.59) точно соответствуют аналогичным погрешностям (1.29) и (1.30) инвертирующей ОС и при одинаковых параметрах обеих ОС характеризуются одними и теми же величинами.

Входное сопротивление неинвертирующей ОС (см. рис. 1.24) с учетом закона Ома и соотношения (1.55)

$$R_{ВХ.Д} = \frac{U_c R_{ВХ.Д}}{U_c - U'} = \frac{R_{ВХ.Д}}{\frac{U_{ВЫХ}}{K_0 U_c}} = R_{ВХ.Д} F_H = R_{ВХ.Д} \left(1 + \frac{R_1 K_0}{R_1 + R_2} \right) + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.60)$$

При условии $R_{ВХ.Д} \gg R_1 \parallel R_2$ входное сопротивление (1.60) приобретает удобный для практического исследования вид

$$R_{ВХ.Н} \Big|_{R_{ВХ.Д} \gg R_1 \parallel R_2} = R_{ВХ.Д} \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_0 \right). \quad (1.61)$$

Переход от соотношения (1.60) к (1.61) определяется погрешностью

$$\delta R_{ВХ.Н} = \frac{R_{ВХ.Н} \Big|_{R_{ВХ.Д} \gg R_1 \parallel R_2}}{R_{ВХ.Н}} - 1 = - \frac{1}{1 + \frac{R_{ВХ.Д}}{R_2} \left(K_0 + \frac{R_2}{R_1} + 1 \right)}, \quad (1.62)$$

которая при реальных параметрах ОС ($R_1 = 1 \text{ кОм}$, $R_2 = 10 \text{ кОм}$, $R_{\text{вх.д}} = 100 \text{ кОм}$, $K_0 = 10^5$) не превышает 10^{-6} ($\delta R_{\text{вх.д}} \leq -10^{-4} \%$). При этих же данных входное сопротивление (1.60) составит $R_{\text{вх.н}} \approx 909 \text{ МОм}$.

Выходное сопротивление $R_{\text{вх.н}}$ неинвертирующей ОС точно соответствует выходному сопротивлению $R_{\text{вх.и}}$ (1.39) инвертирующей ОС:

$$R_{\text{вх.н}} = R_{\text{вх.и}}, \quad (1.63)$$

так как эквивалентная схема для его определения адекватна рис. 1.22.

В связи с этим все соотношения (1.36)–(1.41), (1.43)–(1.45), относящиеся к определению выходного сопротивления инвертирующей ОС и оценке его погрешностей, справедливы и для неинвертирующей ОС. Более того, приближенные части соотношений (1.41) и (1.55), характеризующие глубину ООС в инвертирующей ОС по выходному сопротивлению и в неинвертирующей ОС по коэффициенту передачи, практически совпадают:

$$F_{\text{н}} \Big|_{R_{\text{вх.д}} \gg R_1 \parallel R_2} = F_{\text{и}}^* \Big|_{R_{\text{вх.д}} \gg R_1}. \quad (1.64)$$

Равенство (1.64) свидетельствует о том, что глубиной ООС (1.55) следует пользоваться всегда, когда требуется оценка ее влияния на параметры неинвертирующей ОС, включая и выходное сопротивление (1.63).

Реализация повторителя сигналов (трансформатора сопротивлений).

Частным случаем использования неинвертирующей ОС является посредственное соединение выхода ОУ с инвертирующим входом, образующее повторитель напряжения (рис. 1.25,а), при котором коэффициент передачи по петле ООС $\beta = 1$, а глубина (1.55) $F_{\text{п}} = 1 + K_0$. Точность установки единичного коэффициента передачи повторителя в этом случае гарантируется запасом K_0 (1.54):

$$K_{\text{п}} = \frac{K_0}{1 + K_0}. \quad (1.65)$$

Входное сопротивление повторителя напряжения, как следует из (1.60),

$$R_{\text{вх.п}} = R_{\text{вх.д}}(1 + K_0) \quad (1.66)$$

исключительно велико, а выходное (1.63), (1.39) –

$$R_{\text{ВЫХ.П}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + K_0} \quad (1.67)$$

чрезвычайно мало. Действительно, при прежних реальных параметрах ОУ $K_0 = 10^5$, $R_{\text{ВХ.Д}} = 100$ кОм, $R_{\text{ВЫХ}} = 1$ кОм в соответствии с (1.65)–(1.67) получаем $K_{\text{П}} \geq 0,99999$, $R_{\text{ВХ.П}} \geq 105$ Ом, $R_{\text{ВЫХ.П}} \leq 0,01$ Ом.

В связи с этим такой повторитель напряжения является по существу высокоточным трансформатором сопротивления и находит широкое применение в измерительной и обыкновенной схемотехнике как согласующий элемент.

Для реализации предельных возможностей рассматриваемый повторитель напряжения не следует размещать на простой печатной плате, так как возможные утечки токов по ней могут снизить входное сопротивление (1.66) до обычной величины, а надо крепить вход ОУ с помощью встроенного изолятора из высококачественного материала с контактом для пайки.

Если удаленный источник сигнала не предполагается соединять со входом повторителя, то его оплетку следует подключать не к общей заземляющей шине, а к выходу повторителя, как показано на рис. 1.25,б. В этом случае за счет создания разности потенциалов между шиной и оплеткой кабеля, близкой к нулю, его параметры в виде сопротивления изоляции R и погонной емкости C (рис. 1.25,в) трансформируются с образованием эквивалентных величин $R_{\text{ВХ}}$ и $C_{\text{ВХ}}$ по отношению к общей шине во много раз соответственно больше или меньше исходных.

Действительно, полная входная проводимость в соответствии с законом Ома

$$Y_{\text{ВХ}} = \frac{1}{R_{\text{ВХ}}} + j\omega C_{\text{ВХ}} = \frac{I_R + I_C}{U_C} = \frac{\frac{U_C - U_{\text{ВЫХ}}}{R} + (U_C - U_{\text{ВЫХ}})j\omega C}{U_C} = \frac{1 - K_{\text{П}}}{R} + (1 - K_{\text{П}})j\omega C. \quad (1.68)$$

Разделяя действительные и мнимые составляющие (1.68), с учетом (1.65) получаем:

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{R}{1 - K_{\text{П}}} = R(1 + K_0), \quad (1.69)$$

$$C_{\text{ВХ}} = C(1 - K_{\text{П}}) = \frac{C}{1 + K_0}. \quad (1.70)$$

Анализируя соотношения (1.69),(1.70), можно заключить, что влияние кабеля на работу схемы (см. рис. 1.25,б) в данной ситуации становится пренебрежимо малым.

1.2.3. Дифференциальная операционная схема, оценка точности и реализация на ее основе вычитающего и сравнивающего устройств

Дифференциальная ОС (рис. 1.26) по существу представляет собой комбинацию инвертирующей и неинвертирующей ОС.

В связи с тем что погрешности формирования коэффициентов передачи инвертирующей (1.30) и неинвертирующей (1.59) ОС, обусловленные неидеальностью ОУ по $R_{вх.д}$, в реальных условиях намного меньше аналогичных погрешностей (1.29) и (1.58), обусловленных неидеальностью ОУ по K_0 , в дальнейшем при анализе других схем на основе ОУ не будем учитывать влияние $R_{вх.д}$, если это не будет оговорено специально. По аналогичной причине не будем принимать во внимание и собственное выходное сопротивление $R_{вых}$ ОУ, так как в соответствии с (1.40) и (1.43) $R_{вых.и}^* \ll R_2^*$.

С учетом отмеченного, используя принцип суперпозиции для дифференциальной ОС, изображенной на рис. 1.26 уже без представления внутренней структуры ОУ, но с нормированными величинами номиналов резисторов в виде произвольного числа N , можем записать:

$$\frac{U_{C2}NR_2}{NR_2+R_2} - \left(\frac{U_{C1}NR_1}{NR_1+R_1} + \frac{U_{вых}R_1}{NR_1+R_1} \right) = \frac{U_{вых}}{K_0}. \quad (1.71)$$

Из уравнения (1.71) находим выходное напряжение дифференциальной ОС

$$U_{вых} = \frac{N(U_{C2} - U_{C1})}{1 + \frac{N+1}{K_0}}. \quad (1.72)$$

При устремлении в бесконечность коэффициента передачи ОУ или выполнении условия $K_0 \gg (N+1)$ выходное напряжение (1.72)

$$U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = N(U_{C2} - U_{C1}). \quad (1.73)$$

Из соотношений (1.72) и (1.73) следует погрешность формирования выходного напряжения дифференциальной ОС, обусловленная конечностью коэффициента передачи ОУ,

$$\delta U_{\text{ВЫХ.д}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty}}{U_{\text{ВЫХ}}} - 1 = \frac{N+1}{K_0}. \quad (1.74)$$

Погрешность (1.74) точно соответствует аналогичной погрешности инвертирующей (1.29) и неинвертирующей (1.58) ОС при условии $R_{\text{ВХ.д}} \gg R_1$. Входное сопротивление по первому входу дифференциальной ОС при условии $R_{\text{ВХ.д}} \gg R_2 \parallel NR_2$, что равносильно

$$R_{\text{ВХ.д}} \gg \frac{NR_2}{N+1}, \quad (1.75)$$

соответствует входному сопротивлению инвертирующей ОС (1.32), которое применительно к данному случаю приобретает вид

$$R_{\text{ВХ.1}} = R_1 \left(1 + \frac{N}{K_0 + 1}\right) \approx R_1. \quad (1.76)$$

Входное сопротивление по второму входу рассматриваемой ОС определяется суммарным сопротивлением делителя на резисторах R_2 и NR_2 с учетом ничтожно малого шунтирующего влияния входного сопротивления неинвертирующей ОС (1.61)

$$R_{\text{ВХ.2}} = R_2 + NR_2 \parallel R_{\text{ВХ.Н}} \Big|_{R_{\text{ВХ.Н}} \gg NR_2} = (N+1)R_2, \quad (1.77)$$

где

$$R_{\text{ВХ.Н}} = R_{\text{ВХ.д}} \left(1 + \frac{K_0}{N+1}\right). \quad (1.78)$$

Для получения практически одинаковых входных сопротивлений (1.76) и (1.77) целесообразно номиналы резисторов R_1 и R_2 выбирать из условия

$$R_1 = (N + 1)R_2. \quad (1.79)$$

Выходное сопротивление дифференциальной ОС, соответствующее выходному сопротивлению (1.39) инвертирующей ОС при условии (1.75), представим в упрощенном виде с учетом ограничений, принятых, что и в формуле (1.40):

$$R_{\text{ВЫХ.д}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + \frac{K_0}{N + 1}}. \quad (1.80)$$

Дифференциальная ОС может выполнять различные функции в зависимости от значения числа N (1.73). При $N=1$ или $N \neq \infty$ она реализует функцию вычитания двух сигналов или операцию масштабирования разности этих сигналов, а при $N = \infty$ – функцию сравнения данных сигналов. Устройство, реализующее последнюю операцию, получило название сравнивающего устройства или компаратора (рис. 1.27,а).

Если на один из входов подать постоянное, так называемое опорное напряжение U_0 , а на второй – линейно изменяющееся $U_c(t)$, то при достижении равенства $U_c(t) = U_0$ в момент времени $t = \tau$ (рис. 1.27,б) на выходе компаратора образуется перепад напряжения, соответствующий переходу выходного напряжения ОУ от уровня несколько меньше $E_{\text{П}}^+$ до уровня чуть больше $E_{\text{П}}^-$ (рис. 1.27,в). Реально этот переход происходит с некоторой задержкой Δt , определяемой временем перезаряда паразитных емкостей схемы ОУ. Наклон линейной части переходной характеристики зависит от коэффициента передачи K_0 ОУ.

Дифференциальная ОС превращается в потенциметрический измерительный усилитель или преобразователь напряжений (ПН), если с целью повышения входных сопротивлений (1.76) и (1.77) на каждом из входов предусмотрены повторители напряжений, например по схеме рис. 1.25,а. В этом случае условие (1.79) может игнорироваться, так как величины входных сопротивлений $R_{\text{ВХ.1}}$ (1.76) и $R_{\text{ВХ.2}}$ (1.77) уже не имеют решающего значения.

На основе дифференциальной ОС могут быть построены высокоточные ПН и ПТН, представляющие собой составные части изолированных от общей шины микроэлектронных вольтметра и амперметра. С учетом актуальности практического использования данных преобразователей их реализация и анализ выделены в самостоятельные подразделы.

1.2.4. Изолированный от общей шины преобразователь напряжений

Дифференциальный измерительный усилитель с высоким входным и низким выходным сопротивлениями, показанный на рис. 1.28, предназначен для преобразования разности потенциалов, образуемых как в заземленных, так и в незаземленных электрических цепях, в напряжение. Это весьма полезно для экспериментальных исследований МЭУ, так как данный ПН можно использовать в качестве составной части изолированного от корпуса вольтметра. Входные ОУ1 и ОУ2 в этой схеме представляют собой неинвертирующие ОС, а выходной ОУ3 – дифференциальную ОС с масштабным коэффициентом преобразования, в первом приближении равном N .

Для тока, протекающего по резисторам, включенным между выходами ОУ1 и ОУ2, можно записать

$$I^* = \frac{U_1' - U_1^-}{nR} = \frac{U_1^- - U_2^-}{R} = \frac{U_2^- - U_2'}{mR}, \quad (1.81)$$

где n и m - действительные числа.

Из (1.81) находим напряжения, действующие на выходах ОУ1 и ОУ2, $U_1' = (1+n)U_1^- - nU_2^-$, $U_2' = (1+m)U_2^- - mU_1^-$ и их разность

$$U_1' - U_2' = (1+n+m)(U_1^- - U_2^-). \quad (1.82)$$

Напряжения на инвертирующих входах ОУ1 и ОУ2 U_1^- и U_2^- связаны с их входными и выходными напряжениями соотношениями

$$U_1 - U_1^- = U_1'/K_0, \quad U_2 - U_2^- = U_2'/K_0,$$

где K_0 – коэффициент передачи ОУ1 и ОУ2 без ООС.

Отсюда находим разность этих напряжений

$$U_1^- - U_2^- = (U_1 - U_2) - \frac{U_1' - U_2'}{K_0},$$

которую подставляем в (1.82)

$$U'_1 - U'_2 = (1 + n + m) \left[(U_1 - U_2) - \frac{U'_1 - U'_2}{K_0} \right]$$

и полученное выражение преобразовываем к явному виду искомой разности напряжений

$$U'_1 - U'_2 = \frac{(1 + n + m)(U_1 - U_2)}{1 + \frac{1 + n + m}{K_0}}. \quad (1.83)$$

Используя (1.72), можно записать выходное напряжение дифференциальной ОС на ОУЗ и ПН в целом:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{N(U'_1 - U'_2)}{1 + \frac{N+1}{K_0}}. \quad (1.84)$$

Подставляя (1.83) в (1.84), получаем:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{N(1 + n + m)(U_1 - U_2)}{\left(1 + \frac{N+1}{K_0}\right) \left(1 + \frac{1 + n + m}{K_0}\right)}. \quad (1.85)$$

При устремлении коэффициента передачи ОУ в бесконечность ($K_0 \rightarrow \infty$) или при выполнении условия $K_0 \gg (1 + n + m)$ выходное напряжение ПН

$$U_{\text{ВЫХ}}|_{K_0 \rightarrow \infty} = N(1 + n + m)(U_1 - U_2). \quad (1.86)$$

На основании (1.86) и (1.87) находим погрешность ПН, обусловленную конечностью коэффициентов передачи ОУ,

$$\begin{aligned} \delta U_{\text{ВЫХ}} &= \frac{U_{\text{ВЫХ}}|_{K_0 \rightarrow \infty}}{U_{\text{ВЫХ}}} - 1 = \frac{N + n + m + 2}{K_0} + \frac{(N + 1)(1 + n + m)}{K_0^2} \approx \\ &\approx \frac{N + n + m + 2}{K_0}. \end{aligned} \quad (1.87)$$

Для $N = n = m = 1$ и $K_0 = 10^5$ погрешность (1.87) $\delta U_{\text{ВЫХ}} = 0,005\%$.

Исключительно большое входное сопротивление данного ПН при реальных параметрах ($R_{\text{ВХ.Д}}, K_0, R_{\text{ВЫХ}}$) используемых ОУ можно оценить, если определить протекающие по его входным зажимам токи I_1 и I_2 , которые при изолированной от общей шины входах должны быть равными: $I_1 = I_2 = I$. Иначе разностный ток $\Delta I = I_1 - I_2$ будет стекать с выходов ОУ1 и ОУ2 в общую шину.

В такой ситуации втекающий ток $I_1 = \Delta U_1 / R_{\text{ВХ.Д}} = U_1' / (K_0 R_{\text{ВХ.Д}})$ и вытекающий ток $I_2 = -\Delta U_2 / R_{\text{ВХ.Д}} = -U_2' / (K_0 R_{\text{ВХ.Д}})$, где ΔU_1 и ΔU_2 - разности напряжений, действующие между входами ОУ1 и ОУ2, позволяют отыскать ток

$$I = \frac{I_1 + I_2}{2} = \frac{U_1' - U_2'}{2R_{\text{ВХ.Д}}K_0}, \quad (1.88)$$

который с учётом (1.89) определяет входное сопротивление ПН (см. рис. 1.28):

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U_1 - U_2}{I} = 2R_{\text{ВХ.Д}}K_0 \frac{U_1' - U_2'}{U_1' - U_2'} = 2R_{\text{ВХ.Д}} \left(\frac{K_0}{1+n+m} + 1 \right). \quad (1.89)$$

Выходное сопротивление ПН, определяемое с учётом действия ООС в ОУ3 по формуле (1.80),

$$R_{\text{ВЫХ.ПН}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + \frac{K_0}{1+N}}. \quad (1.90)$$

Для реализуемых на практике величин $R_{\text{ВХ.Д}} = 1 \text{ МОм}$, $R_{\text{ВЫХ}} = 1 \text{ кОм}$, $K_0 = 10^5$, $N = n = m = 1$ в соответствии с (1.89) и (1.90) получаем $R_{\text{ВХ}} = 70 \text{ ГОм}$, $R_{\text{ВХ.ПН}} = 0,02 \text{ Ом}$.

Столь большое входное сопротивление позволяет использовать ПН для измерения напряжений $U_{\text{ВХ}} = U_1 - U_2$ в высокоомных электрических цепях с внутренним сопротивлением

$$R_{i.U_{\text{ВХ}}} \leq \frac{R_{\text{ВХ}}}{\frac{1}{-\delta U_{\text{ВХ.ДОП}}} - 1} = 2R_{\text{ВХ.Д}} \left(\frac{K_0}{1+n+m} + 1 \right) \left/ \left(\frac{1}{-\delta U_{\text{ВХ.ДОП}}} - 1 \right) \right., \quad (1.91)$$

где $\delta U_{\text{ВХ,ДОП}}$ - допустимая погрешность измерения входного напряжения за счёт конечности входного сопротивления $R_{\text{ВХ}}$ ПН.

При $\delta U_{\text{ВХ,ДОП}} = -0,01\%$ и $R_{\text{ВХ}} = 70$ ГОм внутреннее сопротивление электрической цепи $R_{i.U_{\text{ВХ}}} = 7,0$ МОм.

Проектируя ПН (см. рис. 1.28), в качестве исходных данных принимают погрешность преобразования $\delta U_{\text{ВЫХ}}$ (1.87), максимальную разность преобразуемого напряжения $U_1 - U_2$ и соответствующее ей выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ (1.86), которые задают кратными десяти. В качестве дополнительных параметров могут быть оговорены входное сопротивление $R_{\text{ВХ}}$ (1.89) и (или) максимальное сопротивление анализируемой электрической цепи $R_{i.U_{\text{ВХ}}}$ (1.91) при допустимой погрешности $\delta U_{\text{ВХ,ДОП}}$.

В дальнейшем, исходя из требований технического задания (ТЗ), в соответствии с (1.86) выбирают произведение коэффициентов $N(1 + n + m)$ кратным десяти, оценивая при этом значения каждого их них, и на основании (1.87) определяют требования к ОУ по основным их параметрам ($K_0, R_{\text{ВХ.Д}}, R_{\text{ВЫХ}}$) и производят необходимые расчёты в соответствии с рекомендациями и соотношениями, изложенными выше.

1.2.5. Изолированный от общей шины преобразователь тока в напряжение

При экспериментах без внесения заметных искажений в функционирование различных МЭУ необходим изолированный от общей шины амперметр, характеризующийся исключительно малым входным (внутренним) сопротивлением.

Построить такой изолированный от корпуса ПТН (рис. 1.29) можно на основе рассмотренного в предыдущем подразделе электрометрического преобразователя (см. рис. 1.28), если в нём исключить резистор R , объединив инвертирующие входы ОУ1 и ОУ2, а токоизмерительный резистор, обычно включаемый между его входами, заменить двумя резисторами R_1 , с помощью которых создаётся ООС такого типа, что входное сопротивление уменьшается. При этом резисторы R_2 (см. рис. 1.29) одинакового номинала создают местную ООС, с помощью которой на инвертирующих входах ОУ1 и ОУ2 устанавливается потенциал U , близкий к

входным напряжениям U_1 и U_2 , что определяет малую (в идеале стремящуюся к нулю) разность напряжений $(U_1 - U_2)$ между входами преобразователя при протекании через них тока.

В данном ПТН втекающий ток $I_1 = (U_1 - U'_2)/R_1$ и вытекающий $I_2 = (U'_1 - U_2)/R_1$ должны быть равными, что в соответствии с (1.88) позволяет определить протекающий по входным зажимам ток:

$$I = \frac{(U_1 - U_2) + (U'_1 - U'_2)}{2R_1}. \quad (1.92)$$

Напряжения на выходах ОУ1 $U'_1 = (U_1 - U)K_0$, и ОУ2 $U'_2 = (U_2 - U)K_0$, а их разность

$$U'_1 - U'_2 = (U_1 - U_2)K_0. \quad (1.93)$$

Внутреннее (входное) сопротивление ПТН с учётом (1.92) и (1.93)

$$R_i = \frac{U_1 - U_2}{I} = \frac{2R_1}{1 + (U'_1 - U'_2)/(U_1 - U_2)} = \frac{2R_1}{K_0 + 1}. \quad (1.94)$$

Выходное напряжение ПТН в целом с учётом (1.84), (1.93) и (1.94) пропорционально преобразуемому току:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{N(U'_1 - U'_2)}{1 + \frac{N+1}{K_0}} = \frac{NK_0(U_1 - U_2)}{1 + \frac{N+1}{K_0}} = \frac{2NR_1I}{\left(1 + \frac{1}{K_0}\right)\left(1 + \frac{N+1}{K_0}\right)}. \quad (1.95)$$

При $K_0 \rightarrow \infty$ или $K_0 \gg (N + 1)$ выходное напряжение (1.95)

$$U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \gg (N+1)} = 2NR_1I. \quad (1.96)$$

Погрешность ПТН, обусловленная конечностью коэффициентов передачи ОУ, вытекает из сравнения (1.95) и (1.96):

$$\delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \gg (N+1)}}{U_{\text{ВЫХ}}} - 1 = \frac{N+2}{K_0} + \frac{N+1}{K_0^2} \approx \frac{N+2}{K_0}. \quad (1.97)$$

Максимальная величина преобразуемого в напряжение (1.96) тока (1.92) не безгранична. Она определяется допустимой величиной выходного тока ОУ1 и ОУ2, которая для стандартных ОУ составляет единицы или десятки миллиампер.

Номиналы резисторов R_2 , как видим, не входят в математические соотношения, описывающие работу ПТН, а поэтому выполняют пассивную роль – симметрирования схемы при неодинаковых номиналах R_1 . При идеальных ОУ резисторы R_2 в схеме могут отсутствовать. В реальных условиях суммарная величина их номинала не должна заметно нагружать ОУ1 и ОУ2: $2R_2 \geq R_{\text{н.доп ОУ}}$.

Выходное сопротивление ПТН $R_{\text{ВЫХ.ПТН}}$ определяется тем же соотношением (1.90), что и для ПН ($R_{\text{ВЫХ.ПТН}} = R_{\text{ВЫХ.ПН}}$).

Для реальных величин параметров $N=1$, $R_1=0,5$ кОм, $I=10$ мА, $K_0=10^5$ и $R_{\text{ВЫХ}}=1$ кОм в соответствии с (1.94), (1.95), (1.97) и (1.90) получаем $R_i=0,01$ Ом, $U_{\text{ВЫХ}}=10$ В, $\delta U_{\text{ВЫХ}}=0,003\%$ и $R_{\text{ВЫХ.ПТН}}=0,02$ Ом, что характеризует ПТН (см. рис. 1.29) как образцовое устройство.

Малое внутреннее сопротивление R_i позволяет использовать ПТН для измерения входных токов $I_{\text{ВХ}}$ в низкоомных электрических цепях с внутренним сопротивлением:

$$R_{i.U_{\text{ВХ}}} \geq \left(\frac{1}{-\delta I_{\text{ВХ.ДОП}}} - 1 \right) R_i = \frac{2R_1}{K_0 + 1} \left(\frac{1}{-\delta I_{\text{ВХ.ДОП}}} - 1 \right), \quad (1.98)$$

где $\delta I_{\text{ВХ.ДОП}}$ – допустимая погрешность измерения входного тока, обусловленная конечной величиной внутреннего сопротивления R_i ПТН.

При $\delta I_{\text{ВХ.ДОП}} = -0,1\%$ и $R_i = 0,01$ Ом внутреннее сопротивление электрической цепи (1.98) $R_{i.I_{\text{ВХ}}} \geq 10$ Ом.

В качестве основных исходных данных при проектировании ПТН (см. рис. 1.29) задают погрешность $\delta U_{\text{ВЫХ}}$ (1.97) и кратную десяти максимальную величину преобразуемого тока I и соответствующее ей выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ (1.95). В качестве дополнительных исходных данных могут быть определены внутреннее

сопротивление R_1 (1.94) и (или) минимальное сопротивление анализируемой электрической цепи $R_{i,ВХ}$ (1.98) при допустимой погрешности измерения входного тока $\delta I_{ВХ,ДОП}$.

Затем, исходя из заданных требований, в соответствии с (1.96) выбирают произведение коэффициентов $2NR_1$ кратным десяти, оценивая при этом величину коэффициента N и номинал резистора R_1 , и на основании (1.97) определяют требования к ОУ по основным их параметрам ($K_0, R_{ВЫХ}$) и выполняют необходимые расчёты в соответствии с рекомендациями и соотношениями, приведёнными в данном подразделе.

1.3. Генераторы стабильного тока на основе операционных усилителей

1.3.1. Генератор стабильного тока с изолированной нагрузкой и его точность

ГСТ находят широкое применение при обслуживании различного рода датчиков, внутреннее сопротивление которых изменяется в широких пределах, а также в измерительной [2], усилительной и других отраслях техники. На основе ОУ различают ГСТ с изолированной (незаземленной) и заземленной нагрузкой, формирующие втекающие и вытекающие токи, в том числе и знакопеременные, различного уровня.

Представленный на рис. 1.30 ГСТ с изолированной нагрузкой реализован на основе неинвертирующей ОС (см. рис. 1.24), в которой один из резисторов является нагрузочным R_H , второй – образцовым (высокостабильным) R_0 , а в качестве входного напряжения используется высокостабильное (опорное) напряжение U_0 .

С учетом ограниченного коэффициента передачи ОУ ($K_0 \neq \infty$) для тока, протекающего по нагрузочному сопротивлению, можно записать:

$$I_H = \frac{(U_0 - I_H R_0)K_0 - I_H R_0}{R_H}. \quad (1.99)$$

Преобразуя (1.99) к явному виду, получаем ток нагрузки

$$I_H = \frac{U_0}{R_0 \left[1 + \frac{1}{K_0} \left(1 + \frac{R_H}{R_0} \right) \right]}. \quad (1.100)$$

При устремлении коэффициента передачи в бесконечность ($K_0 \rightarrow \infty$) ток (1.100)

$$I_H|_{K_0 \rightarrow \infty} = \frac{U_0}{R_0} \quad (1.101)$$

не зависит от сопротивления нагрузки R_H .

С физической точки зрения этот эффект объясняется тем, что с изменением сопротивления нагрузки R_H пропорционально изменяется коэффициент передачи схемы, вызывая пропорциональное изменение ее выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ (см. рис. 1.30) и, следовательно, неизменность протекающего через нагрузку тока. Иными словами, в данном ГСТ достаточно точно выполняется закон Ома.

Погрешность формирования тока, обусловленную конечностью коэффициента передачи K_0 ОУ, определим, сравнивая (1.100) и (1.101):

$$\delta I_H = \frac{I_H|_{K_0 \rightarrow \infty}}{I_H} - 1 = \frac{1 + \frac{R_H}{R_0}}{K_0} \quad (1.102)$$

Относительная нестабильность тока в нагрузке, вызванная относительным изменением сопротивления нагрузки $\bar{\delta} R_H$, может быть определена путем дифференцирования соотношения (1.100) с последующим переходом к конечным приращениям и относительным величинам:

$$\bar{\delta} I_H = \frac{\bar{\delta} R_H}{1 + \frac{R_0}{R_H}(K_0 + 1)} \quad (1.103)$$

Максимальная величина сопротивления нагрузки $R_{H.\text{МАКС}}$, при которой ОУ, имеющий допустимую амплитуду выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$, работает в линейном режиме, может быть определена из условия реализации коэффициента передачи схемы ГСТ

$$U_0 \left(1 + \frac{R_{H.\text{МАКС}}}{R_0} \right) \leq U_{\text{ВЫХ.МАКС}} \cdot$$

Отсюда

$$R_{H.\text{МАКС}} \leq \left(\frac{U_{\text{ВЫХ.МАКС}}}{U_0} - 1 \right) R_0 \quad (1.104)$$

Минимальное сопротивление нагрузки $R_{H.\text{МИН}}$, которое может быть использовано в ГСТ (см. рис. 1.30, а), совместно с R_0 должно составлять величину не менее допустимого сопротивления нагрузки $R_{H.\text{ДОП}}$ ОУ:

$$R_{H.\text{МИН}} \geq R_{H.\text{ДОП}} - R_0 \quad (1.105)$$

Пусть $I_H = 1 \text{ мА}$, $U_0 = 1 \text{ В}$, $R_{H,ДОП} = 2 \text{ кОм}$, $U_{ВЫХ,МАКС} = 10 \text{ В}$, $K_0 = 10^5$. Тогда в соответствии с (1.101)–(1.105) получаем: $R_0 = U_0/I_H = 1 \text{ кОм}$; $R_{H,МАКС} = 9 \text{ кОм}$;

$R_{H,МИН} = 1 \text{ кОм}$; среднее значение сопротивления нагрузки $R_H = (R_{H,МАКС} + R_{H,МИН})/2 = 5 \text{ кОм}$ (подставляется в расчетные формулы (1.102) и (1.103)); относительное изменение сопротивления нагрузки $\bar{\delta}R_H = \Delta R_H/R_H = \pm 80 \%$, $\bar{\delta}I_H = \pm 4 \cdot 10^{-3} \%$ и $\delta I_H = 6 \cdot 10^{-3} \%$.

Малое значение нестабильности тока ($\bar{\delta}I_H = \pm 0,004 \%$) при таком большом изменении сопротивления нагрузки ($\bar{\delta}R_H = \pm 80 \%$) говорит о том, что внутреннее сопротивление R_i данного ГСТ велико. Величину этого сопротивления, обусловленную последовательной ООС по току, можно определить, если вместо сопротивления нагрузки ГСТ (рис. 1.31) подключить внешний генератор переменного тока с напряжением U_H и найти ток I'_H , который будет протекать по выходному сопротивлению $R_{ВЫХ}$ ОУ и образцовому резистору R_0 . Отношение данных величин в соответствии с законом Ома позволит дать количественную оценку искомого сопротивления.

Действительно, в соответствии с рис. 1.31 ток нагрузки

$$I'_H = \frac{U_H + E_{ВЫХ}}{R_0 + R_{ВЫХ}} = \frac{U_H - I'_H R_0 K_0}{R_0 + R_{ВЫХ}},$$

или в явном виде

$$I'_H = \frac{U_H}{R_0(K_0 + 1) + R_{ВЫХ}}. \quad (1.106)$$

Тогда внутреннее сопротивление ГСТ с учетом (1.106)

$$R_i = \frac{U_H}{I'_H} = R_0(K_0 + 1) + R_{ВЫХ} \approx R_0(K_0 + 1). \quad (1.107)$$

Для вышеприведенных численных данных сопротивление (1.107) $R_i \approx 100 \text{ МОм}$, что во много крат превышает реальную величину выходного сопротивления $R_{ВЫХ}$ используемого ОУ, которую, действительно, можно не принимать во внимание при анализе данного ГСТ

1.3.2. Генератор стабильного тока с заземленной нагрузкой и оценка его точности

Представленный на рис. 1.32 ГСТ с заземленной нагрузкой с учётом обозначенных элементов и напряжений описывается системой уравнений

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{U_{01} - U'}{R} = \frac{U' - U_{\text{ВЫХ}}}{NR}, \end{array} \right. \quad (1.108)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} U'' - U' = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_0}, \end{array} \right. \quad (1.109)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{U_{02} - U''}{R_0} = \frac{U'' - U_{\text{ВЫХ}}}{NR_0} + \frac{U''}{R_H}, \end{array} \right. \quad (1.110)$$

где U' и U'' – напряжения, действующие на инвертирующем и неинвертирующем входах ОУ; R и R_0 – сопротивления образцовых резисторов цепей ООС и положительной обратной связи (ПОС) ОУ; N – положительное число; K_0 – коэффициент передачи ОУ; U_{01} и U_{02} – высокостабильные (опорные) входные напряжения; $U_{\text{ВЫХ}}$ – выходное напряжение схемы.

На основании соотношений (1.108) и (1.109) получаем напряжение на нагрузке

$$U_H = U'' = U_{\text{ВЫХ}} \left(\frac{1}{N+1} + \frac{1}{K_0} \right) + \frac{NU_{01}}{N+1}, \quad (1.111)$$

которое совместно с (1.110) позволяет записать протекающий через сопротивление нагрузки R_H ток

$$I_H = \frac{U''}{R_H} = \frac{U_{02} - U_{01} \frac{K_0}{K_0 + N + 1}}{R_0 \left[1 + \frac{(N+1)^2 R_H}{NR_0(K_0 + N + 1)} \right]}. \quad (1.112)$$

При $K_0 \rightarrow \infty$ ток (1.112)

$$I_H|_{K_0 \rightarrow \infty} = \frac{U_{02} - U_{01}}{R_0} \quad (1.113)$$

не зависит от сопротивления нагрузки R_H .

При условии $U_{01} = 0$ $I_H|_{K_0 \rightarrow \infty} = U_{02}/R_0$ и ГСТ генерирует вытекающий ток, а при $U_{02} = 0$ $I_H|_{K_0 \rightarrow \infty} = -U_{01}/R_0$ – втекающий ток. Аналогичный (противоположный) результат может быть получен и при смене полярности опорных напряжений U_{01} и U_{02} . Однако наилучший вариант использования ГСТ реализуется при условии $U_{01} = 0$, в соответствии с которым, как видно из (1.112), исключается влияние близкого к единице множителя при этом напряжении.

Погрешность формирования тока, обусловленная конечной величиной коэффициента передачи K_0 используемого ОУ, вытекает из (1.112) и (1.113):

$$\delta I_H = \frac{I|_{K_0 \rightarrow \infty}}{I} - 1 = \frac{1 + \frac{(N+1)^2 R_H}{NR_0(K_0 + N + 1)}}{1 + \frac{U_{01}}{U_{02} - U_{01}} \left(1 - \frac{K_0}{K_0 + N + 1}\right)} - 1. \quad (1.114)$$

Если $K_0 \gg (N+1)$ или $U_{01} = 0$, то погрешность (1.114)

$$\delta I_H \Big|_{K_0 \gg (N+1)} = \frac{(N+1)^2 R_H}{NR_0(K_0 + N + 1)}. \quad (1.115)$$

Погрешность (1.114) можно минимизировать, если выбрать оптимальное число $N = N_{opt}$, значение которого определим из условия равенства нулю производной от (1.115) по данному параметру:

$$\frac{\partial \delta I_H}{\partial N} = \frac{R_H(N+1)[2N(K_0 + N + 1) - (N+1)(K_0 + 2N + 1)]}{R_0 N^2 (K_0 + N + 1)^2} \Big|_{N=N_{opt}} = 0.$$

Отсюда

$$N_{opt} = \frac{K_0 + 1}{K_0 - 1} = \frac{1}{1 - \frac{2}{K_0 + 1}}. \quad (1.116)$$

Так как практически всегда $K_0 \gg 1$, то число (1.116) $N_{opt} = 1$ и минимальная погрешность (1.115)

$$\delta I_{H.мин} = \frac{4R_H}{R_0(K_0 + 2)}. \quad (1.117)$$

Относительную нестабильность тока в нагрузке, вызванную относительным изменением сопротивления нагрузки δR_H , определим путём дифференцирования уравнения (1.112) по параметру R_H с последующим переходом к конечным приращениям и относительным величинам:

$$\bar{\delta I}_H = - \frac{\bar{\delta R}_H}{1 + \frac{R_0 N (K_0 + N + 1)}{R_H (N + 1)^2}}. \quad (1.118)$$

Погрешность (1.118) при $N_{opt} = 1$ становится минимальной.

$$\bar{\delta I}_{HMIN} = - \frac{\bar{\delta R}_H}{1 + \frac{R_0}{R_H} \left(\frac{K_0 + 2}{4} \right)}. \quad (1.119)$$

Рабочий диапазон напряжений на нагрузке U_H (1.111), при котором ГСТ (см. рис. 1.32) работает как источник неизменяемого тока, определяет, по существу, диапазон изменения сопротивления нагрузки при заданном токе I_H (1.112).

Если выходные напряжения ОУ изменяются в пределах $\pm U_{ВЫХ.МАКС}$, переходя через ноль, то рабочий диапазон напряжений на нагрузке $\pm U_{H.МАКС}$ в соответствии с (1.111) и формируемый при этом ток $\pm I_H$ (1.112) позволяют записать соотношение для максимального сопротивления нагрузки

$$R_{H.МАКС} = \frac{\pm U_{H.МАКС}}{\pm I_H} = \frac{[U_{ВЫХ.МАКС}(K_0 + N + 1) + NK_0 U_{01}]R_0 \left[1 + \frac{(N + 1)^2 R_H}{NR_0(K_0 + N + 1)} \right]}{K_0(N + 1) \left(U_{02} - U_{01} \frac{K_0}{K_0 + N + 1} \right)},$$

которое при $K_0 \gg (N + 1)$ становится удобным для практического использования:

$$R_{H.МАКС} \Big|_{K_0 \gg (N + 1)} = \frac{(U_{ВЫХ.МАКС} + NU_{01})R_0}{(N + 1)(U_{02} + U_{01})}. \quad (1.120)$$

Минимальное значение сопротивления нагрузки при этом, не нарушающее работоспособности ГСТ, $R_{H.МИН} = 0$.

Пусть $I_H = 1$ мА, $U_{02} = 3$ В, $U_{01} = 2$ В, $U_{ВЫХ.МАКС} = 10$ В, $K_0 = 10^5$. Тогда в соответствии с (1.116), (1.113), (1.120) и (1.119) получаем: $N = 1$; $R_0 = 1$ кОм; $R_{H.МАКС} = 6$ кОм; $R_{H.МИН} = 0$; среднее значение сопротивления нагрузки $R_H = (R_{H.МАКС} + R_{H.МИН})/2 = 3$ кОм (подставляется в расчётную формулу (1.119) для нестабильности тока); относительное изменение сопротивления нагрузки

$$\delta R_H = \frac{\pm \Delta R_H}{R_H} = \pm 100\% \quad \text{и} \quad \delta I_{H.\text{МИН}} = \mp 12 \cdot 10^{-3}\%. \quad \text{При этом погрешность}$$

формирования тока (1.117) $\delta I_{H.\text{МИН}} = 12 \cdot 10^{-3}\%$.

Полученное весьма малое значение нестабильности тока ($\delta I_H^- = \mp 0,012\%$) при столь значительных изменениях сопротивления нагрузки ($\delta R_H = \pm 100\%$) говорит о том, что внутреннее (выходное) сопротивление R_i ГСТ велико. Это сопротивление можно оценить по аналогии с (1.107) и рис. 1.31 путём исключения из схемы (см. рис. 1.32) источников опорных напряжений U_{01} и U_{02} , оставляя их внутренние сопротивления (в идеале равные нулю), и введением вместо сопротивления нагрузки R_H внешнего генератора сигнала. Напряжение этого генератора $U'' = U_H$ и образуемый при этом в схеме ток I_H' позволяют найти искомое сопротивление:

$$R_i = \frac{U_H}{I_H'} = \frac{U''}{\frac{U''}{R_0} + \frac{U'' - U_{\text{ВЫХ}}}{NR_0}} = \frac{1}{\frac{1}{R_0} + \frac{1 - K_H}{NR_0}}, \quad (1.121)$$

где K_H – коэффициент передачи схемы для неинвертирующей ОС (1.57), который определяется по (1.111) при условии $U_{01} = 0$:

$$K_H = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U''} = \frac{K_0}{1 + K_0/(N+1)}. \quad (1.122)$$

Подставляя (1.122) в (1.121), получаем:

$$R_i = \frac{N(K_0 + N + 1)}{(N + 1)^2} R_0. \quad (1.123)$$

Анализ (1.123) на экстремум показывает, что оптимальное число N_{opt} и по данному параметру точно соответствует (1.116). При $K_0 \gg 1$ $N_{\text{opt}} = 1$ и максимальное внутреннее сопротивление

$$R_{i.\text{МАКС}} = \frac{K_0 + 2}{4} R_0. \quad (1.124)$$

Для приведённых выше числовых данных в соответствии с (1.124) $R_{i.\text{МАКС}} = 25 \text{ МОм}$.

Высокое внутреннее сопротивление данного ГСТ обусловлено наличием в схеме КОС [1], реализующего с помощью резисторов R , NR , NR_0 и ОУ отрицательное сопротивление, которым компенсируется сопротивление резистора R_0 .

Требования к ОУ по допустимому выходному току $I_{\text{ВЫХ.ДОП}}$ могут быть сформулированы исходя из суммарных токов, протекающих по резисторам NR_0 и NR при максимальной разности напряжений на их выводах, соответствующей максимальному напряжению на нагрузке $U_{\text{Н.МАКС}}$ ГСТ:

$$I_{\text{ВЫХ.ДОП}} \geq \frac{U_{\text{ВЫХ.МАКС}} - U_{\text{Н.МАКС}}}{N} \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R} \right). \quad (1.125)$$

Используя соотношение (1.111) для случая $U_{\text{Н.МАКС}}$ при условии $K_0 \gg N + 1$ и подставляя его в (1.125), получаем:

$$I_{\text{ВЫХ.ДОП}} \geq \frac{U_{\text{ВЫХ.МАКС}} - \frac{U_{\text{ВЫХ.МАКС}} + NU_{01}}{N + 1}}{N(R_0 \parallel R)} = \frac{U_{\text{ВЫХ.МАКС}} - U_{01}}{(N + 1)(R_0 \parallel R)}, \quad (1.126)$$

где $R_0 \parallel R$ - параллельное соединение резисторов R_0 и R ГСТ.

При отсутствии в справочниках сведений о допустимой величине выходного тока (1.126) её можно определить по допустимому сопротивлению нагрузки $R_{\text{Н.ДОП}}$ и выходному напряжению $U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$ используемого ОУ:

$$I_{\text{ВЫХ.ДОП}} = \frac{U_{\text{ВЫХ.МАКС}}}{R_{\text{Н.ДОП}}}. \quad (1.127)$$

С целью рационального потребления выходного тока ОУ номинал резистора R , входящего в (1.126), может выбираться из условия $R \gg R_0$, так как через него ток нагрузки $I_{\text{Н}}$ (1.112) не протекает, что может заметно снизить требуемую величину выходного тока (1.127).

1.3.3. Генераторы втекающего и вытекающего стабильных токов с повышенным значением формируемых токов

Данный тип ГСТ (рис. 1.33, а, б) с изолированной нагрузкой реализуется на базе ОУ в режиме сравнения сигналов. Принцип стабилизации в этих схемах

основан на сравнении напряжений, образуемых на образцовых резисторах R_0 при прохождении через них тока нагрузки I_H , с напряжением источников опорных напряжений U_0 , полярность которых зависит от втекающего или вытекающего тока, показанных на рис. 1.33,а и б соответственно.

Примененный ПТ, имеющий большое входное сопротивление, практически полностью исключает местную обратную связь в ОУ, позволяя ему развивать полный коэффициент передачи K_0 , а БТ, работающий в режиме усилителя тока (УТ), пропускает основную составляющую тока нагрузки I_H .

Исходно ток стока I_{C0} ПТ в рабочей точке (РТ) (рис. 1.33,в) устанавливается на уровне не более 10 % от тока нагрузки ($I_{C0} \leq 0,1I_H$) резистором R_6 , номинал которого

$$R_6 = U_{63} / I_{C0} \geq 10U_{63} / I_H, \quad (1.128)$$

где U_{63} – напряжение база–эмиттер БТ в РТ.

Эффект стабилизации тока в данном ГСТ проследим следующим образом. При увеличении (уменьшении) по какой-либо причине тока нагрузки увеличивается (уменьшается) по абсолютной величине напряжение на образцовом резисторе R_0 , при этом образуемая разность напряжений между входами ОУ усиливается и смещает РТ ПТ в область с меньшим (большим) значением тока стока (см. рис. 1.33,в), что приводит к сохранению протекающего по нагрузке тока I_H .

Для схемы ГСТ (см. рис. 1.33,а) можем записать

$$(U_0 - I_H R_0) K_0 K_{II} = I_H R_0, \quad (1.129)$$

где K_{II} – коэффициент передачи повторителя напряжения, образованного транзисторной структурой (ТС) (ПТ, БТ и резистор R_6) и сопротивлением нагрузки (образцового резистора R_0), который оценим с помощью фрагмента схемы (рис. 1.34).

Управляющее током эмиттера I_3 БТ напряжение

$$U' = (U_{BX} - U_{ВЫХ}) \cdot S(R_6 \parallel h_{11}), \quad (1.130)$$

где S и h_{11} – крутизна ПТ в РТ и входное сопротивление БТ;

$$S = S_{МАКС} \left(1 - \frac{U_0 + U_{63}}{U_{ЗИ.ОТС}} \right);$$

$S_{\text{МАКС}}$ и $U_{\text{ЗИ.ОТС}}$ - максимальная крутизна и напряжение отсечки ПТ (справочные величины);

$$h_{11} = \frac{\varphi_T}{I_{\text{Э}}}(h_{21} + 1); \quad (1.131)$$

h_{21} - коэффициент передачи тока БТ; $R_{\text{Г}} \parallel h_{11}$ - параллельное соединение сопротивлений $R_{\text{Г}}$ и h_{11} .

Выходное напряжение повторителя в свою очередь определяется выходным током $I_{\text{ВЫХ}}$ БТ, т.е. произведением проводимости прямой передачи $Y_{21} = S = I_{\text{Э}}/\varphi_T$ БТ и управляющего напряжения U' (1.130):

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВЫХ}} R_{\text{О}} = \frac{I_{\text{Э}}}{\varphi_T} U' R_{\text{О}} = \frac{I_{\text{Э}}}{\varphi_T} (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) S (R_{\text{Г}} \parallel h_{11}) R_{\text{О}}.$$

Отсюда коэффициент передачи повторителя напряжения

$$K_n = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + \frac{\varphi_m}{SI_{\text{Э}}(R_{\text{Г}} \parallel h_{11})R_{\text{О}}}}. \quad (1.132)$$

При условии $R_{\text{Г}} \gg h_{11}$ и учёте (1.131) соотношение (1.132) упрощается:

$$K_{\text{П}} \Big|_{R_{\text{Г}} \gg h_{11}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{Sh_{21}R_{\text{О}}}}. \quad (1.133)$$

Как видим из (1.133), БТ в схеме ГСТ выполняет роль «усилителя крутизны» ПТ.

При $I_{\text{Н}} = 1 \text{ мА}$, $I_{\text{Э}} = 0,9I_{\text{Н}} = 0,9 \text{ мА}$, $U_{\text{БЭ}} = 0,65 \text{ В}$, $\varphi_T = 26 \text{ мВ}$, $h_{21} = 100$, $R_{\text{О}} = 1 \text{ кОм}$, $S = 1 \text{ мА/В}$ в соответствии с (1.128), (1.131)–(1.133) получаем $R_{\text{Г}} = 6,5 \text{ кОм}$, $h_{11} = 2,9 \text{ кОм}$, $K_{\text{П}} = 0,986$, $K_{\text{П}} \Big|_{R_{\text{Г}} \gg h_{11}} = 0,99$. Из полученных цифровых данных можно заключить, что ошибка в определении коэффициента передачи повторителя по приближённой формуле (1.133) составляет примерно 0,4 %, а сам коэффициент передачи весьма близок к единице.

Итак, получаемый из (1.129) ток нагрузки

$$I_H = \frac{U_0}{R_0 \left(1 + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}} \right)} \quad (1.134)$$

не зависит от сопротивления нагрузки и при $K_0 \rightarrow \infty$ или $K_0 K_{\Pi} \gg 1$ становится равным

$$I_H \Big|_{K_0 K_{\Pi} \gg 1} = U_0 / R_0. \quad (1.135)$$

На основании (1.134) и (1.135) получаем погрешность формирования тока, обусловленную конечной величиной коэффициента передачи ОУ K_0 и повторителя напряжения K_{Π} :

$$\delta I_H = \frac{I_H \Big|_{K_0 K_{\Pi} \gg 1}}{I_H} - 1 = \frac{1}{K_0 K_{\Pi}}. \quad (1.136)$$

Максимальное сопротивление нагрузки $R_{H.МАКС}$ определим из условия линейности режима работы повторителя напряжения, при котором напряжение между стоком и истоком $U_{СИ}$ ПТ ни при каких ситуациях не должно быть меньше напряжения отсечки $U_{ЗИ.ОТС}$ ($U_{СИ} \geq U_{ЗИ.ОТС}$):

$$E_n^+ = I_n R_{H.МАКС} + U_{ЗИ.ОТС} + U_{бэ} + I_n R_0. \quad (1.137)$$

Отсюда

$$R_{H.МАКС} = \left(\frac{E_{\Pi}^+ - U_{ЗИ.ОТС} - U_{бэ} - R_0}{I_n} \right) = R_0 \left(\frac{E_{\Pi}^+ - U_{ЗИ.ОТС} - U_{бэ}}{U_0} - 1 \right), \quad (1.138)$$

при этом минимальное сопротивление нагрузки $R_{H.МИН} = 0$.

Минимальное сопротивление нагрузки ($R_{H.МИН} = 0$) позволяет на основании (1.137) задать требования к допустимому напряжению питания $E_{\Pi.ДОП}^+$, полагая, что напряжение отсечки $U_{ЗИ.ОТС}$, входящее в (1.137), при этом превращается в максимальное (допустимое) напряжение между стоком и истоком $U_{СИ.МАКС}$ ПТ:

$$E_{\Pi.ДОП}^+ \leq U_{СИ.МАКС} + U_{бэ} + U_0, \quad (1.139)$$

или

$$E_{П.ДОП}^+ \leq U_{КЭ.МАКС} + U_0, \quad (1.140)$$

где $U_{КЭ.МАКС}$ – максимальное (допустимое) напряжение коллектор–эмиттер БТ.

На основании (1.139) и (1.140) устанавливаем требования по допустимым напряжениям БТ и ПТ:

$$U_{КЭ.МАКС} \geq U_{СИ.МАКС} + U_{бэ}, \quad (1.141)$$

или

$$U_{СИ.МАКС} \geq U_{КЭ.МАКС} - U_{бэ}. \quad (1.142)$$

Максимальное значение тока нагрузки $I_{Н.МАКС}$ в рассматриваемом ГСТ определяется в основном допустимым током коллектора $I_{К.МАКС}$ БТ.

Внутреннее сопротивление R_i данного ГСТ можно оценить исходя из того, что основную составляющую выходной проводимости ТС вносит выходная проводимость h_{22} БТ с учётом действия ООС, глубина которой только в повторителе напряжения, как видно из (1.132) или (1.133),

$$F = 1 + \frac{SI_{\Theta} (R_{\sigma} \| h_{11}) R_0}{\Phi_T} \approx 1 + Sh_{21} R_0. \quad (1.143)$$

Так как в стабилизации тока участвует ОУ с коэффициентом передачи K_0^* , соответствующим неинвертирующей ОС, образованной входным сопротивлением $R_{ВХ} > 1$ МОм ПТ и сопротивлением R_0 , то петлевое усиление цепи ООС возрастает в K_0^* раз и её глубина в ГСТ в целом заметно превышает (1.143):

$$F' = 1 + Sh_{21} R_0 K_0^*. \quad (1.144)$$

Принимая во внимание (1.144), получаем внутреннее сопротивление ГСТ

$$R_i \approx \frac{F'}{h_{22}} = \frac{U'_A (1 + Sh_{21} R_0 K_0^*)}{I_H}. \quad (1.145)$$

Для упомянутых выше цифровых данных параметров, входящих в (1.144), и дополнительных параметров, входящих в (1.145), напряжения Эрли [1] $U'_A = 200$ В и $K_0^* = 10^3$ внутреннее сопротивление ГСТ $R_i \approx 20$ ГОм.

Полученное чрезвычайно большое внутреннее сопротивление объясняет отсутствие в расчётной формуле (1.134) для тока ГСТ сопротивления нагрузки R_H .

Вариант схемы ГСТ, представленный на рис. 1.33,б, описывается несколькими соотношениями, и их можно, в отличие от (1.129) и (1.134), записать следующим образом:

$$(U_0 - I_H R_0) K_0 = -U_{зи} + U_{бэ} + I_H R_H - E_{\Pi}^-,$$

где $U_{зи}$ – напряжение затвор – исток ПТ в РТ.

Отсюда ток нагрузки

$$I_H = \frac{U_0 \left(1 - \frac{E_{\Pi}^- + U_{зи} - U_{бэ}}{K_0 U_0} \right)}{R_0 \left(1 + \frac{R_H}{R_0 K_0} \right)}, \quad (1.146)$$

который при $K_0 \rightarrow \infty$ в точности соответствует току нагрузки (1.135) первого варианта ГСТ

$$I_H \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = \frac{U_0}{R_0}. \quad (1.147)$$

Погрешность формирования тока в данном случае, обусловленная конечной величиной коэффициента передачи K_0 ОУ, вытекает из (1.146) и (1.147) и, в отличие от (1.136), имеет вид

$$\delta I_H = - \frac{\frac{E_{\Pi}^- + U_{зи} - U_{бэ}}{U_0} + \frac{R_H}{R_0}}{K_0 + R_H/R_0}. \quad (1.148)$$

Диапазон изменения сопротивления нагрузки и допустимые значения напряжения питания и напряжений, действующих на БТ и ПТ, соответствуют аналогичным параметрам (1.138)-(1.142) первого варианта реализации ГСТ (см. рис. 1.33,а).

Внутреннее сопротивление данного варианта ГСТ можно определить, заменяя сопротивление нагрузки R_H внешним генератором с напряжением ΔU . Под влиянием этого напряжения по ТС будет протекать изменение тока ΔI , которое на резисторе R_0 образует напряжение $\Delta I R_0$. Данное напряжение, усиленное в ОУ в

K_0^* раз, вызывает в истоковой цепи ПТ изменение тока базы $-\Delta I R_0 K_0^* S$, которое передаётся в коллекторную цепь БТ с масштабом $-\Delta I R_0 K_0^* Sh_{21}$. Суммарное изменение тока в коллекторной цепи БТ, включающее и составляющую тока $h_{22}\Delta U$ через собственную выходную проводимость,

$$\Delta I = h_{22}\Delta U - \Delta I Sh_{21} R_0 K_0^*.$$

Отсюда искомое внутреннее сопротивление второго варианта ГСТ

$$R_i = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{1 + Sh_{21} R_0 K_0^*}{h_{22}} = \frac{U'_A (1 + Sh_{21} R_0 K_0^*)}{I_H} \quad (1.149)$$

Сравнивая (1.149) и (1.145), замечаем, что оба варианта реализации ГСТ по внутреннему сопротивлению практически идентичны.

1.3.4. Вреямплитудный преобразователь на основе генератора стабильного тока и оценка его точности

Вреямплитудный преобразователь (ВАП) – это устройство, которое позволяет линейно преобразовать длительность импульса (временной интервал) Δt стандартной амплитуды U_m в амплитуду выходного напряжения $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ (рис. 1.35,а). При изменении во времени длительности импульса Δt будет пропорционально изменяться и выходное напряжение $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$. Один из возможных вариантов реализации этого устройства показан на рис. 1.36 [3].

В основу работы ВАП положен принцип заряда конденсатора ёмкостью C стабильным током

$$I = C \frac{\Delta U_C}{\Delta t}, \quad (1.150)$$

где ΔU_C – изменение напряжения на конденсаторе, формируемым модифицированным ГСТ на основе КОС (см. рис. 1.32).

Для установления начальных условий работы (обеспечения разряда конденсатора C) в схему ВАП (см. рис. 1.36) введён ПТ, проводимость канала $G(U_{\text{ЗИ}})$ которого при отсутствии входного (управляющего) импульса максимальна и соответствует $G_{\text{МАКС}}$ (рис. 1.35,б). Конденсатор C при этом разряжается с

постоянной времени $\tau_p = \frac{C}{G_{\text{МАКС}}}$, и, как правило, до прихода первого (очередного) импульса имеющийся в нём заряд практически полностью исключается. Если входные импульсы следуют со скважностью меандра при минимальной длительности преобразуемых импульсов $\Delta t_{\text{МИН}}$, то постоянная времени разряда должна удовлетворять условию

$$\tau_p = \frac{C}{G_{\text{МАКС}}} \leq \frac{\Delta t_{\text{МИН}}}{3}. \quad (1.151)$$

На основании соотношения (1.151) и принципа действия ВАП могут быть определены требования к ПТ в отношении его максимальной проводимости $G_{\text{МАКС}} \geq \frac{3C}{\Delta t_{\text{МИН}}}$ и напряжения отсечки $U_{\text{ЗИ.ОТС}}$, которое не должно превышать амплитуды преобразуемого импульса ($U_{\text{ЗИ.ОТС}} < U_m$) (см. рис. 1.35,б).

С целью запоминания получаемой информации ВАП может быть дополнен высокоточным УВХ [4], которое управляется так же, как и ПТ, преобразуемым импульсом (см. рис. 1.36).

Предлагаемый ВАП с учётом (1.150) описывается системой уравнений

$$\begin{cases} \frac{U_m - \Delta U_C}{R} = \frac{\Delta U_C - \Delta U_{\text{ВЫХ}}}{NR} + C \frac{\Delta U_C}{\Delta t}, & (1.152) \\ \Delta U_C - \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{1+N} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{K_0}, & (1.153) \end{cases}$$

где N – действительное число; K_0 - коэффициент передачи ОУ.

Находя напряжение на конденсаторе ΔU_C из (1.152) и приравнивая его к (1.153), получаем выходное напряжение ВАП

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{(N+1)U_m \Delta t}{RC \left[1 + \frac{N+1}{K_0} \left(1 + \frac{N+1}{NRC} \Delta t \right) \right]}. \quad (1.154)$$

При $K_0 \rightarrow \infty$ выходное напряжение (1.154)

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = \frac{(N+1)U_m \Delta t}{RC}. \quad (1.155)$$

Погрешность формирования линейно нарастающего напряжения, обусловленная конечной величиной коэффициента передачи ОУ, следует из (1.154) и (1.155):

$$\delta\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}|_{K_0 \rightarrow \infty}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}}} - 1 = \frac{N+1}{K_0} \left(1 + \frac{N+1}{N} \cdot \frac{\Delta t}{RC} \right). \quad (1.156)$$

Данную погрешность можно минимизировать, выбирая определённое значение числа $N = N_{\text{opt}}$, которое определим из условия равенства нулю производной от (1.156):

$$\frac{\partial \delta\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\partial N} = \frac{N^2(RC + \Delta t) - \Delta t}{N^2 K_0 RC} \Big|_{N=N_{\text{opt}}} = 0.$$

Отсюда

$$N_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{1}{1 + RC/\Delta t}}. \quad (1.157)$$

Как видим из (1.157), в зависимости от отношения $RC/\Delta t$ число N_{opt} изменяется. При $\frac{\Delta t}{RC} \rightarrow \infty$ $N_{\text{opt}} \rightarrow 1$, а при $\frac{\Delta t}{RC} \rightarrow 0$ $N_{\text{opt}} \rightarrow 0$. Следовательно, возможное значение числа N_{opt} заключено в интервале $[1...0]$.

С практической точки зрения наиболее приемлемым значением является $N_{\text{opt}} = 1$, при этом погрешность (1.156) и выходное напряжение ВАП

$$\delta\Delta U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{N_{\text{opt}}=1} = \frac{2(1 + 2\Delta t/(RC))}{K_0} \leq \delta\Delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}, \quad (1.158)$$

$$\Delta U_{\text{вых}} \Big|_{\substack{K_0 \rightarrow \infty \\ N_{\text{opt}} = 1}} = 2U_m \frac{\Delta t}{RC} \leq U_{\text{ВЫХ.ДОП}}, \quad (1.159)$$

где $\delta\Delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}$ - допустимая погрешность ВАП; $U_{\text{ВЫХ.ДОП}}$ - допустимая амплитуда выходного напряжения ОУ.

При $K_0 = 10^5$ и $\frac{\Delta t}{RC} = 100$ $N_{\text{opt}} \approx 1$ и $\delta\Delta U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{N_{\text{opt}} \approx 1} \approx 0,4\%$.

В случае $\frac{\Delta t}{RC} = 1$ и при тех же параметрах ОУ в соответствии с (1.157) и

$$(1.158) \quad N_{\text{opt}} \approx 0,7 \text{ и } \delta\Delta U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{N_{\text{opt}} \approx 0,7} \approx 0,0058 \%. \text{ Эта же погрешность для } N_{\text{opt}} \approx 1$$

$$\delta\Delta U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{N_{\text{opt}} \approx 1} \approx 0,006 \%.$$

Аналогично при $\frac{\Delta t}{RC} = 0,01$ $N_{\text{opt}} \approx 0,1$ и $\delta\Delta U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{N_{\text{opt}} \approx 0,1} \approx 0,0012 \%$, а при

тех же данных и $N_{\text{opt}} = 1$ $\delta\Delta U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{N_{\text{opt}} = 1} \approx 0,002 \%$, что подтверждает

целесообразность выбора $N_{\text{opt}} = 1$ при практически любых значениях отношения $\frac{\Delta t}{RC}$, но не безграничных.

Верхняя граница данного отношения может быть определена исходя из допустимой погрешности (1.158):

$$\frac{\Delta t}{RC} \leq \left(\frac{K_0}{4} \delta\Delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}} - 0,5 \right), \quad (1.160)$$

а предельная амплитуда преобразуемого импульса – из допустимой амплитуды выходного напряжения ОУ (1.159) с учётом (1.160):

$$U_m \leq \frac{U_{\text{ВЫХ.ДОП}}}{2\Delta t/(RC)} = \frac{U_{\text{ВЫХ.ДОП}}}{\frac{K_0}{2} \delta\Delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}} - 1}. \quad (1.161)$$

При $\delta\Delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}} = 0,1\%$, $K_0 = 10^5$ и $\Delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}} = 10 \text{ В}$ в соответствии с (1.160) и (1.161) получаем $\frac{\Delta t}{RC} \leq 24,5$ и $U_m = 0,2 \text{ В}$.

Рассмотренный ВАП может быть использован и для других целей. Если исключить из схемы ВАП (см. рис. 1.36) ПТ и подать на вход сигнал в виде меандра, например, от симметричного мультивибратора 1 (рис. 1.37), то на выходе ВАП 2 будет формироваться пилообразное напряжение с одинаковой скоростью нарастания и спада, которое используется для получения совместно с компаратором 3 и ИОН 4 модулированных по длительности прямоугольных импульсов с различной скважностью в пределах периода исходного сигнала – меандра.

1.3.5. Особенности проектирования и расчёта генераторов стабильного тока и времяамплитудного преобразователя

При проектировании ГСТ в качестве основных параметров обычно принимают ток нагрузки I_H (1.101), (1.113), (1.135), (1.147), погрешность его формирования δI_H (1.102), (1.117), (1.136), (1.148), сопротивление нагрузки номинальное R_H , относительное отклонение сопротивления нагрузки δR_H , нестабильность тока $\bar{\delta} I_H$ (1.103), (1.119), максимальное значение нагрузки $R_{H, \text{МАКС}}$ (1.104), (1.120) и т.д.

В качестве дополнительных исходных данных может быть оговорен тип ГСТ (с заземлённой или незаземлённой нагрузкой, втекающего или вытекающего тока и т.д.), допустимое напряжение питания $E_{\text{П, ДОП}}$ (1.139), (1.140), внутреннее сопротивление R_i (1.107), (1.124), (1.145), (1.149) и т.д.

Если ток нагрузки $I_H \leq 10 \text{ мА}$, то целесообразно использовать ГСТ на основе ОУ (см. рис. 1.30, 1.32), при $I_H > 10 \text{ мА}$ – ГСТ на основе ОУ в режиме сравнения сигналов (см. рис. 1.33). Расчёт ГСТ следует начинать с определения номинала образцового резистора R_0 и опорных напряжений U_{01} , U_{02} (1.113), U_0 (1.101), (1.135), (1.147) и определения требований к ОУ (1.125) – (1.127) и выбору его конкретного типа с определёнными значениями коэффициентов передачи K_0 (1.102), (1.115), (1.148), допустимого сопротивления $R_{\text{Н, ДОП}}$ и т.д., или к используемым транзисторам (1.141), (1.142).

В дальнейшем расчёт производят в соответствии с рекомендациями, изложенными в пп. 1.3.1–1.3.3, с определением всех параметров. В случае невыполнения требований по какому-либо параметру выбирают активные элементы с улучшенными характеристиками, уточняют исходные данные, при необходимости осуществляют коррекцию схемы ГСТ и повторяют расчёт в прежнем порядке.

Исходными данными при проектировании ВАП (см. рис. 1.36) являются погрешность формирования $\delta \Delta U_{\text{ВЫХ}}$ (1.156) и амплитуда $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ (1.155) линейно нарастающего напряжения, а также длительность Δt и амплитуда U_M преобразуемого импульса.

В соответствии с (1.161) определяют требования к ОУ по коэффициенту передачи K_0 и допустимой амплитуде его выходного напряжения ($U_{\text{ВЫХ, ДОП}} \geq \Delta U_{\text{ВЫХ}}$), а в соответствии с (1.160) – требования к отношению $\Delta t / (RC)$, которое целесообразно выбрать таким, при котором число N (1.157) будет близко к $N_{\text{опт}} = 1$. На основании данного отношения определяют постоянную времени RC и задаются номиналом резистора R , который не должен быть меньше допустимого сопротивления $R_{\text{Н, ДОП}}$ выбранного ОУ, и рассчитывают

ёмкость C конденсатора. Если эта ёмкость составит десятки микрофарад, то целесообразно её взять не более 1 мкФ и пересчитать номинал резистора R для той же постоянной времени. Номинал резистора R' выбирают не меньше номинала резистора R ($R' \geq R$).

Затем расчёт производят в соответствии с рекомендациями, изложенными в п. 1.3.4, с определением всех необходимых параметров ВАП, включая выбор ПТ для целей установления начальных условий его работы. Если в соответствии с ТЗ амплитуда преобразуемого импульса U_M окажется такой малой, что подобрать ПТ с нужным напряжением отсечки $U_{\text{зи.отс}}$ не представится возможным, то целесообразно этот импульс усилить в K раз, например, с помощью масштабного преобразователя (МП) на основе неинвертирующей ОС на ОУ (см. рис. 1.24), чтобы выполнить условие: $KU_M > U_{\text{зи.отс}}$.

При неудовлетворении требований по какому-нибудь из показателей выбирают ОУ с улучшенными параметрами и оптимизируют параметры схемы ВАП в направлении достижения требований ТЗ, производя перерасчёт выбранного варианта в том же порядке.

1.4. Стабилизаторы напряжения на основе операционных усилителей

1.4.1. Стабилизатор напряжения как элемент схемотехники

Под стабилизатором или источником напряжения (СН) понимают компонент (элемент) электрической схемы, который вырабатывает выходное напряжение E_0 , в первом приближении не зависящее от сопротивления нагрузки R_H или тока в нагрузке I_H , а также напряжения питания $E_{\text{П}}^{\pm}$, изменяющихся в широких пределах.

Независимость выходного напряжения E_0 от тока в нагрузке I_H , от некоторой определенной величины «без нагрузки» до величины при максимальной нагрузке, характеризуется стабильностью по нагрузке, которая непосредственно связана с внутренним (выходным) сопротивлением СН

$$R_{i.E_0} = \frac{\partial E_0}{\partial I_H}, \quad (1.162)$$

представляющим собой отношение изменений стабилизируемого напряжения ∂E_0 и тока в нагрузке ∂I_H .

Чем меньше сопротивление (1.162), тем выше стабильность по нагрузке. Для снижения выходного сопротивления СН известны два основных способа, применяемых отдельно или совместно, один из которых основан на

использовании свойств БТ преобразовывать импеданс или усиливать ток, а второй – на свойствах усилителя с ООС.

Способность СН противодействовать изменению питающего напряжения характеризуется коэффициентом фильтрации (стабилизации) питающего напряжения

$$K_{\phi} = \frac{\partial E_{\Pi}^{\pm}}{\partial E_0}, \quad (1.163)$$

устанавливающим связь между изменениями одного из питающих ∂E_{Π}^{\pm} или ∂E_{Π}^{-} и стабилизируемого ∂E_0 напряжений.

Существует множество схемных решений СН, от простейших параметрических на прямо- и обратносмещенных опорных диодах (стабилитронах), на повторителях и усилителях опорных напряжений, рассматриваемых в [6], до самых сложных, основанных на использовании ОУ и эмиттерных повторителей с общей ООС, со схемами защиты от перегрузок и случайных коротких замыканий (КЗ) по выходу и т.д. Некоторые из этих схем проанализированы ниже.

Особый класс СН составляют источники опорного напряжения (ИОН), отличающиеся повышенной стабильностью формируемых напряжений, в том числе и независимых от температурного фактора, учитываемого в виде соответствующего температурного коэффициента (ТК), низким внутренним сопротивлением, повышенным коэффициентом фильтрации (1.163) и т.д. (см. подразд. 5.5).

1.4.2. Однополярные стабилизаторы с опорными стабилитронами

По принципу действия СН адекватны ГСТ, изложенным в п. 1.3.3. Действительно, если в схеме ГСТ (см. рис 1.33, а) образцовый резистор R_0 заменить на сопротивление нагрузки R_H , то ГСТ будет выполнять роль СН, в котором ток I_0 при неизменном опорном напряжении U_0 превратится в ток нагрузки I_H , зависящий от ее сопротивления. Следовательно, математические соотношения, которыми описывается ГСТ, могут быть использованы и для анализа СН.

На рис. 1.38 представлены две классические схемы однополярных СН с опорными стабилитронами Д, отличающиеся одна от другой способом включения стабилитрона в цепь обратной связи. Для повышения стабилизирующего действия в обеих схемах стабилитроны Д запитываются стабилизируемым напряжением E_0 , которое, для обеспечения нормального функционирования схем, должно

превышать напряжение стабилитрона $U_{ст}$, принимаемое за опорное U_0 ($E_0 > U_0$). В простейшем варианте реализации СН эти стабилитроны могут запитываться от общего источника питания. Основное преимущество второй схемы (рис. 1.38,б) по отношению к первой (рис. 1.38,а) состоит в том, что она может быть использована в случае реализации СН на повышенное напряжение E_0 с применением стабилитрона с напряжением $U_{ст} = U_0$, превышающим допустимое синфазное напряжение $U_{вх.с.доп}$ ОУ ($U_0 > U_{вх.с.доп}$). Резистивный делитель на резисторах R_1 и R_2 в этих схемах предназначен для получения необходимого соотношения между напряжениями E_0 и U_0 .

Особенностью схемотехники практически всех известных СН является то, что напряжение питания $E_{п}^{\pm}$ ОУ может быть однополярным $E_{п}^{+}$ или $E_{п}^{-}$, причем при необходимости с удвоенным значением, соответствующим полной разности питающих напряжений, без опасения превышения допустимых величин $E_{п.доп}^{\pm}$, оговоренных в технических условиях (ТУ) на применяемый ОУ. Например, при допустимом питающем напряжении ОУ $E_{п.доп}^{\pm} = \pm 15В$ напряжение питания одной полярности может составить $E_{п}^{+} \leq 2E_{п.доп}^{\pm} = 30В$ или $E_{п}^{-} \leq 2E_{п.доп}^{\pm} = -30В$. Это обусловлено тем, что на входах и выходе ОУ всегда действует напряжение одной полярности, и для получения необходимого сдвига напряжения на выходе ОУ достаточно исключить напряжение питания одной из полярностей ($E_{п}^{+} = 0$ или $E_{п}^{-} = 0$).

С целью обеспечения активного режима работы регулирующего транзистора Т1 (см. рис. 1.38) напряжение питания $E_{п}^{+}$, с одной стороны, должно превышать стабилизируемое напряжение E_0 на величину остаточного напряжения коллектор – эмиттер $U_{кэ.мин}$ используемого БТ, и, с другой стороны, – не превышать удвоенного значения допустимого напряжения $E_{п.доп}^{\pm}$ ОУ:

$$2E_{п.доп}^{+} \geq E_{п}^{+} \geq (E_0 + U_{кэ.мин}). \quad (1.164)$$

Эффект стабилизации выходного напряжения E_0 в данных схемах (см. рис. 1.38), а также в аналогичных других схемах СН состоит в том, что, например, с уменьшением (увеличением) по какой-либо причине этого напряжения уменьшается (увеличивается) разность напряжений между опорным напряжением U_0 и напряжением на нижнем плече (резисторе R_2) резистивного делителя R_1, R_2 ,

которая после усиления в ОУ приоткрывает (подзакрывает) регулирующий транзистор Т1, увеличивая (уменьшая) тем самым исходное напряжение E_0 .

Анализ СН [14] по схеме (см. рис. 1.38,а) можно произвести с помощью уравнения

$$\left(U_0 - E_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) K_0 K_{\Pi} = E_0, \quad (1.165)$$

где K_0 и K_{Π} – коэффициенты передачи ОУ и повторителя напряжения на БТ Т1 и резисторах делителя R_1, R_2 и нагрузки R_H .

Коэффициент передачи повторителя на БТ Т1, определяемый в соответствии с [1],

$$K_{\Pi} = \frac{1}{1 + \frac{\varphi_T}{I_0 R_H^*}} \approx \frac{1}{1 + \frac{\varphi_T}{E_0}}, \quad (1.166)$$

где φ_T – температурный потенциал (см. п. 1.7.2 и формулу (1. 256)); I_0 – ток эмиттера транзистора Т1, распределяющийся на ток I_H нагрузки, ток I_d делителя на резисторах R_1, R_2 и ток I_{CT} стабилитрона Д, протекающий по резистору R_{CT} ;

$$I_0 = I_H + I_d + I_{CT}; \quad (1.167)$$

R_H^* – эквивалентное сопротивление нагрузки;

$$R_H^* = R_H \parallel (R_1 + R_2) \parallel (R_{CT} + r_{CT}) \approx \frac{E_0}{I_0}; \quad (1.168)$$

r_{CT} – дифференциальное сопротивление стабилитрона Д в РТ – параметр применяемого стабилитрона.

Номиналы резисторов R_1, R_2, R_{CT} определяют по формулам:

$$R_1 = \frac{E_0 - U_0}{I_d}, \quad R_2 = \frac{U_0}{I_d}, \quad R_{CT} = \frac{E_0 - U_0}{I_{CT}}. \quad (1.169)$$

В соответствии с (1.165) напряжение стабилизации

$$E_0 = \frac{U_0}{\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}}} \quad (1.170)$$

в первом приближении не зависит от сопротивления нагрузки R_H и при $K_0 \rightarrow \infty$

или $K_0 K_{\Pi} \gg 1$ становится равным

$$E_0|_{K_0 K_{\Pi} \gg 1} = U_0 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (1.171)$$

На основании (1.170) и (1.171) получаем погрешность стабилизации напряжения, обусловленную конечной величиной коэффициентов передачи ОУ K_0 и повторителя напряжения K_{Π} ,

$$\delta E_0 = \frac{E_0|_{K_0 K_{\Pi} \gg 1}}{E_0} - 1 = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{K_0 K_{\Pi}}. \quad (1.172)$$

Внутреннее (выходное) сопротивление СН можно записать с учетом глубины ООС F , действующей в стабилизаторе,

$$R_{i.E_0} = (R_1 + R_2) \parallel (R_{ст} + r_{ст}) \parallel \left[\left(\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{h_{21(T1)} + 1} + \frac{\varphi_T}{I_0} \right) / F \right] \approx \left(\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{h_{21(T1)} + 1} + \frac{\varphi_T}{I_0} \right) / F, \quad (1.173)$$

где $R_{\text{ВЫХ}}$ – выходное сопротивление ОУ – параметр применяемого ОУ; $h_{21(T1)}$ – коэффициент передачи тока БТ Т1.

В формуле (1.173) глубина ООС, вытекающая из соотношения (1.170),

$$F = 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} K_0 K_{\Pi}. \quad (1.174)$$

Коэффициент фильтрации (стабилизации) (1.163) стабилизируемого напряжения без учета влияния ОУ на этот показатель представим в виде

$$K_{\phi} = \frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial E_0} = \frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial I_0} \cdot \frac{\partial I_0}{\partial I_{\text{Н}} + \partial I_{\text{ст}} + \partial I_{\text{д}}} \cdot \frac{\partial I_{\text{Н}} + \partial I_{\text{ст}} + \partial I_{\text{д}}}{\partial E_0}, \quad (1.175)$$

где $\frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial I_0}$ – производная, характеризующая внутреннее сопротивление ГСТ на

БТ Т1 с учетом местной ООС, образуемой за счет наличия резисторов R_1 , R_2 , $R_{\text{Н}}$, $R_{\text{ст}}$ и дифференциального сопротивления $r_{ст}$ стабилитрона в цепи эмиттера Т1, и общей ООС с глубиной F (1.174);

$$\frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial I_0} = R_{i.ГСТ}; \quad (1.176)$$

$\frac{\partial I_0}{\partial I_H + \partial I_{CT} + \partial I_D}$ – производная, характеризующая единичное (равное)

отношение переменных составляющих токов в выходной цепи СН и суммарного тока в нагрузочном сопротивлении R_H , в цепи стабилитрона Д и резистора R_{CT} и резистивном делителе R_1, R_2 ;

$$\frac{\partial I_0}{\partial I_H + \partial I_{CT} + \partial I_D} = 1; \quad (1.177)$$

$\frac{\partial I_H}{\partial E_0}, \frac{\partial I_{CT}}{\partial E_0}$ и $\frac{\partial I_D}{\partial E_0}$ – производные, соответствующие проводимостям

нагрузки, цепи стабилитрона и резистивного делителя;

$$\frac{\partial I_H}{\partial E_0} = \frac{1}{R_H}; \quad \frac{\partial I_{CT}}{\partial E_0} = \frac{1}{R_{CT} + r_{CT}}; \quad \frac{\partial I_D}{\partial E_0} = \frac{1}{R_1 + R_2}. \quad (1.178)$$

Внутреннее сопротивление ГСТ (1.176) запишем с учетом глубины F (1.174) общей и местной, образуемой за счет R_H^* (1.168), ООС:

$$R_{i.ГСТ} = \frac{U'_A}{I_0} \left(1 + \frac{R_H^*}{\frac{\varphi_T}{I_0} + \frac{R_{ВЫХ} + R_H^*}{h_{21(T1)} + 1}} \right) F, \quad (1.179)$$

где U'_A – напряжение Эрли для БТ Т1.

На основании соотношений (1.176)–(1.178) и (1.168) коэффициент фильтрации (1.175) приобретает удобный для практического использования вид

$$K_{\Phi} = R_{i.ГСТ} \left(\frac{1}{R_H} + \frac{1}{R_{CT} + r_{CT}} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right) = \frac{R_{i.ГСТ}}{R_H^*}. \quad (1.180)$$

Произведем оценку коэффициента фильтрации с учетом влияния напряжения питания E_{Π}^+ ОУ. В данном случае представим (1.175) в общем виде

$$K_{\Phi}^* = \frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial E_0^*} = \frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial U_{\text{см.0}}} \cdot \frac{\partial U_{\text{см.0}}}{\partial E_0^*}, \quad (1.181)$$

полагая при этом, что в нестабильности стабилизируемого напряжения ∂E_0^* проявляются все возможные дестабилизирующие факторы, в том числе и влияние изменения напряжения питания ∂E_{Π}^+ через ГСТ на БТ Т1.

Обратная величина производной $\frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial U_{\text{см.0}}}$ в (1.181) характеризует ООВП

(см. формулы (1.19), (1.20)) – параметр ОУ, который в данном случае показывает, как изменяется напряжение смещения нуля $U_{\text{см.0}}$ ОУ при изменении питающего напряжения E_{Π}^+ .

Для отыскания производной $\frac{\partial U_{\text{см.0}}}{\partial E_0^*}$, входящей в (1.181), составим уравнение, связывающее изменение стабилизируемого напряжения ∂E_0^* с изменением напряжения смещения нуля $\partial U_{\text{см.0}}$, которое вводится последовательно с источниками сигнала в эквивалентную схему замещения ОУ:

$$\left(\frac{\partial E_0^* \cdot r_{\text{СТ}}}{R_{\text{СТ}} + r_{\text{СТ}}} + \partial U_{\text{см.0}} - \frac{\partial E_0^* \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) K_0 K_{\Pi} = \partial E_0^*. \quad (1.182)$$

Из (1.182) следует искомая производная

$$\frac{\partial U_{\text{см.0}}}{\partial E_0^*} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}} - \frac{r_{\text{СТ}}}{R_{\text{СТ}} + r_{\text{СТ}}}. \quad (1.183)$$

Подставляя (1.20) и (1.183) в (1.181), получаем

$$K_{\Phi}^* = 10^{-\text{ООВП}/20} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}} - \frac{r_{\text{СТ}}}{R_{\text{СТ}} + r_{\text{СТ}}} \right). \quad (1.184)$$

ТК стабилизируемого напряжения определим путем дифференцирования по температуре Т соотношения (1.171):

$$\text{TK}_{E_0} = \frac{\partial E_0}{\partial T} = \frac{\partial U_0}{\partial T} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = \text{TK}_{U_0} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right), \quad (1.185)$$

где TK_{U_0} – ТК опорного напряжения, соответствующий в данном случае ТК напряжения стабилизации $TK_{U_{ст}}$ применяемого стабилитрона ($TK_{U_0} = TK_{U_{ст}}$).

Как видно из (1.185), TK_{U_0} трансформируется в результирующий TK_{E_0} с тем же масштабным коэффициентом, что и само опорное напряжение U_0 в стабилизируемое E_0 (1.171), если только отношение сопротивлений $\frac{R_1}{R_2}$ является независимым от температуры. При этом в относительном (процентном) выражении оба ТК, как следует из (1.185) и (1.171), остаются одинаковыми:

$$\frac{TK_{E_0}}{E_0} = \frac{TK_{U_0}}{U_0}. \quad (1.186)$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе БТ Т1 в статическом режиме работы СН, $P_{рас}$ не должна превышать допустимую $P_{рас.доп}$:

$$P_{рас} = I_0(E_{п}^+ - E_0) \leq P_{рас.доп}. \quad (1.187)$$

Оценим количественно показатели рассмотренного СН (см.рис 1.38,а) на напряжение $E_0=15$ В и ток $I_0=100$ мА. При этом принимаем усредненные параметры ОУ $K_0=10^5$, $R_{вых}=1$ кОм, ООВП= -80 дБ, $E_{п}^{\pm}=15$ В, БТ Т1 $h_{21(T1)}=99$, $U'_A=200$ В, $\varphi_T=26$ мВ, $U_{кэ.мин}=0,5$ В, $U_{кэ.макс}=25$ В, $P_{рас.доп}=150$ мВт и стабилитрона Д $U_{ст}=U_0=9$ В, $I_{ст}=10$ мА, $r_{ст}=18$ Ом, $TK_{U_{ст}}=TK_{U_0}=0,0005$ %/°С (прецизионный стабилитрон типа КС196В).

Задавая ток делителя $I_d=1$ мА, на основании (1.167)–(1.169) получаем $I_H=$
 $=89$ мА, $R_1=6$ кОм, $R_2=9$ кОм, $R_{ст}=600$ Ом и $R_H^*=150$ Ом, а на основании (1.166), (1.172)–(1.174), (1.179), (1.180), (1.184) и (1.185) – основные параметры СН: $K_{п} \approx 0,998$, $F=59897$, $\delta E_0=0,0017\%$, $R_{i.E_0}=0,17$ мОм, $R_{i.ГСТ} \approx 1,65$ ГОм, $K_{ф} \approx 11 \cdot 10^6$, $K_{ф}^* \approx 5700$ и $TK_{E_0}=0,00083$ %/°С.

Как видим, данный СН характеризуется прецизионными показателями, однако коэффициент фильтрации $K_{ф}^*$ (1.184) существенно ниже расчетного $K_{ф}$ (1.180). Применяя более совершенный ОУ, например прецизионный ОУ типа К140УД21, имеющий ООВП= -120 дБ [5], коэффициент фильтрации (1.184) можно получить в 100 раз выше, т.е. $K_{ф}^* \approx 570$ тыс.

В связи с тем, что в СН применен низкоомный БТ Т1, напряжение питания всей схемы следует определять, с одной стороны, из условия (1.164) и, с другой стороны, исходя из соотношения (1.187):

$$\left(E_0 + \frac{P_{\text{рас.доп}}}{I_0} \right) \geq E_{\text{п}}^+ \geq (E_0 + U_{\text{кэ.мин}}). \quad (1.188)$$

Для вышеупомянутых цифровых данных параметров, входящих в (1.188), напряжение питания СН может находиться в интервале $[16,5 \text{ В} \geq E_{\text{п}}^+ \geq 15,5 \text{ В}]$ с номинальным значением $E_{\text{п}}^+ = 16 \text{ В}$; при этом мощность рассеивания на коллекторе БТ Т1 (1.187) в статическом режиме составит $P_{\text{рас}} = 100 \text{ мВт}$, что меньше $P_{\text{рас.доп}}$.

Другой вариант схемы СН, представленный на рис. 1.38,б с учетом измененного порядка нумерации элементов резистивного делителя ($R_1 \rightarrow R_2$, $\rightarrow R_2$ R_1) и входов ОУ, описывается теми же математическими соотношениями, что и первый вариант, за исключением коэффициента фильтрации $K_{\text{ф}}^*$ (1.184) и исходного уравнения (1.165), которое в данном случае представляется в следующем виде:

$$\left(E_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} - (E_0 - U_0) \right) K_0 K_{\text{п}} = E_0. \quad (1.189)$$

Действительно, из уравнения (1.189) вытекают следующие соотношения (1.166)–(1.181), справедливые для рассматриваемого варианта схемы СН (см. рис. 1.38,б).

Для нахождения производной $\frac{\partial U_{\text{см.0}}}{\partial E_0^*}$, входящей в (1.181), составим аналогичное (1.182) уравнение применительно к рассматриваемой схеме СН:

$$\partial E_0^* \frac{R_1}{R_1 + R_2} + \partial U_{\text{см.0}} - \partial E_0^* \frac{R_{\text{ст}}}{R_{\text{ст}} + r_{\text{ст}}} = \frac{\partial E_0^*}{K_0 K_{\text{п}}}. \quad (1.190)$$

Из (1.190) находим производную

$$\frac{\partial U_{\text{см.0}}}{\partial E_0^*} = \frac{R_{\text{ст}}}{R_{\text{ст}} + r_{\text{ст}}} + \frac{1}{K_0 K_{\text{п}}} - \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (1.191)$$

подставляя которую совместно с (1.20) в (1.181), получаем отличающуюся от (1.184) формулу для расчета коэффициента фильтрации по второму варианту схемы СН:

$$K_{\text{ф}}^* = 10^{-\frac{\text{ООВП}}{20}} \left(\frac{R_{\text{ст}}}{R_{\text{ст}} + r_{\text{ст}}} + \frac{1}{K_0 K_{\text{п}}} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right). \quad (1.192)$$

Если спроектировать СН по второму варианту реализации (см. рис. 1.38,б) на прежние показатели ($E_0=15$ В, $I_0=100$ мА) и использовать прежние исходные цифровые данные параметров ОУ, БТ1 и стабилитрона Д, то расчетные параметры окажутся теми же, что и полученные для первого варианта СН (см. рис. 1.38,а), включая коэффициент фильтрации K_{ϕ}^* (1.192) и мощность рассеивания $P_{\text{рас}}$ (1.187), несмотря на отличие между собой формы представления производных (1.191) и (1.183).

Таким образом, оба варианта реализации СН (см. рис. 1.38) являются одинаково эффективными.

1.4.3. Стабилизатор напряжения с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току

Характерной особенностью представленного на рис. 1.39 СН является то, что в нем, во-первых, для повышения нагрузочной способности использованы составные БТ Т1, Т2, позволяющие существенно увеличить ток $I_{\text{н}}$ в сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$, и, во-вторых, применена эффективная схема защиты от случайных КЗ и перенапряжений на БТ Т3, стабилитроне Д и резисторах $R_3 - R_5$. С помощью делителя на резисторах R_1 и R_2 осуществляется, как и ранее (см. рис. 1.38), масштабирование стабилизируемого напряжения E_0 относительно опорного напряжения U_0 , которое в данном случае подается от отдельного ИОН, что лучше, так как имеется возможность снижения его ТК путем выбора соответствующей схемотехники [6].

Ограничение выходного тока в рассматриваемом СН (см. рис. 1.39) производится за счет резистора R_3 на уровне

$$I_{0.\text{м.ма}} = \frac{U_{\text{бэ}}(T_3)}{R_3}, \quad (1.193)$$

где $U_{\text{бэ}}(T_3)$ – напряжение база–эмиттер, соответствующее порогу открывания транзистора Т3, предотвращающего увеличение тока базы БТ Т1.

Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора Т2 в статическом режиме, определяется с учетом тока (1.193):

$$P_{\text{рас}} = I_{0.\text{макс}}(E_{\text{п}}^+ - E_0). \quad (1.194)$$

При случайном КЗ сопротивления нагрузки ($R_H=0$) стабилизируемое напряжение становится равным нулю ($E_0=0$) и мощность рассеивания (1.194), многократно увеличиваясь, может превысить предельно допустимую $P_{\text{рас.доп}}$ транзистора Т2. Аналогичная ситуация происходит и в случае неконтролируемого увеличения напряжения питания E_{Π}^+ , приводящего к росту мощности (1.194).

Для снижения мощности рассеивания, связанной с ростом разности потенциалов между коллектором и эмиттером БТ Т2 ($U_{кэ} = E_{\Pi}^+ - E_0$), можно уменьшать уровень ограничения тока $I_{0.\text{макс}}$ (1.193) за счет введения в схему СН (см. рис. 1.39) стабилитрона Д и делителя на резисторах R_4 и R_5 . В этом случае нагрузочная характеристика СН приобретает спадающий вид (рис. 1.40).

Если разность напряжений $E_{\Pi}^+ - E_0$ оказывается меньшей, чем напряжение стабилизации $U_{\text{ст}}$ применяемого стабилитрона Д, то через последний и резисторы R_4 и R_5 ток не течет и, следовательно, уровень ограничения тока (1.193) остается прежним. В случае $(E_{\Pi}^+ - E_0) > U_{\text{ст}}$ образуется ток стабилитрона $I_{\text{ст}}$, создающий на резисторе R_5 дополнительное напряжение [15]:

$$U'_{\text{бэ}(Т3)} = I_{\text{ст}}R_5 = \frac{E_{\Pi}^+ - E_0 - (I_0 + I_{\text{ст}})R_3 - U_{\text{ст}}}{1 + \frac{R_4}{R_5}}, \quad (1.195)$$

которое совместно с падением напряжения на резисторе R_3

$$U''_{\text{бэ}(Т3)} = (I_0 + I_{\text{ст}})R_3 \quad (1.196)$$

приводит к ограничению выходного тока на меньшем уровне $I'_{0.\text{макс}}$ (см. рис. 1.40).

В режиме КЗ нагрузки напряжения (1.195) и (1.196), приобретая вид

$$U'_{\text{бэ}(Т3)} \Big|_{\substack{E_0=0 \\ (I_0 + I_{\text{ст}}) = I'_{0.\text{макс}}} = \frac{E_{\Pi}^+ - U_{\text{ст}} - I'_{0.\text{макс}}R_3}{1 + \frac{R_4}{R_5}}; \quad (1.197)$$

$$U''_{\text{бэ}(Т3)} \Big|_{(I_0 + I_{\text{ст}}) = I'_{0.\text{макс}}} = I'_{0.\text{макс}}R_3, \quad (1.198)$$

должны создавать суммарное напряжение $U_{\text{бэ}(Т3)}$, соответствующее порогу открывания БТ Т3. С учетом (1.197) и (1.198) это напряжение

$$U_{бэ(T3)} = \frac{E_{\Pi}^+ - U_{ст} - I'_{0.макс} R_3}{1 + \frac{R_4}{R_5}} + I'_{0.макс} R_3. \quad (1.199)$$

На основании (1.199) получаем требуемый меньший уровень ограничения тока

$$I'_{0.макс} = \frac{\left[U_{бэ(T3)} \left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right) + U_{ст} - E_{\Pi}^+ \right] R_5}{R_3 R_4}. \quad (1.200)$$

На первый взгляд казалось бы, что при условии

$$U_{бэ(T3)} \left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right) + U_{ст} - E_{\Pi}^+ = 0 \quad (1.201)$$

ток (1.200) может быть получен нулевым, при котором происходит полное отключение СН от КЗ нагрузки. Если исключить режим КЗ нагрузки, то условие (1.201) нарушится и СН восстановит свою работоспособность.

Однако в реальной ситуации минимальное значение тока (1.200), с одной стороны, не может быть меньше тока стабилитрона $I_{ст}$ (1.195), а с другой стороны, не должно превышать величины тока, соответствующей допустимой мощности рассеивания $P_{рас.доп}$ выходного транзистора Т2 (см. рис. 1.39) в режиме КЗ СН (1.194):

$$P_{рас}' = P_{рас} \Big|_{E_o=0} = (I'_{0.макс} - I_{ст}) E_{\Pi}^+ \leq P_{рас.доп},$$

или

$$I'_{0.макс} \leq \left(\frac{P_{рас.доп}}{E_{\Pi}^+} + I_{ст} \right). \quad (1.202)$$

Таким образом, минимальный уровень ограничения тока может находиться в интервале

$$I_{ст} \leq I'_{0.макс} \leq \left(\frac{P_{рас.доп}}{E_{\Pi}^+} + I_{ст} \right). \quad (1.203)$$

Исходя из выбранного значения тока $I'_{0.макс}$ (1.203), на основании (1.200) находим требуемое отношение номиналов резисторов:

$$n = \frac{R_4}{R_5} = \frac{E_{\Pi}^+ - U_{\text{CT}} - U_{\text{бэ}}(T_3)}{U_{\text{бэ}}(T_3) - I'_{0.\text{макс}} R_3}. \quad (1.204)$$

При этом номинал резистора R_4 определяется с учетом КЗ нагрузки по формуле

$$R_4 = \frac{E_{\Pi}^+ - U_{\text{CT}} - U_{\text{бэ}}(T_3)}{I_{\text{CT}}}, \quad (1.205)$$

а номинал резистора R_5 – по (1.204) с учетом (1.205):

$$R_5 = \frac{R_4}{n}. \quad (1.206)$$

Анализ основных показателей рассматриваемой схемы СН (см. рис. 1.39) в нормальном режиме работы без учета элементов схемы защиты от КЗ (БТ Т3, стабилитрона Д и резисторов R_4 , R_5), влияние которых в данном режиме ничтожно мало, аналогичен предыдущему (см. п. 1.4.2).

Действительно, исходное уравнение, описывающее данную схему СН, точно соответствует (1.165). Следовательно, и соотношения для напряжения стабилизации и его погрешности остаются прежними – (1.170), (1.171) и (1.172). Отличие состоит лишь в том, что коэффициент передачи повторителя, входящий в эти соотношения, оценивается иначе.

Так как повторитель напряжения в данной схеме реализован на составных БТ Т1, Т2, то его коэффициент передачи с учетом резистора R_3 , номинал которого может составлять единицы процентов от номинального значения сопротивления нагрузки

$$R_3 = (0,01 - 0,05)R_{\text{H}}, \quad (1.207)$$

следует определять, в отличие от (1.166), по модифицированной формуле [6]

$$K_{\Pi} = \frac{1}{1 + \left(\frac{2\varphi_{\text{T}}}{I_0} + R_3 \right) / R_{\text{H}}^*} \approx \frac{1}{1 + \frac{2\varphi_{\text{T}} + I_0 R_3}{E_0}}, \quad (1.208)$$

где I_0 и R_{H}^* – ток эмиттера БТ Т2 и эквивалентное сопротивление нагрузки, определяемое по аналогии с (1.167) и (1.168);

$$I_0 = I_{\text{H}} + I_{\text{Д}}; \quad (1.209)$$

$$R_H^* = R_H \parallel (R_1 + R_2) \approx \frac{E_0}{I_0}. \quad (1.210)$$

Номиналы резисторов R_1 и R_2 делителя вычисляются по формулам (1.169).

Внутренние (выходные) сопротивления СН можно записать по аналогии с (1.173) с учетом параметров составных транзисторов T_1 , T_2 , глубины ООС F (1.174) и коэффициента передачи повторителя (1.208), проявляющихся в СН:

$$R_{i.E_0} = (R_1 + R_2) \left\| \frac{\left(\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{h_{21(T1)}h_{21(T2)}} + \frac{2\varphi_T}{I_0} + R_3 \right)}{F} \right. \approx \frac{\left(\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{h_{21(T1)}h_{21(T2)}} + \frac{2\varphi_T}{I_0} + R_3 \right)}{F}, \quad (1.211)$$

где $h_{21(T1)}$ и $h_{21(T2)}$ – коэффициенты передачи тока соответственно БТ T_1 и T_2 .

Коэффициент фильтрации стабилизируемого напряжения без учета влияния ОУ на этот показатель рассчитывается по результирующей формуле (1.180), в которой внутреннее сопротивление ГСТ, в отличие от (1.179), представляется с учетом (1.208), (1.210) и (1.174) в следующем виде:

$$R_{i.ГСТ} = \frac{U'_A}{I_0} \left(1 + \frac{R_3 + R_H^*}{\frac{2\varphi_T}{I_0} + \frac{R_{\text{ВЫХ}} + R_3 + R_H^*}{h_{21(T1)}h_{21(T2)}}} \right) F, \quad (1.212)$$

где U'_A – напряжение Эрли для БТ T_1 , T_2 .

Коэффициент фильтрации с учетом влияния напряжения питания E_{Π}^+

ОУ имеет общий вид формулы (1.181), однако производную $\partial U_{\text{см.0}} / \partial E_0^*$, входящую в нее, следует находить из уравнения, составляемого на основании схемы СН (см. рис. 1.39):

$$\partial U_0 + \partial U_{\text{см.0}} - \frac{\partial E_0^* R_2}{R_1 + R_2} = \frac{\partial E_0^*}{K_0 K_{\Pi}}, \quad (1.213)$$

где ∂U_0 – абсолютная нестабильность напряжения используемого ИОН, связанная с нестабильностью общего источника питания ∂E_{Π}^+ .

Вытекающая из (1.213) искомая производная

$$\frac{\partial U_{см.0}}{\partial E_0^*} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}} - \frac{\partial U_0}{\partial E_0^*} \frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial E_{\Pi}^+}, \quad (1.214)$$

где $\partial E_{\Pi}^+ / \partial U_0$ – производная, представляющая собой коэффициент фильтрации опорного напряжения $K_{\phi.U_0}$, а $\partial E_{\Pi}^+ / \partial E_0^*$ – производная, соответствующая искомому коэффициенту фильтрации K_{ϕ}^* (1.181).

Тогда на основании (1.181) с учетом (1.20) и (1.214) получаем коэффициент фильтрации анализируемой схемы СН

$$K_{\phi}^* = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}}}{\frac{1}{K_{\phi.U_0}} + 10^{\text{ООВП}/20}}. \quad (1.215)$$

Если опорное напряжение U_0 создавать с помощью стабилизатора и запитывать его, как в схемах СН (см. рис. 1.38), то коэффициент фильтрации K_{ϕ}^* следует определять по формуле (1.184).

В случае запитывания внешнего ИОН стабилизируемым напряжением, что целесообразно осуществлять при практической реализуемости схемы ($E_0 \geq E_{\Pi.ион}$), формулу (1.215) следует модифицировать с учетом повышения результирующего коэффициента фильтрации опорного напряжения за счет коэффициента фильтрации K_{ϕ}^* рассматриваемого СН, которую представим в следующем виде:

$$K_{\phi}^* = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}}}{\frac{1}{K_{\phi.U_0} K_{\phi}^*} + 10^{\text{ООВП}/20}}.$$

Отсюда искомый коэффициент фильтрации

$$K_{\phi}^* = 10^{-\frac{\text{ООВП}}{20}} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}} - \frac{1}{K_{\phi.U_0}} \right). \quad (1.216)$$

Полученная формула (1.216) коррелирует с формулой (1.184), в которой третье слагаемое в скобках представляет собой не что иное, как обратную величину коэффициента фильтрации ИОН, реализованного на стабилитроне Д и резисторе $R_{ст}$ (рис. 1.38, а).

Напряжение питания СН выбирают по одному из наиболее жестких критериев (1.188) или (1.164), а ТК стабилизируемого напряжения рассчитывают по формуле (1.185).

Произведем расчет СН (см. рис. 1.39) на напряжение $E_0=15$ В и ток $I_0=500$ мА, при этом в соответствии с (1.209) принимаем $I_d=1$ мА, $I_H=499$ мА.

Выбираем дискретные аналоги транзисторов Т1, Т3 n-p-n-типа КТ312Б с усредненными параметрами [7] $I_{к.макс}=30$ мА, $U_{кэ.макс}=30$ В, $h_{21(T1)}=h_{21(T3)}=50$, $U_{бэ(T3)}=0,35$ В и транзистора Т2 типа КТ807Б с усредненными параметрами $I_{к.макс}=500$ мА, $U_{кэ.мин}=1$ В, $U_{кэ.макс}=100$ В, $h_{21(T2)}=50$, $U'_A=200$ В, $P_{рас.доп}=10$ Вт, а также ОУ типа К140УД21 с параметрами [5] $K_0=10^6$, входной ток $I_{вх}=10^{-9}$ А, $R_{вых}=2$ кОм, ООВП = -120 дБ, $E_{п}^+ \leq (12-20)$ В, потребляемый ток $I_{п}=5$ мА, $U_{вых.макс} = \pm 12$ В.

Для принятых значений параметров в соответствии с формулой (1.210) эквивалентное сопротивление нагрузки $R_H^* = 30$ Ом. Выбираем внешний ИОН, например по схеме [6, рис. 8.21, б], с параметрами $U_0 = 5$ В, $K_{ф.U_0} = 10^5$, остаточный $TK_{U_0}^* \leq 0,0003$ %/°С, $I_{п}=5$ мА, $E_{п}^+ = (15-20)$ В и в соответствии с (1.169) определяем номиналы резисторов делителя $R_1=10$ кОм, $R_2=5$ кОм.

Принимая порог ограничения выходного тока $I_{0.макс}$ на 5 % выше расчетного тока СН I_0 ($I_{0.макс}=1,05I_0=525$ мА), по формуле (1.193) находим номинал резистора $R_3=0,666$ Ом, что удовлетворяет рекомендуемому условию (1.207).

Напряжение питания схемы СН выбираем по наиболее жесткому критерию (1.188): $35 \text{ В} \geq E_{п}^+ \geq 16 \text{ В}$. Принимаем номинальное значение $E_{п}^+ = 20$ В и по формуле (1.194) находим мощность рассеивания на коллекторе БТ Т2 в статическом режиме $P_{рас} = 2,625 \text{ Вт} < P_{рас.доп}$.

С учетом исходных цифровых данных и рассчитанных величин в соответствии с формулами (1.172), (1.174), (1.208), (1.211), (1.212), (1.215) и (1.185) получаем $K_{п}=0,975$, $\delta E_0=0,0003$ %, $F=325000$, $R_{i.E_0}=4,83 \cdot 10^{-6}$ Ом, $R_{i.гст}=4,48$ ГОм, $K_{ф}^*=30303$ и $TK_{E_0}^*=\pm 0,0009$ %/°С.

Так как коэффициент фильтрации $K_{ф}^*$ получен недостаточно высокий, то целесообразно внешний ИОН запитать стабилизируемым напряжением, при этом расчетный ток в нагрузке снизится всего на $I_{п}=5$ мА с сохранением тока I_0

(1.209), а новый коэффициент фильтрации в соответствии с (1.216) составит $K_{\phi}^* \approx 333$ тыс., что является прекрасным результатом.

Для защиты от случайных КЗ на меньшем уровне ограничения тока $I'_{0.макс}$ (1.203) выбираем стабилитрон Д типа Д808 с номинальным током $I_{ст}=5$ мА и напряжением $U_{ст}=8$ В стабилизации.

Принимая в соответствии с (1.203) $I'_{0.макс}=I_{ст}=5$ мА, по (1.204 – 1.206) находим отношения номиналов $n=33,6$ и номиналы резисторов $R_4=2,33$ кОм, $R_5=69,3$ Ом.

Мощность, рассеиваемая схемой защиты от КЗ в режиме минимального уровня ограничения тока $I'_{0.макс}=I_{ст}$, составляет всего $P_{рас}^* = I'_{0.макс} E_{\Pi}^+ \Big|_{I'_{0.макс}=I_{ст}} = 100$ мВт, при этом мощность на БТ Т2 не рассеивается, так как он оказывается практически закрытым.

1.4.4. Следящий стабилизатор разнополярных напряжений

Для получения стабилизированных напряжений отрицательной полярности могут быть использованы рассмотренные схемы СН (см. рис. 1.38 или 1.39), у которых питающее напряжение E_{Π} изолировано от общей шины и выход соединен с этой шиной, как показано на рис. 1.41, или у которых БТ заменены на комплементарные (противоположной структуры) с соответствующей отрицательной полярностью относительно общей шины опорного U_0^- и питающего E_{Π}^- напряжений (рис. 1.42). В отличие от предыдущих схем (см. рис. 1.38, 1.39), в СН (см. рис. 1.41, 1.42) применен упрощенный вариант защиты от случайных КЗ на резисторах R_3 и транзисторах T_2 .

Если питающее напряжение E_{Π} является изолированным, то любую точку схемы СН можно соединить с общей шиной, не нарушая при этом его работоспособности, и, следовательно, получить по отношению к этой шине положительное или отрицательное стабилизируемое напряжение. Действительно, если переключатель S оставить в положении, показанном на рис. 1.41, то на выходных клеммах СН относительно общей шины формируется отрицательное напряжение E_0^- , а в противоположном положении этого переключателя – положительное напряжение E_0^+ .

Изолированное от общей шины питающее напряжение E_{Π} получают от сети переменного тока с помощью трансформатора Tr (см. рис. 1.41), во вторичную обмотку которого включают выпрямительные диоды Д1–Д4 и

фильтрующий конденсатор C_{ϕ} большого номинала емкости с целью улучшения фильтрации выпрямляемого напряжения.

В случае необходимости получения разнополярных напряжений одновременно применяют два независимых один от другого СН на положительную (см., например, рис. 1.39) и отрицательную (см. рис. 1.42) полярности стабилизируемых напряжений с питающими источниками, имеющими общую заземленную шину.

Если требуется, чтобы оба разнополярные напряжения как можно точно соответствовали одно другому, применяют так называемый следящий СН

(рис. 1.43), абсолютная величина стабилизируемых напряжений которого зависит только от одного ИОН, например, положительной полярности U_0^+ . Одно

из выходных напряжений, например, E_0^+ такого СН (см. рис. 1.43) стабилизируется известным способом с использованием ОУ1 и БТ Т1, Т2 и резисторов R_1 – R_3 .

Второе напряжение, например, E_0^- получают аналогичным образом с применением инвертирующей ОС на ОУ2 и БТ противоположной структуры для реализации усилителя тока (Т3) и схемы защиты от случайного КЗ (резистор $R_4=R_3$ и Т4) с резисторами R_5 одинакового номинала в цепи ООС.

В качестве второго опорного напряжения в этой схеме используется первое стабилизируемое напряжение E_0^+ , которое благодаря инвертирующей ОС (неинвертирующий вход ОУ2 соединен с общей шиной) превращается в отрицательное

$$E_0^- = -\frac{R_5}{R_5} E_0^+ = -E_0^+. \quad (1.217)$$

Так как разность потенциалов между входами ОУ2 близка к нулю, а на его выходе всегда действует напряжение одной (отрицательной) полярности, то питание ОУ осуществляется от однополярного источника E_{Π}^- без нарушения работоспособности схемы.

Для того чтобы ток делителя I'_D , протекающий по резисторам R_5 , точно соответствовал току I_D делителя на резисторах R_1, R_2 , необходимо номинал резисторов R_5 выбрать из условия

$$R_5 = R_1 + R_2. \quad (1.218)$$

В этом случае СН положительной полярности нагружается дополнительным током $I'_D = I_D$, что необходимо учитывать при точной оценке

параметров, так как расчетные токи эмиттеров БТ Т1 и Т3 могут отличаться один от другого:

$$I_0 = I_H + I_D + I'_D; \quad (1.219)$$

$$I'_0 = I'_H + I'_D. \quad (1.220)$$

Чтобы выравнять расчетные токи в нагрузках ($I_H = I'_H$), необходимо исходно ток I_0 (1.219) выбрать больше тока I'_0 (1.220) на величину тока $I'_D = I_D$.

Используя изложенную в пп. 1.4.2, 1.4.3 информацию и соотношения (1.217)–(1.220), можно при необходимости уточнить параметры нижней части схемы СН (см. рис. 1.43), которые в первом приближении следует считать такими же, что и у верхней части схемы, если основные параметры БТ Т3, Т4 близки к параметрам БТ Т1, Т2, а параметры ОУ1 и ОУ2 – идентичны.

1.5. Экстрематоры сигналов на основе операционных усилителей

1.5.1 Однополярный и двухполярный экстрематоры

Экстрематоры предназначены для регистрации момента изменения знака производной исследуемой функциональной зависимости и находят широкое применение в различных областях техники [8, 9]. Упрощенная схема однополярного экстрематора [1] представлена на рис. 1.44,а. При возрастании напряжения $U_C(t)$ (рис. 1.44,б) ОУ работает в режиме повторителя, так как рабочая точка диода смещена на прямую ветвь вольт-амперной характеристики (ВАХ), где дифференциальное сопротивление R_D и, следовательно, постоянная времени заряда конденсатора $\tau_3 = R_D C$ малы, при этом напряжение на конденсаторе U_C успевает следить за изменением входного и $U_C = U_C(t)$.

При достижении максимума амплитуды, т.е. при изменении знака производной входного сигнала, сохраняемый конденсатором C накопленный потенциал и убывающий входной сигнал обеспечивают появление разности напряжений между входами ОУ и, следовательно, запирающего напряжения на диоде, что разрывает цепь ООС и переводит ОУ в режим компаратора, при котором его коэффициент усиления скачком возрастает до максимального значения с образованием резкого перепада выходного напряжения отрицательной полярности (рис. 1.44,в).

Конденсатор постепенно разряжается с постоянной времени $\tau_p = C(R_{\text{д.обр}} \parallel R_{\text{вх.д}})$, где $R_{\text{д.обр}}$ - обратное дифференциальное сопротивление диода, до тех пор, пока не совпадут потенциалы на обоих входах ОУ. При малейшем превышении входным сигналом изменяющегося по экспоненте потенциала конденсатора U_C (штриховая линия на рис. 1.44, в) схема возвращается в исходное состояние, формируя положительный перепад напряжения на выходе ОУ.

В схеме двухполярного экстрематора (рис. 1.45,а) напряжение на конденсаторе C сравнивается с входным при максимальном усилении ОУ1, равном K_0 . При смене знака производной сигнала $U_C(t)$ на выходе ОУ1 формируются перепады напряжения ε (рис. 1.45, б), соответствующие порогам проводимости диодов Д1 и Д2, при этом коэффициент передачи ОУ1

$$K = \begin{cases} 1 & \text{при } \pm \Delta U K_0 > \varepsilon, \\ K_0 & \text{при } \pm \Delta U K_0 < \varepsilon, \end{cases}$$

где ΔU - разность напряжений между входами ОУ.

Использование второго ОУ2 в качестве вычитающего устройства позволяет получить в этой схеме прямоугольные импульсы (рис. 1.45,в) с фронтами, соответствующими местоположению экстремальных точек исследуемого процесса $U_C(t)$.

1.5.2. Оценка точности формирования экстремума

В общем случае относительную погрешность в определении экстремума можно оценить по формуле

$$\delta = \frac{t_M - t_{\text{э}}}{t}, \quad (1.221)$$

где t_M и $t_{\text{э}}$ - интервалы времени, соответствующие получаемому и истинному моментам экстремума; t - анализируемый интервал времени исследуемого сигнала, обычно принимаемый равным периоду.

Погрешность (1.221) определяют для конкретного вида исследуемого сигнала, например синусоидального [10]:

$$U_C(t) = U_m \sin \omega t = U_m \sin \frac{2\pi}{T} t, \quad (1.222)$$

где T – период, с учётом чувствительности ΔU (см. рис. 1.44, б) используемого ОУ (максимальной разности напряжений между входами, при которой ОУ устойчиво формирует стандартный уровень выходного напряжения):

$$\Delta U = U_m - U_c(t). \quad (1.223)$$

Используя (1.223), из (1.222) определим временной интервал, в окрестности которого находится экстремум исследуемой функции

$$t = \frac{T}{2\pi} \arcsin\left(1 - \frac{\Delta U}{U_m}\right). \quad (1.224)$$

Интервал времени, соответствующий истинному положению экстремума, следует из (1.224) при условии $\Delta U = 0$:

$$t|_{\Delta U=0} = \frac{T}{2\pi} \arcsin 1 = \frac{T}{2\pi} \frac{\pi}{2} = \frac{T}{4}. \quad (1.225)$$

На основании (1.224) и (1.225) находим абсолютную погрешность определения экстремума:

$$\Delta t = t - t|_{\Delta U=0} = \frac{T}{2\pi} \left[\arcsin\left(1 - \frac{\Delta U}{U_m}\right) - \frac{\pi}{2} \right]. \quad (1.226)$$

Полагая в общем случае, что экстремум может определяться спустя несколько периодов или полупериодов исследуемого сигнала, целесообразно относительную погрешность (1.221) представить с учётом (1.226) в следующем виде:

$$\delta = \frac{\Delta t}{nT + T/4} = \frac{\Delta t}{(4n + 1)T/4} = \frac{\frac{2}{\pi} \arcsin\left(1 - \frac{\Delta U}{U_m}\right) - 1}{4n + 1}, \quad (1.227)$$

где n – число, характеризующее количество анализируемых периодов, после которых определяется экстремум; $n = 0, 0.5, 1, 1.5, 2, \dots$

При анализе первого экстремума (максимума) исследуемого сигнала (1.222) ($n = 0$) с амплитудой $U_m = 5\text{ В}$ и чувствительностью исследуемого ОУ $U_m = 5\text{ мВ}$ в соответствии с (1.227) получаем погрешность $\delta|_{n=0} \leq 3\%$. При определении второго экстремума (минимума) ($n = 0,5$) с теми же остальными исходными данными погрешность (1.227) становится в три раза меньше ($\delta|_{n=0,5} \leq 1\%$) и т.д.

Проектируя экстрематоры сигналов, задаются погрешностью формирования экстремума (1.227), амплитудой U_m и периодом T исследуемого сигнала (1.222), а также числом n . Для двухполярного экстрематора в качестве исходных данных может выступать и масштабный коэффициент N дифференциальной ОС, который принимают не менее 10.

На основании (1.227) с учетом исходных данных определяют чувствительность $\Delta U_{ОУ}$. Данную величину можно определить, используя максимальное выходное напряжение $U_{\text{вых.доп}}$ и коэффициент передачи $K_{ОУ}$: $\Delta U = U_{\text{вых.доп}}/K_{ОУ}$. При этом следует иметь в виду то, что для данных целей ОУ должен быть быстродействующим, с достаточно большой скоростью нарастания выходного напряжения $v \geq 10$ В/мкс.

Исходя из постоянной времени заряда, в 10-20 раз меньшей периода исследуемого сигнала ($\tau_3 = (0,1 - 0,05)T$), и выбранного диода D с минимально возможным прямым R_d и максимально возможным обратным $R_{d,обр}$ дифференциальными сопротивлениями, определяют ёмкость накопительного конденсатора

$$C = \frac{\tau_3}{R_d} \leq \frac{0,1T}{R_d}$$

и рассчитывают постоянную времени разряда этого конденсатора с учетом входного дифференциального сопротивления $R_{вх,д}$ выбранного ОУ $\tau_p = (CR_{d,обр} \parallel R_{вх,д})$, которая должна примерно в 5–10 раз превышать период исследуемого сигнала T .

В дальнейшем расчет производят в соответствии с рекомендациями и теоретическими соотношениями, изложенными в подразд. 1.5, с определением всех необходимых параметров.

1.6. Линейные преобразователи переменного напряжения в постоянное

1.6.1. Одно-и двухполупериодное преобразование сигналов

В обычных схемах детекторов из-за нелинейных свойств используемых диодов (зависимость дифференциального сопротивления диода от уровня входного сигнала) характеристика выпрямления (преобразования) оказывается также нелинейной. Она повторяет форму ВАХ применяемого диода. При использовании ОУ, в цепь ООС которого включены нелинейный элемент

(полупроводниковый диод) и линейный элемент (резистор), можно получить линейное преобразование переменного напряжения в постоянное.

Сущность линеаризации амплитудной характеристики состоит в том [11], что в схеме однополупериодного ПН, собранного на ОУ1 (рис. 1.46,а), по нелинейной цепи, состоящей из диода Д2 и резистора R, независимо от ее сопротивления протекает стабильный ток I (см. схему ГСТ на рис. 1.30), мгновенное значение уровня которого пропорционально мгновенной амплитуде входного сигнала $U_c(t)$. В связи с этим выходное напряжение $U'_{\text{вых}}$ (рис. 1.46,в), снимаемое с линейного элемента R, с точностью до фазы повторяет тот полупериод входного сигнала (рис. 1.46,б), для которого диод оказывается открытым.

В данном случае отрицательный полупериод сигнала $U_c(t)$ после инвертирования в ОУ1 превращается в положительный и открывает диод Д2. Для другого полупериода Д2 закрыт. Диод Д1 выполняет вспомогательную функцию защиты от перегрузок ОУ1 положительными сигналами и триггерного эффекта, связанного с перезарядом емкостей схемы ОУ.

Для получения двухполупериодного ПН к рассмотренной схеме однополупериодного ПН на ОУ1 достаточно добавить схему инвертирующего сумматора на ОУ2 (см. рис. 1.46,а). В этой схеме получаемые положительные полуволны выпрямленного сигнала $U'_{\text{вых}}$ (см. рис. 1.46,в), поступая через резистор R в точку суммирования Σ , подвергаются в ОУ2 усилению в два раза с инвертированием фазы. Поступающий через R2 в ту же точку Σ исходный сигнал $U_c(t)$, инвертируясь и не претерпевая амплитудных изменений в ОУ2, компенсирует наполовину сигнал $-2U'_{\text{вых}}$ (рис. 1.46,г), образуя на выходе ПН только отрицательные импульсы, повторяющие по форме положительные и отрицательные полуволны исходного сигнала, что соответствует модулю этого сигнала. Для получения постоянного напряжения к выходу формирователя модуля (см. рис. 1.46,а) следует подключить фильтр нижних частот (ФНЧ).

Критерий малости амплитуды входного сигнала $U_{c,\text{мин}}$, с которой начинается линейное преобразование напряжений в рассматриваемых ПН, можно установить исходя из следующих соображений. При отсутствии тока через диод Д2 цепь ООС бездействует и ОУ1 развивает полный коэффициент передачи K_o независимо от конечных величин сопротивлений R (см. рис. 1.46,а).

Переход ОУ в режим ГСТ реально осуществляется при некотором минимальном значении тока диода $I_{d,\text{мин}}$ (рис. 1.47,а), соответствующем, например, пороговому напряжению $U_{\text{п}}$. Следовательно, можно считать, что при амплитуде выходного напряжения ОУ $U_{\text{вых}} = U_{c,\text{мин}} K_o \geq U_{\text{п}}$ (рис. 1.47,б) начинается линейное преобразование напряжений. Отсюда получаем искомый критерий малости амплитуды входного сигнала

$$U_{с.мин} \geq \frac{U_{п.}}{K_0}. \quad (1.228)$$

В соответствии с (1.228) при $U_{п.}=0,6$ В и $K_0=10^5$ $U_{с.мин} \geq 6$ мкВ.

1.6.2. Преобразователи напряжений амплитудных значений

На основе ОУ можно построить эффективные схемы ПН амплитудных значений (рис. 1.48), обладающие малыми на заряд и большими на разряд постоянными времени. Упрощенная схема пикового детектора (рис. 1.48,а) отличается от однополупериодного ПН на ОУ1 (см. рис. 1.46,а) лишь наличием конденсатора С. В этой схеме постоянная времени заряда

$$\tau_3 = C(R_{\text{вых}}^* + R_{\text{д}}), \quad (1.229)$$

где $R_{\text{вых}}^*$ – выходное сопротивление ОУ, определяемое в соответствии с (1.40); $R_{\text{д}}$ – дифференциальное сопротивление прямосмещенного диода Д2.

Постоянная времени разряда определяется в основном резистором R и сопротивлением нагрузки $R_{\text{н}}$, которое на рис. 1.48,а не показано,

$$\tau_p = C(R \parallel R_{\text{н}} \parallel R_{\text{д.обр}}), \quad (1.230)$$

где $R_{\text{д.обр}}$ – дифференциальное сопротивление обратносмещенного диода Д2.

Пиковый детектор, представленный на рис. 1.48,б, обладает повышенной постоянной времени разряда, так как используемый в нем повторитель напряжения на ОУ2 с большим входным сопротивлением исключает влияние сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ (1.230) и предотвращает тем самым разряд конденсатора С. В этой схеме конденсатор С заряжается до максимального значения первого положительного импульса, открывающего диод Д1.

Благодаря ООС, охватывающей оба ОУ, напряжение на выходе ОУ1 $U_{\text{вых.1}}$ устанавливается таким, что напряжение на выходе ОУ2 $U_{\text{вых}}$ и амплитуда исследуемого сигнала $U_c(t)$ становятся равными ($U_{\text{вых}} = U_c(t)$). При этом исключается влияние падения напряжения на диоде Д1 и напряжения смещения нуля ОУ2.

Если входной сигнал незначительно уменьшится, то напряжение на выходе ОУ1 также уменьшится, диод Д1 закроется и разорвет цепь ООС, образуемую посредством резистора R. При дальнейшем уменьшении входного сигнала $U_c(t)$ откроется диод Д2 и ОУ1 будет охвачен местной ООС, что исключит

его неуправляемое состояние. Максимальное напряжение $U_c(t)$ в виде положительной полярности запоминается на конденсаторе C .

В данном ПН (см. рис. 1.48,б) резистор R является обязательным элементом схемы. Если этот резистор закортить, то выход ОУ2 будет нагружен посредством прямосмещенного диода $D2$ на низкоомное выходное сопротивление ОУ1 в схеме повторителя сигнала (1.67), что создаст для ОУ2 режим КЗ и, следовательно, нарушит работоспособность ПН в целом. В связи с этим номинал резистора R должен превышать допустимое сопротивление нагрузки R_n для ОУ2 ($R \geq R_{n, \text{доп}}$).

Постоянная времени разряда τ_p в этой схеме в отличие от (1.230) может быть получена исключительно большой, так как конденсатор C практически не разряжается ни через повторитель сигнала на ОУ2, ни через диод $D1$, поскольку разность потенциалов между его выводами становится близкой к нулю, что увеличивает его эквивалентное обратное сопротивление. С учетом данного эффекта и соотношения (1.69) для постоянной времени разряда можно записать:

$$\tau_p = C \frac{R_{\text{д.обр}}}{1 - K}, \quad (1.231)$$

где K – коэффициент передачи последовательно соединенных повторителей сигнала на ОУ2 и ОУ1, который весьма близок к единице.

Постоянная времени заряда данного ПН соответствует (1.229).

Следующие импульсные сигналы могут подзарядить конденсатор C лишь тогда, когда их амплитуда превысит потенциал, накопленный конденсатором ранее. Для устранения этого недостатка перед преобразованием очередного меньшего по амплитуде входного импульса необходимо разряжать конденсатор C с помощью ключа, показанного на рис. 1.48,б, или вместо диода использовать ПТ в режиме управляемого сопротивления (проводимости), что переводит данный ПН в разряд устройств выборки хранения информации (УВХ), рассматриваемых в подразд. 3.4. Там же дается оценка точности хранения информации, которую можно использовать и для обсуждаемых ПН с учетом реализуемых постоянных времени (1.230) и (1.231).

С целью получения возможности преобразования отрицательных импульсных сигналов полярность включения диодов в схеме ПН (см. рис. 1.48,б) следует изменить на противоположную.

1.7. Электронно-управляемые масштабные преобразователи напряжений на основе операционных усилителей

1.7.1. Преобразователи с линейным управлением коэффициента передачи

Электронно-управляемые МП реализуются на основе инвертирующей (см. рис. 1.21) или неинвертирующей (см. рис. 1.24) ОС с заменой в них резистора R_1 на электронно-управляемую проводимость канала ПТ, аппроксимируемую в первом приближении линейной функцией

$$G(U_{зи}) = G_{\max} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс}} \right), \quad (1.232)$$

где G_{\max} и $U_{зи.отс}$ – максимальная проводимость канала, соответствующая напряжению между затвором и истоком $U_{зи}=0$, и напряжение отсечки ПТ.

При использовании ПТ в режиме электронно-управляемой проводимости целесообразно осуществить линейризацию его выходной характеристики [2, 13], в связи с тем что между стоком и истоком могут действовать большие уровни сигналов, приводящие к искажению формы выходных напряжений МП.

Данная линейризация, существенно снижающая нелинейные искажения сигналов в МП, сводится к подаче в управляющую цепь затвор–исток половинного напряжения, действующего между стоком и истоком ПТ. Практически она осуществляется с помощью двух одинакового номинала резисторов R и повторителя сигналов на ОУ, чтобы не шунтировать канал этими резисторами и не снижать тем самым динамический диапазон (ДД) регулировки его проводимости, как показано на рис. 1.49,а,б. В простейшем варианте реализации повторитель сигнала может отсутствовать, но при этом резисторы должны быть большого номинала (около 1 МОм).

Для МП (см. рис. 1.49,а), реализованного по инвертирующей ОС, на основании (1.27), так как неидеальность ОУ практически не сказывается на показателях анализируемых схем, с учетом (1.232) и связи управляющего напряжения U_y с напряжением $U_{зи}$,

$$U_{зи} = \frac{U_y R}{R + R} = \frac{U_y}{2}, \quad (1.233)$$

можем записать:

$$K_{и}(U_y) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_c(t)} = -R_2 G(U_{зи}) = -R_2 G_{\max} \left(1 - \frac{U_y}{2U_{зи.отс}} \right). \quad (1.234)$$

Изменяя управляющее напряжение U_y , коэффициент передачи МП (1.234) будет приобретать максимальное значение при $U_y=0$:

$$K_{и}(U_y) \Big|_{U_y=0} = -R_2 G_{\max} \quad (1.235)$$

и минимальное – при $U_y \geq 2U_{зи.отс}$:

$$K_{и}(U_y) \Big|_{U_y \geq 2U_{зи.отс}} = 0. \quad (1.236)$$

Отношение максимального значения коэффициента передачи (1.235) к минимальному (1.236) характеризует ДД регулировки электронно-управляемого МП, который в данном случае стремится к бесконечности:

$$ДД_{и} = K_{и}(U_y) \Big|_{U_y=0} / K_{и}(U_y) \Big|_{U_y \geq 2U_{зи.отс}} \rightarrow \infty. \quad (1.237)$$

Реально $ДД_{и}$ (1.237) ограничен минимально возможной проводимостью канала ПТ при его перекрытии ($U_{зи} \geq U_{зи.отс}$), которая может составлять ($10^{-7} \dots 10^{-8}$) См. Принимая во внимание практически реализуемый достаточно широкий ДД_и (1.237) регулировки, МП, изображенный на рис. 1.49,а, может быть использован в качестве электронно-управляемого аттенюатора с достаточно высоким уровнем входного сигнала $U_c(t)$, достигающим удвоенного значения напряжения отсечки ($U_c(t) \leq 2U_{зи.отс}$) [2], чего нельзя получить в аналитических схемах без линеаризации выходных характеристик ПТ.

Коэффициент передачи в функции управляющего напряжения МП, реализованного по неинвертирующей ОС (рис. 1.49,б), запишем на основании (1.56) с учетом (1.232) и (1.233):

$$K_{н}(U_y) = \frac{U_{\text{вых}}}{U_c(t)} = 1 + R_2 G(U_{зи}) = 1 + R_2 G_{\max} \left(1 - \frac{U_y}{2U_{зи.отс}} \right); \quad (1.238)$$

при этом максимальный коэффициент передачи (1.238)

$$K_{н}(U_y) \Big|_{U_y=0} = 1 + R_2 G_{\max}, \quad (1.239)$$

а минимальный

$$K_H(U_y) \Big|_{U_y \geq 2U_{зи.отс}} = 1. \quad (1.240)$$

Из соотношений (1.239) и (1.240) следует, что ДД данной схемы МП соответствует максимальному коэффициенту передачи:

$$ДД_H = K_H(U_y) \Big|_{U_y=0} / K_H(U_y) \Big|_{U_y \geq 2U_{зи.отс}} = 1 + R_2 G_{\max}. \quad (1.241)$$

Сравнивая ДД рассмотренных схем электронно-управляемых МП (1.237) и (1.241), видим, что по данному показателю первая схема (см. рис. 1.49,а) реально во много крат превосходит вторую (см. рис. 1.49,б).

Общим недостатком этих МП является температурная зависимость их коэффициентов передачи (1.234), (1.238) и, следовательно, сужение ДД (1.237), (1.241) при фиксированном интервале управляющих воздействий, что обусловлено свойствами ПТ особым образом изменять свои параметры под влиянием температуры окружающей среды [12].

На рис. 1.50,а представлено положение характеристики проводимости (1.232) ПТ с р-п-переходом n-типа при двух значениях температуры окружающей среды. С повышением температуры изменяется подвижность носителей заряда в канале, что приводит к уменьшению проводимости канала от G_{\max} до G'_{\max} . Одновременно с этим изменяется контактная разность потенциалов между затвором и каналом, что увеличивает по абсолютной величине напряжение отсечки от $U_{зи.отс}$ до $U'_{зи.отс}$. В итоге характеристика проводимости канала (1.232) совершает поворот вокруг так называемой термостабильной точки (ТСТ), в которой параметры ПТ остаются неизменными. Более подробно об этом изложено в [1,12].

При фиксированном изменении управляющего напряжения U_y от нуля до $2U_{зи.отс}$ и нормальной температуре $t^\circ = 20^\circ \text{C}$ изменение напряжения на затворе по отношению к истоку $\Delta U_{зи} = U_{зи.отс}$, а изменение проводимости канала $\Delta G(U_{зи}) = G_{\max}$. При повышенной температуре $t^\circ = 60^\circ \text{C}$, как видно из диаграмм, представленных на рис. 1.50,а, это изменение уменьшается и становится $\Delta G'(U_{зи}) \ll \Delta G(U_{зи})$, что сокращает ДД регулировки коэффициентов передачи обоих МП (см. рис. 1.49,а,б), так как при этом уменьшаются их максимальные коэффициенты передачи (1.235), (1.239) и увеличиваются минимальные (1.236), (1.240). Получить прежние минимальные коэффициенты передачи (1.236), (1.240) возможно, если изменение напряжения на затворе увеличить до $\Delta U_{зи} = U'_{зи.отс}$.

Температурная зависимость параметров электронно-управляемых МП не имеет решающего значения при их использовании в системах автоматической регулировки усиления (АРУ), в которых имеющаяся нестабильность компенсируется, однако при условии, что данная АРУ спроектирована на максимальный ДД регулировки, не превышающий реализуемого ДД МП при повышенной температуре.

Исключить влияние температурного фактора на работу МП можно, используя в режиме управляемой проводимости два идентичных по параметрам ПТ, выполненные в едином технологическом цикле на одной подложке. В электронно-управляемых МП, представленных на рис. 1.49,в,г, идентичность обязательна только по напряжению отсечки, с сохранением закона изменения других параметров в обоих ПТ, так как ПТ управляются по напряжению затвор-исток одним и тем же напряжением, вырабатываемым ОУ1 совместно с ПТ1 и резистором R_1 под влиянием опорного E_0^+ и управляющего U_y напряжений. ОУ2 с ПТ2 и резистором R_2 составляют собственно МП.

В МП, показанном на рис. 1.49,г, применена отдельная линеаризация выходных характеристик обоих ПТ по принципу действия, как и в предыдущих схемах (см. рис. 1.49,а,б). Резисторы R целесообразно реализовать совместно с ПТ1 и ПТ2 на одной подложке в виде транзисторно-резистивной микросборки, очерченной штриховыми линиями на рис. 1.49,г. Раздельная линеаризация выходных характеристик ПТ не противопоказана и в МП, представленном на рис. 1.49,в без нее лишь с целью упрощения рассмотрения его принципа действия.

Коэффициент передачи МП (см. рис. 1.49,в) в функции управляющего напряжения U_y запишем по аналогии с (1.234), полагая, как и ранее, ОУ1 и ОУ2 идеальными:

$$K_1(U_y) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_c(t)} = -R_2 G_2(U_{\text{зи}}), \quad (1.242)$$

где $G_2(U_{\text{зи}})$ – проводимость канала ПТ2, связанная с проводимостью канала ПТ1 $G_1(U_{\text{зи}})$ неким коэффициентом k , который в принципе может отличаться от единицы ($k \neq 1$);

$$G_2(U_{\text{зи}}) = k G_1(U_{\text{зи}}). \quad (1.243)$$

В свою очередь, проводимость канала ПТ1

$$G_1(U_{зи}) = \frac{I_c}{E_0^+} = -\frac{U_y}{R_1 E_0^+}, \quad (1.244)$$

где I_c – ток стока ПТ1, задаваемый управляющим напряжением U_y посредством резистора R_1 ; E_0^+ – опорное напряжение, которое не должно превышать напряжения отсечки $U_{зи.отс}$ используемых ПТ без линеаризации их выходных характеристик;

$$E_0^+ \leq |U_{зи.отс}|. \quad (1.245)$$

Подставляя (1.244) с учетом (1.243) в (1.242), получаем в первом приближении линейный электронно-управляемый коэффициент передачи МП:

$$K_1(U_y) = \frac{kR_2}{R_1 E_0^+} U_y. \quad (1.246)$$

Как видим, диапазон регулировки коэффициента передачи (1.246) определяется пределами изменения управляющего напряжения U_y , которое в данной схеме МП должно быть отрицательным по знаку.

Максимальное по абсолютной величине управляющее напряжение определяется максимальным током стока $I'_{с.макс}$ используемых ПТ при максимально допустимой температуре окружающей среды и номинале резистора R_1 :

$$|U_{у.макс}| = I'_{с.макс} R_1. \quad (1.247)$$

Максимальный ток стока $I_{с.макс}$, являющийся классификационным параметром ПТ, подвержен влиянию температуры окружающей среды так, как и максимальная проводимость $G_{макс}$ (см. рис. 1.50,б). С повышением температуры уменьшается проводимость канала до значения $G'_{макс}$, следовательно, и максимальный ток стока в соответствии с (1.244) приобретает значение $I'_{с.макс}$ (1.247).

В связи с тем что в рассматриваемом МП управление осуществляется автоматически за счет изменения напряжения $U_{зи}$, вырабатываемого ОУ1 при сравнении токов, протекающих по каналу ПТ1 и резистору R_1 , которое при любых условиях для ПТ с каналом n-типа не должно быть положительным, так как ПТ могут разрушиться, расчетную величину максимального тока стока следует взять $I'_{с.макс}$, соответствующую максимально допустимой температуре.

Иначе, РТ на характеристике проводимости канала ПТ1 следует задать так, как показано на рис. 1.50,б.

В данной ситуации при нормальной температуре окружающей среды максимально возможное изменение напряжения на затворе ПТ составит $|\Delta U_{зи}| < |U_{зи.отс}|$, а при максимальной – $|\Delta U'_{зи}| = |U'_{зи.отс}|$, при этом максимальное изменение проводимости канала ПТ в рабочем диапазоне температур будет одним и тем же $\Delta G(U_{зи})$ (см. рис. 1.50,б).

Минимальное значение тока стока в диапазоне температур при данном способе управления МП может быть нулевым, и это, в соответствии с (1.247), определяет минимальное управляющее напряжение $U_{y.мин} = 0$. Следовательно, ДД регулировки рассматриваемого МП стремится к бесконечности ($ДД_1 \rightarrow \infty$).

Коэффициент передачи МП, изображенного на рис. 1.49,г, представляется по аналогии с (1.238) с учетом (1.243):

$$K_2(U_y) = 1 + R_2 G_2(U_{зи}) = 1 + k R_2 G_1(U_{зи}). \quad (1.248)$$

Проводимость канала ПТ1, определяемая в соответствии с (1.244) током стока I_c , формируемым под влиянием разности потенциалов, действующей на выводах резистора R_1 :

$$G_1(U_{зи}) = \frac{I_c}{E_0^+} = \frac{U_y - E_0^+}{R_1 E_0^+} = \frac{\frac{U_y}{E_0^+} - 1}{R_1}. \quad (1.249)$$

Подставляя (1.249) в (1.248), получаем коэффициент передачи в функции управляющего напряжения:

$$K_2(U_y) = 1 + k \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{U_y}{E_0^+} - 1 \right). \quad (1.250)$$

При реально выполняемом условии

$$k R_2 = R_1 \quad (1.251)$$

коэффициент передачи (1.249) приобретает удобный для практического использования вид

$$K_2(U_y) \Big|_{kR_2=R_1} = \frac{U_y}{E_0^+}. \quad (1.252)$$

Итак, условие (1.251) позволяет существенно расширить ДД регулировки коэффициента передачи (1.250), устремив его в бесконечность ($ДД_2 \rightarrow \infty$), так как максимальное значение управляющего напряжения (1.252), которое для данного МП (см. рис. 1.49,г) должно быть положительным по знаку и определяться по (1.247), а минимальное $-U_{y.\text{мин}} = 0$.

В связи с применением линеаризации выходных характеристик ПТ в МП по рис. 1.49,г напряжение отсечки используемых ПТ не должно превышать половинного значения допустимого выходного напряжения ОУ

$$U_{\text{зи.отс}} \leq \frac{U_{\text{вых.доп}}}{2} \quad (1.253)$$

из-за наличия резисторов R , а опорное напряжение, в отличие от (1.245), может достигать удвоенного значения напряжения отсечки:

$$E_0^+ \leq 2|U_{\text{зи.отс}}|. \quad (1.254)$$

Условия (1.253) и (1.254) совместно с (1.247) и (1.251) позволяют определить необходимые параметры ОУ и ПТ и рассчитать на заданные требования основные показатели МП, показанного на рис. 1.49,г.

Рассмотренные схемы МП с линейным управлением коэффициента передачи (см. рис. 1.49) могут быть использованы как перемножители сигналов (ПС), рассматриваемые в следующем разделе, если с помощью управляющего напряжения постоянного уровня в каждой из схем вывести РТ в середину характеристики проводимости канала ПТ и подать совместно с ним второй сигнал $U_{c2}(t)$ с амплитудой не превышающей напряжения отсечки ($U_{m2} \leq U_{\text{зи.отс}}$) в схемах МП, приведенных на рис. 1.49,а,б, и половины максимального значения управляющего напряжения (1.247) ($U_{m2} \leq U_{y.\text{макс}}$) в схемах МП, изображенных на рис. 1.49,в,г. Если частота входного сигнала $U_{c2}(t)$ будет в несколько раз ниже исходного сигнала $U_c(t)$, то можно при этом получить амплитудный модулятор (см. п. 2.5.3).

Особенностью МП, представленных на рис. 1.49,в,г, является то, что в них функции управляющего U_y и опорного E_0^+ напряжений могут быть взаимно изменены, при этом рассматриваемые МП из ПС превратятся в делители аналоговых сигналов (см. п. 2.2.3).

1.7.2. Масштабный преобразователь с экспоненциальным управлением

Использование двух идентичных по параметрам БТ, выполненных в едином технологическом цикле на одной подложке, дает возможность получить достаточно широкий ДД регулировки коэффициента передачи ОУ при изменении управляющих воздействий всего в несколько сотен милливольт. Так называемый МП с экспоненциальным управлением, представленный на рис. 1.51, позволяет за счет применения логарифмического усилителя на ОУ1, сжимающего ДД преобразуемых входных сигналов $U_c(t)$, вводимых в цепь управления экспоненциального усилителя на ОУ2, расширяющего ДД преобразуемых сигналов, получить результирующую экспоненциальную характеристику управления коэффициентом передачи усилителя.

Действительно, ВАХ тока эмиттера БТ достаточно точно описывается экспоненциальной функцией

$$I_{\varepsilon} = I_{\varepsilon 0} e^{U_{\varepsilon\beta} / \varphi_T}, \quad (1.255)$$

где $I_{\varepsilon 0}$ – гипотетический начальный ток эмиттера (теоретический обратный ток насыщения) транзистора; e – основание натурального логарифма; $U_{\varepsilon\beta}$ – напряжение между базой и эмиттером; φ_T – температурный потенциал;

$$\varphi_T = \frac{kT}{q}; \quad (1.256)$$

k – постоянная Больцмана; T – температура по Кельвину; q – заряд электрона. При нормальных температурных условиях ($T = 300 \text{ K}$) $\varphi_T \approx 26 \text{ мВ}$.

Выходное напряжение ОУ1, в цепь ООС которого включен БТ Т1 в режиме КЗ коллекторного перехода, так как разность потенциалов между входами идеального ОУ стремится к нулю, с учетом полярности напряжения, действующего на эмиттерном переходе, и соотношения (1.255) равно:

$$U'_{\text{ВЫХ}} = -U_{\varepsilon\beta(T1)} = -\varphi_T \ln \frac{-I_{\varepsilon 1}}{I_{\varepsilon 0}} = -\varphi_T \ln \frac{U_c(t)}{I_{\varepsilon 0} R_1}, \quad (1.257)$$

где вытекающий из узла ток эмиттера $-I_{\varepsilon 1}$ равен втекающему току $I_1 = U_c(t)/R_1$.

Выходное напряжение ОУ2 с учетом (1.255):

$$U_{\text{ВЫХ}} = -I_2 R_2 = I_{\varepsilon 2} R_2 = I_{\varepsilon 0} R_2 e^{U_{\varepsilon\beta(T2)} / \varphi_T}, \quad (1.258)$$

где $U_{\bar{\delta}\bar{\epsilon}(T_2)}$ – напряжение база – эмиттер БТ Т2, определяемое с учетом (1.257);

$$U_{\bar{\delta}\bar{\epsilon}(T_2)} = U_{\bar{\delta}2} - U_{\bar{\epsilon}2} = U_y - U'_{\text{ВЫХ}} = U_y + \varphi_T \ln \frac{U_c(t)}{I_{\bar{\epsilon}0} R_1}. \quad (1.259)$$

Принимая во внимание (1.259), получаем выходное напряжение (1.258) в окончательном виде

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_{\bar{\epsilon}0} R_2 e^{\varphi_T} e^{\frac{U_y}{I_{\bar{\epsilon}0} R_1}} = \frac{R_2}{R_1} U_c(t) e^{\varphi_T} \frac{U_y}{I_{\bar{\epsilon}0} R_1} \quad (1.260)$$

и, следовательно, коэффициент передачи МП в целом

$$K(U_y) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_c(t)} = \frac{R_2}{R_1} e^{U_y / \varphi_T}. \quad (1.261)$$

Как видим из соотношения (1.260), начальные токи $I_{\bar{\epsilon}0}$ БТ Т1 и Т2 желательно иметь равными ($I_{\bar{\epsilon}02} = I_{\bar{\epsilon}01} = I_{\bar{\epsilon}0}$), но вовсе не обязательно. Здесь важно соблюдение экспоненциального закона (1.255) для обоих транзисторов. Если начальные токи будут не равными, например $I_{\bar{\epsilon}02} = k I_{\bar{\epsilon}01}$, где k – некий коэффициент, не равный единице ($k \neq 1$), то в формулах (1.260) и (1.261) появится этот коэффициент, который при необходимости можно скомпенсировать соответствующим выбором отношения номиналов резисторов R_2 и R_1 или с учетом данного коэффициента получить результирующий коэффициент, например кратный десяти.

Минимальный коэффициент передачи МП (см. рис. 1.51), очевидно (1.261), реализуется при $U_{y,\text{мин}} = 0$

$$K_{\text{мин}} = K(U_y) \Big|_{U_y=0} = \frac{R_2}{R_1}. \quad (1.262)$$

Максимальный коэффициент передачи МП, получаемый при некотором управляющем напряжении $U_y = U_{y,\text{макс}}$, не может превышать собственный коэффициент передачи K_0 используемых ОУ:

$$K_{\text{макс}} = K(U_y) \Big|_{U_y = U_{y.\text{макс}}} = \frac{R_2}{R_1} e^{U_{y.\text{макс}} / \varphi_T} \leq K_0. \quad (1.263)$$

На основании (1.262) и (1.263) получаем ДД регулировки коэффициента передачи МП с экспоненциальным управлением

$$\text{ДД}_э = \frac{K_{\text{макс}}}{K_{\text{мин}}} = \frac{R_1}{R_2} K_0, \quad (1.264)$$

при этом максимальное управляющее напряжение, вытекающее из (1.263),

$$U_{y.\text{макс}} \leq \varphi_T \ln \frac{R_1 K_0}{R_2} = \varphi_T \ln \text{ДД}_э. \quad (1.265)$$

Для $R_1 = R_2$ и $K_0 = 10^5$ в соответствии с (1.264) и (1.265) получаем $\text{ДД}_э = 10^5$, а $U_{y.\text{макс}} \leq 11,5 \varphi_T \approx 300$ мВ.

1.7.3. Преобразователи напряжений с электронным переключением полярности коэффициентов передачи

В ряде случаев использования МП необходимо изменять фазу выходного напряжения на противоположную под воздействием управляющего сигнала U_y в виде соответствующих импульсов. Для этих целей служат МП с электронным переключением полярности коэффициента передачи, представленные на рис. 1.52.

Применяемые в данных МП аналоговые коммутаторы (АК) сигналов под влиянием управляющего напряжения изменяют свое сопротивление от некоторой малой величины $r_{\text{вкл}}$ во включенном состоянии до достаточно большой величины $R_{\text{выкл}}$ в выключенном состоянии. В качестве таких АК могут быть использованы ПТ, БТ и их комбинации (см. подразд. 3.3).

В МП, показанном на рис. 1.52,а, при отсутствии управляющего импульса АК закрыт и выходной сигнал $U_c(t)$ практически беспрепятственно поступает на неинвертирующий вход ОУ, так как $R_{\text{выкл}} \gg R$ и, следовательно, коэффициент передачи этой цепи

$$K_{Д1} = \frac{R_{\text{ВЫКЛ}}}{R_{\text{ВЫКЛ}} + R_{\text{Д}}} \Bigg|_{R_{\text{ВЫКЛ}} \gg R_{\text{Д}}} = 1. \quad (1.266)$$

Используя принцип суперпозиции и свойства неинвертирующей (1.56) и инвертирующей (1.27) ОС, для коэффициента передачи МП в данном состоянии АК можно записать

$$K_1 = \frac{U_{\text{ВЫХ1}}}{U_{\text{с}}(t)} = 1 + \frac{R}{R} - \frac{R}{R} = 1. \quad (1.267)$$

При подаче управляющего импульса АК открывается и входной сигнал на неинвертирующем входе ОУ практически отсутствует, так как этот вход соединяется с общей шиной, а в результате выполнения условия $r_{\text{ВКЛ}} \ll R_{\text{Д}}$ коэффициент передачи образованного таким образом делителя

$$K_{Д2} = \frac{r_{\text{ВКЛ}}}{r_{\text{ВКЛ}} + R_{\text{Д}}} \Bigg|_{r_{\text{ВКЛ}} \ll R_{\text{Д}}} = 0. \quad (1.268)$$

Коэффициент передачи МП в данном состоянии АК

$$K_2 = \frac{U_{\text{ВЫХ2}}}{U_{\text{с}}(t)} = -\frac{R}{R} = -1. \quad (1.269)$$

Таким образом, при двух состояниях АК МП формирует единичные коэффициенты передачи (1.267), (1.269) с противоположным знаком $K_{1,2} = \pm 1$.

Для более точного выполнения соотношений (1.266) и (1.268) и, следовательно, реализации высокой точности формирования коэффициентов (1.267) и (1.269) целесообразно вместо резистора $R_{\text{Д}}$ и АК использовать два АК, в первом приближении с идентичными параметрами, работающих в противофазе, или так называемый последовательно-параллельный АК, изображенный на рис. 1.52,б в виде АК1 и АК2. При такой операции в формуле (1.266) следует сопротивление резистора $R_{\text{Д}}$ заменить на $r_{\text{ВКЛ}}$ ($R_{\text{Д}} \rightarrow r_{\text{ВКЛ}}$), а в формуле (1.268) – на $R_{\text{ВЫКЛ}}$ ($R_{\text{Д}} \rightarrow R_{\text{ВЫКЛ}}$), что действительно повысит точность реализации коэффициентов (1.266) и (1.268).

В МП, изображенном на рис. 1.52,б, за счет введения резистора R_3 и реализации отношения номиналов резисторов R_2 и R_1 больше единицы ($R_2/R_1 > 1$), имеется возможность получения разнополярных коэффициентов передачи, отличных от единицы (1.267), (1.269), на одном ОУ. В первой схеме МП (см. рис.

1.52,а) для достижения аналогичного результата потребуется дополнительный ОУ, работающий в режиме инвертирующей или неинвертирующей ОС.

При отсутствии управляющего импульса в схеме МП, приведенной на рис. 1.52,б, АК1 находится во включенном состоянии и обладает малым сопротивлением $r_{\text{вкл}}$, а АК2 – в выключенном состоянии с большим сопротивлением $R_{\text{выкл}}$. В этом состоянии АК разность потенциалов на выводах резистора R_1 становится равной нулю из-за свойств идеального ОУ и коэффициент передачи МП

$$K_1 = \frac{U_{\text{вых1}}}{U_c(t)} = 1 + \frac{R_2}{R_3}. \quad (1.270)$$

При действии управляющего импульса АК1 закрывается, приобретая сопротивление $R_{\text{выкл}}$, а АК2 открывается (его сопротивление становится $r_{\text{вкл}}$), что создает разность потенциалов на выводах резистора R_3 , равную нулю, и коэффициент передачи МП

$$K_2 = \frac{U_{\text{вых2}}}{U_c(t)} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (1.271)$$

Если потребовать, чтобы коэффициенты (1.270) и (1.271) были равными по модулю и превышали единичное значение

$$|K_1| = |K_2| = |K| \neq 1, \quad (1.272)$$

то номинал резистора R_3 , вытекающего из уравнения (1.270), при условии (1.272) должен вычисляться по формуле

$$R_3 = \frac{R_2}{|K| - 1}, \quad (1.273)$$

а отношение номиналов R_2/R_1 – соответствовать (1.271) при том же условии (1.272).

Для получения $|K|=1$ резистор R_3 (1.273) из схемы МП необходимо исключить.

1.7.4. Мостовой усилитель как преобразователь приращений сопротивлений (проводимостей) в напряжение

Резистивный мост на резисторах $R_1 - R_4$, в одну диагональ которого подано опорное напряжение U_0 , а во вторую – включен ОУ с резистором R_5 в цепи ООС, получивший название «мостовой усилитель» (рис. 1.53,а), находит широкое применение на практике как преобразователь приращений сопротивлений (проводимостей) в напряжение.

Если один из резисторов моста будет иметь некий ТК, то мостовой усилитель может выполнять роль преобразователя температуры в напряжение, т.е. являться термометром, а в случае использования резистора, обладающего пьезоэффектом, данный усилитель может быть использован как датчик давления или деформации.

Для анализа мостового усилителя, изображенного на рис. 1.53,а, целесообразно представить его в виде усилителя с двумя входами (рис. 1.53,б), на которые подано одно и то же опорное напряжение U_0 . Тогда, используя принцип суперпозиции и свойства инвертирующей и неинвертирующей ОС, можно сразу записать выходное напряжение усилителя

$$U_{\text{вых}} = U_0 \left[\frac{1}{N} \left(1 + \frac{R_5}{R_3} + \frac{R_5}{R_1} \right) - \frac{R_5}{R_1} \right], \quad (1.274)$$

где

$$N = 1 + \frac{R_2}{R_4}. \quad (1.275)$$

При балансе моста ($U_{\text{вых}}=0$) должно выполняться вытекающее из (1.274) условие

$$\frac{1 + \frac{R_5}{R_3} + \frac{R_5}{R_1}}{N} - \frac{R_5}{R_1} = 0,$$

или

$$1 + \frac{R_5}{R_3} = \frac{R_5}{R_1} (N - 1). \quad (1.276)$$

Если, например, резистор R_4 , имеющий связь с общей шиной, получает приращение сопротивления ΔR_4 , то отношение номиналов резисторов, входящих в число (1.275), видоизменяется:

$$1 + \frac{R_2}{R_4 + \Delta R_4} = N \left(\frac{1 + \frac{\Delta R_4}{NR_4}}{1 + \frac{\Delta R_4}{R_4}} \right). \quad (1.277)$$

Заменяя число N в формуле (1.274) на видоизмененное соотношение (1.277) и учитывая (1.276), получаем выходное напряжение разбалансированного мостового усилителя

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_0 \frac{R_5}{R_1} \cdot \frac{1 - \frac{1}{N}}{1 + \frac{\Delta R_4}{NR_4}} \cdot \frac{\Delta R_4}{R_4}. \quad (1.278)$$

При выполнении условия $NR_4 \gg \Delta R_4$ выходное напряжение (1.278) становится прямо пропорциональным приращению сопротивления R_4 :

$$U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{NR_4 \gg \Delta R_4} = U_0 \frac{R_5}{R_1} \left(1 - \frac{1}{N} \right) \frac{\Delta R_4}{R_4}. \quad (1.279)$$

Сравнивая соотношения (1.278) и (1.279), даем оценку погрешности преобразования относительного изменения сопротивления резистора R_4 в напряжение мостового усилителя:

$$\delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{NR_4 \gg \Delta R_4}}{U_{\text{ВЫХ}}} - 1 = \frac{\Delta R_4}{NR_4} = \frac{\delta R_4}{N}. \quad (1.280)$$

Из формулы (1.280) видно, что чем больше число N (1.275), тем большее может быть при одной и той же погрешности преобразования допустимое отклонение номинала резистора R_4 от исходного (при балансе). Например, при $\delta R_4 = \pm 10\%$ и $N = 10$ в соответствии с (1.280) $\delta U_{\text{ВЫХ}} = \pm 1,0\%$.

Спроектируем термометр на предел шкалы температуры окружающей среды $\Delta t^\circ = \pm 50^\circ\text{C}$ относительно нулевого значения ($t^\circ = 0^\circ\text{C}$) с выходным

напряжением $U_{\text{ВЫХ}} = \pm 10 \text{ В}$, т.е. с ТК преобразования $\text{TK}_{U_{\text{ВЫХ}}} = U_{\text{ВЫХ}} / \Delta t^\circ = 0,2 \text{ В} / ^\circ\text{С}$, и с погрешностью $\delta U_{\text{ВЫХ}} \leq \pm 1,0 \%$.

Пусть в данном интервале температур номинал резистора R_4 изменяется не более чем на $\pm 10 \%$ ($|\delta R_4| \leq 0,1$), тогда ТК этого резистора должен быть $\text{TK}_{R_4} = \delta R_4 / \Delta t^\circ = 0,2 \%$ / $^\circ\text{С}$. Выбираем терморезистор $R_4 = 1 \text{ кОм}$ с $\text{TK}_{R_4} = 0,2 \%$ / $^\circ\text{С}$. При данных условиях в соответствии с (1.280) число $N \geq 10$. С целью упрощения расчетов принимаем $N = 11$.

Так как термометр работает в режиме, близком к балансу, опорное напряжение U_0 может быть достаточно высоким. Принимаем $U_0 = 10 \text{ В}$ и по формуле (1.279) определяем соотношение номиналов резисторов $\frac{R_5}{R_1} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_0 \left(1 - \frac{1}{N}\right) \cdot |\delta R_4|} = \frac{11}{1}$. Резистор R_5 , по существу, является основным

нагрузочным компонентом применяемого ОУ. В связи с этим принимаем номиналы резисторов $R_5 = 11 \text{ кОм}$, а $R_1 = 1 \text{ кОм}$ и по формуле (1.276) определяем номинал резистора $R_3 = R_5 / \left[\frac{R_5}{R_1} (N - 1) - 1 \right] \approx 101 \text{ Ом}$, который целесообразно реализовать в виде последовательного соединения двух резисторов, один из которых должен быть подстроечным (многооборотным) для точной подстройки баланса моста при нулевой температуре ($t^\circ = 0 \text{ } ^\circ\text{С}$). В соответствии с (1.275) номинал резистора $R_2 = 10 \text{ кОм}$.

Применяемый ОУ может быть стандартным с оговоренным выходным напряжением. В качестве индикаторного прибора целесообразно использовать гальванометр с пределом шкалы в $\pm 50 \text{ мкА}$ с нулем в середине шкалы, по которой можно непосредственно отсчитывать температуру окружающей среды.

При преобразовании приращений проводимостей в напряжение необходимо компоненты мостовой схемы представить в виде проводимостей с теми же индексами, что и сопротивления. Если в качестве компонента, изменяющего проводимость, выбрать проводимость G_2 , то соотношения для резистивного варианта могут быть непосредственно использованы при условии замены в них δR_4 на δG_2 .

В данном случае соотношение (1.279) будет иметь вид

$$U_{\text{вых}} \Big|_{NG_2 \gg \Delta G_2} = U_0 \frac{G_1}{G_5} \left(1 - \frac{1}{N}\right) \frac{\Delta G_2}{G_2}, \quad (1.281)$$

а погрешность (1.280)

$$\delta U_{\text{вблх}} = \frac{\delta G_2}{N}, \quad (1.282)$$

при этом число (1.275) и соотношение (1.276)

$$N = 1 + \frac{G_4}{G_2}, \quad (1.283)$$

$$1 + \frac{G_3}{G_5} = \frac{G_1}{G_5}(N - 1). \quad (1.284)$$

Уравнения (1.281)–(1.284) дают возможность рассчитать мостовой усилитель для преобразования приращений проводимостей в напряжение по вышеприведенному примеру расчета термометра.

Характерной особенностью рассмотренного мостового усилителя является то, что при использовании для преобразования приращений сопротивления или проводимости в напряжение компонентов R_1 или R_3 погрешность преобразования соответствует относительному изменению параметров данных компонентов. Иными словами, погрешность преобразования в данных случаях в N раз выше по сравнению с погрешностями (1.280) или (1.282) при равных относительных отклонениях номиналов параметров.

1.7.5. Циркулятор сигналов

Под циркулятором [от лат. *circu(m)lator* – носящий кругом, обносящий] понимают многополюсное устройство для направленной (невзаимной) передачи сигналов от одного полюса к другому (строго определенному) полюсу в соответствии с порядком их чередования (по направлению стрелки, обозначенной на рис. 1.54,а).

В идеальном циркуляторе, имеющем n полюсов, сигнал распространяется или только в прямой последовательности (от 1-го до n -го полюса), или в обратном направлении. Практически реализованы и широко применяются электронные и ферритовые циркуляторы с $n = 3$ (Y-циркулятор) и $n = 4$ (X-циркулятор) в различном диапазоне частот на различных компонентах (диодах, транзисторах, ОУ, ферритах и т.д.). Циркуляторы с большим числом полюсов строятся путем последовательного (каскадного) соединения Y- или X-циркуляторов.

Принцип действия циркулятора, реализуемого на основе ОУ, рассмотрим на примере одного его звена (рис. 1.54,б), представляющего собой

дифференциальную ОС (см. рис. 1.26), в которой масштабный коэффициент $N = 1$ (все резисторы R одинакового номинала) и входы объединены.

При подаче на вход схемы (первый полюс) сигнала U_1 на неинвертирующем входе ОУ (второй полюс) появляется напряжение

$$U_2 = U_1 \frac{R}{R + R} = \frac{U_1}{2}. \quad (1.285)$$

На выходе же ОУ (третий полюс) напряжение $U_3 = 0$, так как разностный сигнал на входе дифференциальной ОС отсутствует – там действует синфазный сигнал U_1 . Таким образом, осуществляется передача сигнала только с первого на второй полюс звена циркулятора.

Если на второй полюс подать напряжение U_2 от внешнего источника и замкнуть на общую шину первый полюс ($U_1 = 0$), то на третьем полюсе образуется напряжение

$$U_3 = U_2 \left(1 + \frac{R}{R} \right) = 2U_2. \quad (1.286)$$

Как видим, при данных условиях осуществляется передача сигнала только с второго на третий полюс циркулятора.

Чтобы не закорачивать первый полюс при передаче сигнала со второго на третий полюс циркулятора, необходимо сигнал U_2 создавать с помощью источника тока, который не будет своим большим внутренним сопротивлением шунтировать резистор R , соединенный с общей шиной, и, следовательно, не будет нарушать условия работы дифференциальной ОС. Внешний источник ЭДС, формирующий напряжение U_2 , своим малым внутренним сопротивлением, шунтируя данный резистор, производит разбалансировку дифференциальной ОС, при которой имеющийся входной сигнал U_1 беспрепятственно проходит на выход ОУ с единичным коэффициентом передачи и инвертированием фазы ($K_{\Pi} = -1$).

С целью исключения коммутации источников сигнала на соответствующих полюсах циркулятора при приеме и передаче информации, а также обеспечения одинаковых коэффициентов передачи сигналов (1.285), (1.286) целесообразно при практической реализации циркулятора сигнал U_1 с первого полюса считать входным (приемным) сигналом второго полюса, а сигнал U_2 второго полюса, предназначенный для передачи на третий полюс, организовать путем включения его источника в разрыв цепи между общей шиной и свободным выводом резистора R .

С учетом вышеизложенного разработана практическая схема циркулятора, предназначенного для организации связи между n абонентами (рис. 1.55). Циркулятор состоит из одинаковых по внутренней структуре n звеньев и

коммутатора, с помощью которого организуется связь между любыми двумя абонентами.

Микротелефонные трубки, содержащие микрофоны M и телефоны T , подключены телефонами T к первым входам (полюсам) каждого звена циркулятора, а микрофоны M через усилители в виде условных повторителей напряжения на ОУ2 соединены с выводами резисторов R (вторыми полюсами), которые посредством малых выходных сопротивлений повторителей, по существу, соединены с общей шиной и, таким образом, не нарушают условия баланса дифференциальных ОС на ОУ1. Выходы ОУ1 являются третьими полюсами циркулятора.

Для организации связи между любыми двумя абонентами, например, первым и вторым, необходимо с помощью коммутатора соединить выход ОУ1 (третий полюс) первого звена циркулятора с первым полюсом второго звена циркулятора, а выход второго звена (третий полюс) – с первым полюсом первого звена, как показано на рис. 1.55 сплошными линиями, и т.д.

При осуществлении переговоров сигнал любого микрофона M не может поступить в собственный телефон T , так как последний соединен с низкоомным выходным сопротивлением соответствующего ОУ1. В то же время сигнал, поступающий на телефон T , не может воздействовать на собственный микрофон M , так как на малом выходном сопротивлении ОУ2 он не образуется.

Аналогично может быть организована связь между другими абонентами. Связи между вторым и третьим абонентами с помощью коммутатора показаны на рис. 1.55 штриховыми линиями.

Основной параметр циркулятора – переходное затухание между звеньями – обеспечивается в основном за счет идентичности параметров всех используемых резисторов R и степени ослабления синфазного сигнала во всех ОУ.

1.8. Линейные преобразователи полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение

1.8.1. Базовые схемы преобразователей

Для линейного преобразования полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение может быть использована инвертирующая ОС (см. рис. 1.21), в которой при преобразовании полных сопротивлений резистор R_1 заменяется на образцовый (высокостабильный) резистор R_0 , а резистор R_2 – на преобразуемое полное сопротивление Z_x (рис. 1.56,а), или при преобразовании полных проводимостей резистор R_2 принимают за образцовый, а резистор R_1 – за преобразуемую полную проводимость Y_x (рис. 1.56,б).

При постоянном уровне входного сигнала $U_c(t)$ выходные напряжения схем, представленных на рис. 1.56,а,б, пропорциональны преобразуемым величинам:

$$U_{\text{вых.}Zx} = -U_c(t) \frac{Z_x}{R_o} \quad (1.287)$$

и

$$U_{\text{вых.}Yx} = -U_c(t) \cdot R_o Y_x. \quad (1.288)$$

С целью получения возможности отсчета измеряемых величин по выходным напряжениям (1.287) или (1.288), регистрируемых внешним вольтметром переменного тока, необходимо осуществлять предварительную калибровку схем с помощью образцовых известной величины, например кратной десяти, полного сопротивления Z_o или полной проводимости Y_o , которые посредством переключателей S в схемах преобразователей, приведенных на рис. 1.56,а,б, подключаются вместо преобразуемых величин. При этом, подбирая уровень входного напряжения $U_c(t)$, устанавливают уровень выходных напряжений (1.287), (1.288), соответствующий, например, пределу шкалы регистрирующих приборов.

Общим недостатком рассмотренных базовых схем преобразователей (см. рис. 1.56,а,б) является то, что в них объекты преобразования изолированы от общей шины. Это создает особые неудобства, когда полные проводимости и сопротивления реализованы схемным путем, например, на основе конверторов и инверторов сопротивлений [13], имеющих неразрывную связь с общей шиной. Не противопоказано соединение с общей шиной и объектов, исходно изолированных, так как, например, при автоматических измерениях множества компонентов может быть упрощена их коммутация к измерительному преобразователю.

Реализовать преобразователь с заземленной полной проводимостью позволяет неинвертирующая ОС (рис. 1.56,в), однако в ее выходном напряжении присутствует входной сигнал $U_c(t)$, который подлежит компенсации. Как видим из базовых схем, представленных на рис. 1.56, при преобразовании полных проводимостей необходимо на них создавать стабильные уровни переменных напряжений $U_c(t)$, тогда токи I_x в соответствии с законом Ома будут пропорциональны искомым параметрам (см. рис. 1.56,б,в). При преобразованиях же полных сопротивлений, наоборот, следует обеспечивать стабильный уровень тока I_o (см. рис. 1.56,а) и регистрировать напряжения, которые действуют на преобразуемых величинах.

В связи с этим в качестве преобразователя полных проводимостей в напряжение целесообразнее всего использовать рассмотренный с п. 1.2.1 ПТН (см. рис. 1.23,б), реализованный на основе неинвертирующей (см. рис. 1.56,в) и дифференциальной (см. рис. 1.26) ОС, а в качестве преобразователя полных сопротивлений – рассмотренный в п. 1.3.2 ГСТ с заземленной нагрузкой

(см. рис. 1.32). На рис. 1.57 представлены высокоточные преобразователи, реализованные с учетом данных рекомендаций.

1.8.2. Высокоточные преобразователи полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение

В преобразователе полных проводимостей (рис. 1.57,а) разность напряжений, действующая между входами ОУ1 с ограниченным коэффициентом передачи K_o ,

$$U_c(t) - \frac{U'_{вых}}{R_o Y_x + 1} = \frac{U'_{вых}}{K_o}$$

позволяет найти пропорциональное измеряемой величине Y_x выходное напряжение

$$U'_{вых} = \frac{U_c(t)(R_o Y_x + 1)}{1 + \frac{R_o Y_x + 1}{K_o}} \quad (1.289)$$

Выходное напряжение дифференциальной ОС на ОУ2, исключая составляющую входного напряжения $U_c(t)$ в выходном $U'_{вых}$ (1.289), определяется соотношением (1.72), которое с учетом обозначенных на рис. 1.57,а компонентов и напряжений запишем в виде

$$U_{вых} = \frac{N(U'_{вых} - U_c(t))}{1 + (N + 1)/K_o} \quad (1.290)$$

Используя (1.289), для выходного напряжения (1.290) преобразователя в целом можно записать:

$$U_{вых} = \frac{N U_c(t) R_o Y_x [1 - (R_o Y_x + 1)/(K_o R_o Y_x)]}{[1 + (R_o Y_x + 1)/K_o][1 + (N + 1)/K_o]} \quad (1.291)$$

Как следует из (1.291), при $K_o \rightarrow \infty$ выходное напряжение строго пропорционально преобразуемой величине Y_x :

$$U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = NU_c(t)R_0 Y_x. \quad (1.292)$$

Погрешность (аддитивная составляющая) преобразования полной проводимости в напряжение, обусловленная конечной величиной коэффициентов передачи ОУ, вытекает из соотношений (1.291) и (1.292).

$$\delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty}}{U_{\text{ВЫХ}}} - 1 = \frac{[1 + (R_0 Y_x + 1)/K_0][1 + (N + 1)/K_0]}{1 - (R_0 Y_x + 1)/(K_0 R_0 Y_x)} - 1. \quad (1.293)$$

При выполнении на практике условия $(N + 1)/K_0 \ll 1$ или $K_0 \gg 1$ соотношение (1.293) упрощается:

$$\delta U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \gg 1} = \frac{(R_0 Y_x)^2 + R_0 Y_x + 1}{K_0 R_0 Y_x - 1} \leq \delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}. \quad (1.294)$$

Исходя из допустимой погрешности $\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}$ (1.294) и условия $R_0 Y_x < 1$ можем определить минимальный предел

$$Y_{x.\text{мин}} \geq \frac{1}{R_0 K_0 |\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}|}, \quad (1.295)$$

а из условия $R_0 Y_x > 1$ – максимальный предел преобразуемой проводимости

$$Y_{x.\text{макс}} \leq \frac{|\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}| K_0}{R_0}. \quad (1.296)$$

При этом следует иметь в виду то обстоятельство, что входящая в (1.295) и (1.296) допустимая погрешность не должна быть меньше погрешности (1.294) при $R_0 Y_x = 1$:

$$|\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}| \geq \frac{3}{K_0}. \quad (1.297)$$

Диапазон преобразуемых проводимостей следует из (1.295) и (1.296):

$$D = \frac{Y_{x.\text{макс}}}{Y_{x.\text{мин}}} = (\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}} K_0)^2. \quad (1.298)$$

Для $|U_{\text{вых.доп}}| = 0,1\%$ и $K_0 = 10^5$ диапазон (1.298) $D=10^4$.

В преобразователе полных сопротивлений в напряжение ток I , создаваемый применяемым ГСТ, определяется соотношением (1.112), которое с учетом обозначенных на рис. 1.57,б компонентов и напряжений представляется в виде

$$I = \frac{U''}{Z_x} = \frac{U_c(t)}{R_0} \left/ \left[1 + \frac{(N+1)^2 Z_x}{NR_0(K_0 + N+1)} \right] \right. \quad (1.299)$$

При измерениях целесообразно использовать не напряжение U'' , образуемое на преобразуемом сопротивлении при протекании стабильного тока I (1.299), а напряжение $U_{\text{вых}}$, получаемое на выходе преобразователя, что позволяет исключить влияние других функциональных блоков, участвующих в измерительном процессе.

В связи с этим на основании (1.299) с учетом (1.57) для выходного напряжения преобразователя можно записать:

$$U_{\text{вых}} = IZ_x \frac{K_0}{1 + \frac{K_0}{N+1}} = \frac{U_c(t)(N+1)Z_x}{R_0 \left[1 + \frac{N+1}{K_0} \left(1 + \frac{N+1}{NR_0} Z_x \right) \right]} \quad (1.300)$$

При бесконечно большом коэффициенте передачи ОУ ($K_0 \rightarrow \infty$) выходное напряжение преобразователя (1.300) пропорционально преобразуемому полному сопротивлению:

$$U_{\text{вых}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = \frac{(N+1)U_c(t)}{R_0} Z_x \quad (1.301)$$

Погрешность (аддитивная составляющая) преобразования полного сопротивления Z_x в напряжение, обусловленная конечной величиной коэффициента передачи ОУ, определяется на основании (1.300) и (1.301):

$$\delta U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty}}{U_{\text{вых}}} - 1 = \frac{N+1}{K_0} \left(1 + \frac{N+1}{NR_0} Z_x \right) \quad (1.302)$$

Погрешность (1.302) может быть минимизирована, если выбрать оптимальное значение числа N , которое определим из условия равенства нулю производной от (1.302) по данному параметру:

$$\left. \frac{\partial \delta U_{\text{ВЫХ}}}{\partial N} = \frac{N^2(R_o + Z_x) - Z_x}{N^2 R_o K_o} \right|_{N=N_{\text{opt}}} = 0.$$

Отсюда

$$N_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{1}{1 + R_o / Z_x}}. \quad (1.303)$$

Так как оптимальное значение числа N (1.303) зависит от величины преобразуемого параметра Z_x , а в процессе измерений изменение его в сторону меньше единицы нежелательно, то можно ограничиться величиной $N_{\text{opt}}=1$. Это позволяет измерять предельно большие значения параметров Z_x при минимально возможной погрешности (1.302). Действительно, при модуле полного сопротивления $|Z_x| \rightarrow \infty$ или $|Z_x| \gg R_o$ число (1.303)

$$\left. N_{\text{opt}} \right|_{\substack{|Z_x| \gg R_o \\ |Z_x| \rightarrow \infty}} = 1, \quad (1.304)$$

погрешность (1.302)

$$\left. \delta U_{\text{ВЫХ}} \right|_{N=1} = \frac{2}{K_o} \left(1 + 2 \frac{Z_x}{R_o} \right), \quad (1.305)$$

а выходное напряжение (1.301)

$$\left. U_{\text{ВЫХ}} \right|_{\substack{K_o \rightarrow \infty \\ N=1}} = \frac{2U_c(t)}{R_o} Z_x \quad (1.306)$$

становится удобным для практического использования.

Если применить ОУ с $K_0=10^5$ и измерять параметры полных сопротивлений в соотношении $|Z_x|/R_0=100$, то в соответствии с (1.303) и (1.305) получим $N_{opt} \approx 1$, $\delta U_{вых} \approx 0,4\%$.

При тех же параметрах ОУ и $|Z_x|/R_0=1$ в соответствии с (1.303) и (1.302) $N_{opt} = 1/\sqrt{2} = 0,707$ и $\delta U_{вых} \approx 0,0058\%$. Данная погрешность при $N_{opt}=1$ составляет $\delta U_{вых} = 0,006\%$, что подтверждает целесообразность принятия условия (1.304) для практического использования при измерениях как больших, так и малых значений Z_x .

Исходя из допустимой погрешности $\delta U_{вых.доп}$ на основании (1.305) можно задать требования к пределу преобразования полного сопротивления Z_x в напряжение:

$$Z_{x.макс} \leq \left(\left| \delta U_{вых.доп} \right| \frac{K_0}{2} - 1 \right) \frac{R_0}{2}. \quad (1.307)$$

При $|\delta U_{вых.доп}| = 0,1\%$ и $K_0=10^5$ в соответствии с (1.307) $Z_{x.макс}/R_0 \leq 24,5$. Минимальное же значение преобразуемого полного сопротивления при этом стремится к нулю ($Z_{x.мин} \rightarrow 0$) с погрешностью (1.305)

$\delta U_{вых} \Big|_{Z_x \rightarrow 0} = 2/K_0 < \delta U_{вых.доп}$, а диапазон преобразуемых величин

$D = \frac{Z_{x.макс}}{Z_{x.мин}}$ устремляется в бесконечность ($D \rightarrow \infty$).

На рис. 1.58 представлена обобщенная схема преобразователя полных проводимостей и полных сопротивлений в напряжение, которая разработана на основе рассмотренных схем (см. рис. 1.57) с числом $N=1$.

В положении сопряженных переключателей $S3$, показанном на рис. 1.58, реализуется режим преобразования полных проводимостей Y_x , а в противоположном положении – режим преобразования полных сопротивлений Z_x . При преобразовании Z_x в напряжение ОУ2 работает в режиме повторителя сигнала с результирующим коэффициентом передачи 0,5, так как все резисторы R в схеме одного номинала.

В связи с этим для выходных напряжений преобразователя (см. рис. 1.58), работающего в режимах преобразования соответственно полных проводимостей Y_x и сопротивлений Z_x , на основании (1.292) и (1.306) можно записать:

$$U_{\text{ВЫХ.}Y_X} = U_c(t)RY_X, \quad (1.308)$$

$$U_{\text{ВЫХ.}Z_X} = \frac{U_c(t)}{R}Z_X. \quad (1.309)$$

К данному преобразователю посредством переключателей S2 и S1 подключаются образцовые элементы для калибровки схемы в виде емкости C_0 , сопротивления (проводимости) R_0 и индуктивности L_0 . В третьем положении переключателя S1 к информационному входу преобразователя может подключаться компонент с активной составляющей проводимости $G_X = G(U_{\text{зи}})$ в виде ПТ, а с помощью переключателя S2 – исследуемые полные проводимости Y_X или сопротивления Z_X . При подключенном ПТ возможно получение экспериментальных характеристик проводимости канала (см. рис. 1.50).

1.9. Типы операционных усилителей и их отличительные особенности

Существующие ОУ условно могут быть разделены на несколько групп.

Стандартные ОУ, или ОУ общего применения позволяют реализовать РЭА с результирующей погрешностью на уровне примерно $\pm 1\%$. К таким ОУ можно отнести: К140УД8, 140УД9, 153УД6 и др.

Прецизионные (измерительные) ОУ отличаются высоким значением коэффициента передачи на постоянном токе K_0 (несколько сотен тысяч), малыми величинами дрейфовых параметров, повышенными значениями ООВП (1.19) и ООСС (1.18) на уровне $-(80...120)$ дБ и т.д. Позволяют реализовать РЭА с погрешностью около $\pm 0,1\%$. При проектировании данных ОУ разработчики стремились к упрощению схем включения без навесных элементов. Высокие технические характеристики достигнуты за счет использования БТ с коэффициентом передачи тока в несколько тысяч (супербета-транзисторы), токи утечки которых соизмеримы с токами затвора ПТ.

Прецизионные ОУ типа 140УД17А ($K_0 \geq 300\,000$, ООВП = -95 дБ, $U_{\text{см.о}} \leq 75$ мкВ (1.17)) [29] предназначены для устройств, обеспечивающих малые статические ошибки. 153УД5Б имеет K_0 свыше миллиона и отличается малым уровнем дрейфа и шумов, малым напряжением смещения нуля $U_{\text{см.о}} = 1,5$ мВ. ОУ типа 140УД14Б ($K_0 = 50\,000$) характеризуется малыми входными токами ($I_{\text{вх}} = 2$ нА) и малой потребляемой мощностью от источника питания, схемой защиты от случайных коротких замыканий по выходу. Прецизионный ОУ типа 140УД13 с малым коэффициентом передачи ($K_0 = 10$) выполнен по схеме модулятор-усилитель-демодулятор (МДМ) и предназначен для использования в

измерительной аппаратуре повышенной точности ($I_{\text{вх}} \leq 0,5 \text{ нА}$, $U_{\text{см.о}}=0,05 \text{ мВ}$). Наилучшим набором параметров обладает ОУ из данной группы типа К140УД21: $K_o \geq 10^6$, ООВП= -120 дБ , ООСС= -120 дБ , $U_{\text{см.о}}=50 \text{ мкВ}$, $I_{\text{вх}}=0,6 \text{ нА}$.

Быстродействующие, или сверхскоростные, ОУ характеризуются высоким значением скорости нарастания выходного напряжения v (1.10) (несколько десятков или сотен вольт за микросекунду), достаточно большой частотой единичного усиления f_T (1.9) и предназначаются для построения широкополосных устройств и аналого-цифровых преобразователей (АЦП). ОУ типа 140УД11 имеет $v = 50 \text{ В/мкс}$, $f_T = 15 \text{ МГц}$ [22]. Широкополосность достигнута за счет использования высокочастотного канала. При проектировании таких ОУ необходимо всеми возможными средствами уменьшать паразитные емкости, увеличивать мощность потребления, снижать амплитуду выходного напряжения до допустимого уровня, повышать качество источников питания, расширять полосу пропускания, что потребовало в свое время разработки новых усилительных структур (биполярных и биполярно-полевых). Например, быстродействие ОУ К154УД3 повышено до 80 В/мкс за счет увеличения тока питания и уменьшения до одного числа каскадов усиления напряжения. ОУ типа К154УД9 имеет $v = 400 \text{ В/мкс}$, $K_o = 10^4$, $f_T = 30,0 \text{ МГц}$, ООВП= -70 дБ .

Широкополосные ОУ типа 544УД2 с внутренней коррекцией АЧХ отличаются высоким входным сопротивлением ($R_{\text{вх.д}} = 1000 \text{ МОм}$) и повышенным быстродействием ($v > 20 \text{ В/мкс}$ для 544УД2А и 544УД2Б), частотой единичного усиления $f_T > 15 \text{ МГц}$. ОУ типа 544УД1А имеет пониженный уровень шумов, приведенный ко входу ($U_{\text{ш.вх}} \leq 5 \text{ мкВ}$) в интервале низких частот $f = 0,1 \dots 10 \text{ Гц}$ при $U_{\text{вых}} = \pm 1 \text{ В}$ [29]. К широкополосным ОУ можно отнести и ОУ типа 140УД5, имеющий $f_T = 15 \text{ МГц}$ и $v = 6 \text{ В/мкс}$, а также К140УД10 ($v = 30 \text{ В/мкс}$, $f_T = 15 \text{ МГц}$, $K_o = 5 \cdot 10^4$).

Микроомощные ОУ отличаются существенным снижением потребляемой мощности от источника питания. Ток потребления ОУ типа 153УД4 составляет $0,28 \dots 0,7 \text{ мА}$. Микроомощный ОУ 140УД12 позволяет с помощью внешней электрической цепи программировать ток режима ДУ (I_o) в пределах $1,5 \dots 15 \text{ мкА}$, причем напряжение источника питания $E_{\text{п}}^{\pm}$ может изменяться в интервале от $\pm 1,5$ до $\pm 18 \text{ В}$.

Многоканальные ОУ содержат в одном корпусе от двух до шести одинаковых ОУ. Предназначаются для использования в активных фильтрах, сумматорах, интеграторах, а также в системах сбора данных (ССД), АЦП и других устройствах. Отечественные ОУ 140УД20, К1407УД4, К574УД2 имеют два идентичных усилителя. К1401УД1 и К1407УД4 – четырехканальные, работающие от общих шин питания. ОУ типа К157УД2 – двухканальный, с низким уровнем собственных шумов, с защитой от случайных коротких замыканий, используется в низкочастотной стереофонической аппаратуре.

Мощные ОУ отличаются повышенной выходной мощностью и предназначаются в основном для устройств автоматического управления. Такие ОУ допускают применение теплоотвода. Например, универсальный ОУ средней мощности типа К157УД1 предназначен для использования в аппаратуре магнитной записи и воспроизведения звука. С внешним теплоотводом он позволяет рассеивать мощность $P_{\text{рас.макс}} = 1$ Вт. Высоковольтный ОУ К1408УД1 питается от источников питания с напряжением ± 27 В и обеспечивает амплитуду выходного напряжения до 19 В при токе в нагрузке до 100 мА [22]. Допускает возможность работы в диапазоне питающих напряжений от 7 до 40 В.

Гибридные ОУ, позволяющие использовать отобранные биполярные и полевые структуры, высококачественные, малошумящие и высоковольтные активные приборы, могут быть реализованы с весьма высокими техническими характеристиками. Особенностью является также и то, что пассивная часть этих ОУ может выполняться с помощью толсто- и тонкопленочной технологии, при этом существенно упрощается схемотехника ОУ. Для реализации предельных возможностей ОУ необходимо обращать внимание на качество источников питания. Отечественные дифференциальные ОУ типа К284УД1 выполнены на подобранной паре ПТ и предназначены для использования в измерительной технике, автоматике и других устройствах РЭА.

Тенденции развития ОУ – улучшение технических характеристик и увеличение промышленного выпуска различных типов. Лучшие образцы ОУ выпускаются десятилетиями.

1.10. Меры предосторожности и полезные советы при использовании операционных усилителей

1. Любой эксперимент, связанный с использованием ОУ и других ИС, следует начинать с организации рабочего места. Положите на стол размером побольше свободного поля рабочего места лист фольгированного текстолита или гетинакса, обращенный фольгой вниз, и соедините путем пайки заземляющим проводом токопроводящий его слой с общей шиной заземления и общим проводом источника питания, который будет выполнять роль экрана.

Прикрепите с переднего края этого листа свисающую вниз петлю из изолированного провода, которая будет играть роль экрана для вас самих. Желательно поверх гетинакса или текстолита положить тонкий слой резиновой прокладки, который создаст мягкую основу для исследуемого устройства.

2. Размещать измерительные приборы на рабочем столе следует так, чтобы осциллограф и цифровой вольтметр постоянного тока находились слева, генератор сигналов спереди, а источник напряжения питания и вольтметр переменного тока справа. Другие приборы могут располагаться в стороне, при этом желательно, чтобы свет на рабочее место падал слева или сверху.

3. Питание всех измерительных приборов, корпуса которых соединяются с общей шиной заземления, должно осуществляться от одной фазы сети переменного тока, что уменьшает возможность появления различного рода помех.

4. Питание ОС должно производиться от совершенного источника напряжения питания. Не равное нулю выходное сопротивление этого источника приводит иногда к такому количеству паразитных обратных связей, что учесть их все практически невозможно. Для устранения нежелательных эффектов выводы питания к каждому ОУ в непосредственной близости на печатной плате шунтируйте на общую шину парой электролитических конденсаторов емкостью примерно 1,0 мкФ, а шины питания всей платы – 10,0 мкФ. Не следует экономить на шунтирующих питание конденсаторах, а нужно рисовать их на принципиальной схеме автоматически, что заметно упростит работу и сэкономит время на отладку, в особенности при создании первого опытного образца.

5. Необходимо приучить себя рисовать принципиальные схемы устройств на ИС отчетливо и красиво по направлению распространения сигналов, чтобы радовался глаз и была полная ясность в изображении предмета. Безобразно оформленная схема будет плохо восприниматься и создавать отрицательный образ неразберихи в мозгу. Не забывайте при этом, что совершенство и красота состоят в простоте.

6. Проектируя печатную плату, рекомендуется высокочувствительные входы ОУ охватывать кольцом, которое следует соединить с общей шиной или, что лучше, с выходом повторителя сигнала. Это позволяет существенно снизить уровень возможных утечек тока на плате от других цепей за счет создания разности потенциалов между высокочувствительным входом и кольцом, близкой к нулю, как в случае трансформации эквивалентных параметров кабеля (1.69), (1.70) посредством повторителя сигнала (см. рис. 1.25,в).

7. От токов утечки в значительной степени можно избавиться, если содержать в чистоте и сухом виде поверхности, по которым идет утечка токов, размещать критические узлы на тефлоновых опорных изоляторах и проводить их охранное экранирование.

8. Влияние входных токов ОУ можно ослабить, вводя в ОС резистор R_6 балансировки токов. Как правило, этот резистор включается последовательно со свободным от сигнала входом так, чтобы на обоих входах ОУ сопротивления были равными (рис. 1.59). В устройствах на основе инвертирующей ОС (рис. 1.59,а) номинал резистора R_6 определяется в соответствии с (1.46). В неинвертирующих ОС при внутреннем сопротивлении источника сигнала R_i меньше параллельного соединения резисторов R_1 и R_2 цепи ООС ($R_i < R_1 \parallel R_2$) резистор балансировки $R_6 = R_1 \parallel R_2 - R_i$ включается между источником сигнала $U_c(t)$ и неинвертирующим входом ОУ (рис. 1.59,б), а при обратной ситуации

($R_i > R_1 \parallel R_2$) этот резистор с номиналом $R'_6 = R_i - R_1 \parallel R_2$ включается между инвертирующим входом ОУ и точкой соединения резисторов R_1 и R_2 , как показано на рис. 1.59,б штриховой линией. В повторителе сигналов (рис. 1.59,в) резистор R_6 включают между инвертирующим входом и выходом ОУ с номиналом $R_6 = R_i$.

9. Монтаж всех точек, которые должны быть заземлены, желательно выполнять по схеме звезды. Если это не соблюдать, то при прохождении больших токов I по общей (заземляющей) шине, на ее отдельных участках может образоваться разность потенциалов ΔU (рис. 1.60,а), которая, включаясь последовательно в цепь источника сигнала $U_c(t)$, может привести к нежелательным эффектам на выходе схемы. Этот дефект исключается путем заземления источника сигнала и входа ОУ в одной точке по принципу звезды (рис. 1.60,б), а также путем разнесения шин заземления сигнала и питания. Последнее в особенности относится к устройствам, содержащим множество ОУ.

10. Высокочувствительные входы ОУ целесообразно шунтировать двумя диодами Д1 и Д2, включаемыми в параллель в противоположных направлениях (рис. 1.61,а), что исключает возможные перенапряжения. При этом следует иметь в виду, что емкости C_d данных обратносмещенных диодов с внутренними сопротивлениями R_i источников сигнала $U_{c1}(t)$ и $U_{c2}(t)$ образуют ФНЧ с частотой среза $f_c = 1/(2\pi C_d R_i)$, которая должна находиться за пределами частотного диапазона работы ОС. Последнее достижимо при использовании высокочастотных диодов и источников сигнала с малым внутренним сопротивлением.

11. Для устранения самовозбуждения ОС, связанного с реактивной (емкостной или индуктивной) нагрузкой, рекомендуется разделять эти нагрузки от основной схемы на ОУ1 посредством повторителя сигналов на ОУ2 (рис. 1.61,б). При этом частота среза ФНЧ, образованного исключительно малым выходным сопротивлением повторителя $R_{\text{вых.п}}$ (1.67) и емкостью нагрузки C_H , устремляется за пределы частоты f_T единичного усиления ОУ ($f_c = 1/(R_{\text{вых.п}} C_H) > f_T$), что исключает самовозбуждение ОС.

12. Избавиться от отрицательного влияния емкостной нагрузки можно и с помощью резистора R , включив его в цепь ООС между выходом ОУ и резистором R_2 с нагрузочной емкостью C_H , и создать дополнительную ООС на высоких частотах с помощью конденсатора C_K (рис. 1.61,в). В данном случае сигнал ООС поступает на вход ОУ по двум каналам постоянного и переменного тока. Цепь ООС по постоянному току управляет выходным напряжением, что может привести к самовозбуждению ОС. Однако этому препятствует цепь ООС по переменному току через корректирующий конденсатор C_K , посредством которой передается сигнал с выхода ОУ без дополнительного фазового сдвига, в

результате чего на высоких частотах этот сигнал сильнее нежелательного с выхода всей схемы.

Емкость корректирующего конденсатора можно рассчитать исходя из условия равенства постоянных времени цепей ООС:

$$C_k R_2 = RC_H. \quad (1.310)$$

Аналогичная коррекция может быть реализована и в повторителе сигналов (рис. 1.61,г).

13. О положительном влиянии корректирующей емкости C_k на устойчивость любой ОС следует помнить всегда, и рисовать конденсатор ООС C_k на принципиальной схеме необходимо автоматически, как и фильтры по питанию (см. п. 4). Даже в том случае, если исследуемая ОС в первом приближении не нуждается в нем, его пропуск обычно обнаруживается при анализе и экспериментальной проверке впоследствии, так как всегда имеется паразитная емкость C_0 монтажа и входа ОУ, которую следует компенсировать (рис. 1.62).

При сомнениях в выборе величины емкости следует исходно брать конденсатор C_k примерно в 20 пФ, а затем, экспериментируя, подбирать его номинал точно. Очевидно, конденсатор обратной связи C_k не следует устанавливать в повторителях напряжения с непосредственным соединением выхода и инвертирующего входа ОУ.

14. Скомпенсировать паразитную эквивалентную входную емкость C_0 инвертирующей ОС (рис. 1.62,а) можно обычным способом, подключив корректирующий конденсатор C_k между инвертирующим входом и выходом ОУ с номиналом, определяемым в соответствии с условием (1.310), $C_k = C_0 R_1/R_2$.

В неинвертирующей ОС (рис. 1.62,б) корректирующий конденсатор C_k следует включать в цепь ПОС между неинвертирующим входом и выходом ОУ. При этом образуется конвертор отрицательного сопротивления (КОС) [13], преобразующий корректирующую емкость C_k в отрицательную, способную скомпенсировать паразитную емкость C_0 , условно вынесенную за пределы ОС.

Действительно, полная входная проводимость анализируемой ОС, записываемая в соответствии с законом Ома, с учетом обозначений, приведенных на рис. 1.62,б,

$$\begin{aligned} Y_{\text{ВХ}} &= \frac{I}{U_c(t)} = \frac{I' + I''}{U_c(t)} = \frac{U_c(t)j\omega C_0 + (U_c(t) - U_{\text{ВЫХ}})j\omega C_k}{U_c(t)} = \\ &= j\omega C_0 + \left(1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_c(t)}\right)j\omega C_k = j\omega C_{\text{ВХ}}. \end{aligned} \quad (1.311)$$

Результирующая входная емкость (1.311), получаемая с учетом коэффициента передачи неинвертирующей ОС (1.56),

$$C_{\text{вх}} = C_0 - C_k \frac{R_2}{R_1} \quad (1.312)$$

в итоге должна быть нулевой.

Приравнивая к нулю соотношение (1.312), получаем условие компенсации паразитной емкости C_0 в неинвертирующей ОС

$$C_k \leq C_0 \frac{R_1}{R_2}. \quad (1.313)$$

При реализации условия (1.313) на практике не следует допускать перекомпенсации C_0 отрицательной емкостью КОС, иначе возможно нарушение устойчивого состояния ОС.

15. При последовательном соединении нескольких ОУ, охватываемых общей ООС, требуется дополнительная внешняя коррекция АЧХ и ФЧХ даже в том случае, если каждый в отдельности ОУ оптимально скорректирован. Это связано с тем, что фаза сигналов изменяется раньше, чем снижается коэффициент передачи ОС.

16. Для увеличения входного сопротивления инвертирующей ОС (1.33) с одновременным сохранением требуемого коэффициента передачи (1.27) применяют Т-образное включение низкоомных резисторов в цепи ООС (рис. 1.63,а), которое увеличивает эквивалентное сопротивление $R_{\text{ос}}$, позволяющее увеличить сопротивление R_1 .

Действительно, напряжение U' , обозначенное на рис. 1.63,а, с одной стороны, в соответствии с (1.27)

$$U' = -\frac{R_2}{R_1} U_c(t), \quad (1.314)$$

а с другой стороны,

$$U' = \frac{U_{\text{вых}} R_2 \parallel R_3}{R_4 + R_2 \parallel R_3} = \frac{U_{\text{вых}}}{1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_3}}. \quad (1.315)$$

Приравнивая одну к другой правые части уравнений (1.314) и (1.315), получаем коэффициент передачи рассматриваемой инвертирующей ОС

$$K_{\text{п}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_c(t)} = -\frac{R_2 + R_4 + R_2 R_4 / R_3}{R_1} = -\frac{R_{\text{ос}}}{R_1}, \quad (1.316)$$

где

$$R_{\text{ос}} = R_2 + R_4 + R_2 R_4 / R_3. \quad (1.317)$$

Для $R_2 = R_4 = 10 \text{ кОм}$ и $R_3 = 100 \text{ Ом}$ эквивалентное сопротивление ООС (1.317) $R_{oc} = 1,02 \text{ МОм}$, при этом, если потребуется коэффициент передачи (1.316) $K_{\Pi} = 10$, то входное сопротивление схемы составит $R_1 = 102 \text{ кОм}$.

Данный прием увеличения эквивалентного сопротивления (1.317) совместим с прецизионными ОУ, имеющими малое напряжение смещения нуля $U_{см.о}$ (1.17), так как Т-образная цепь увеличивает это напряжение.

17. Для повышения точности реализации коэффициента передачи резистивного делителя на R_1 и R_2 или сопротивления отдельно взятого резистивного элемента R_2 , выполненных в интегральном виде на отдельной подложке с ограниченной точностью, следует к одному из них подключить внешний подстроечный (многооборотный) резистор R_3 (рис. 1.63,б) с номиналом на порядок меньшим, чем уменьшенный примерно на 5 % от расчетного значения номинал подстраиваемого элемента R_2 . Регулируя сопротивление резистора R_3 и контролируя коэффициент передачи делителя или суммарное сопротивление R_2 и R_3 с помощью соответствующих измерительных приборов, можно получить точность реализуемых параметров в соответствии с точностью применяемых приборов, которая, как правило, может быть существенно выше точности реализации отношения сопротивлений в интегральном виде.

18. Для увеличения размаха выходного напряжения, превышающего напряжение питания, используют последовательно соединенные две инвертирующие ОС, первая из которых – с произвольным коэффициентом передачи, а вторая – с единичным, как показано на рис. 1.63,в. Если предполагается получение на выходе каждой из ОС однополярных напряжений, например, на первой – только отрицательного, а на второй – только положительного, то первый ОУ1 может быть запитан удвоенным напряжением питания отрицательной полярности $2E_{\Pi}^-$, а второй ОУ2 – положительной полярности $2E_{\Pi}^+$, как у следящего и обычных СН (см. п.п. 1.4.2 и 1.4.4). При этом разность напряжений между выходами ОУ может приближаться к четырем значениям питающего напряжения стандартной величины $\left(4 \left| E_{\Pi}^{\pm} \right| \right)$.

В случае использования обычного двухполярного питающего напряжения E_{Π}^{\pm} разность напряжений между выходами ОУ может изменяться в зависимости от полярности входного напряжения $U_c(t)$ и ее максимальное значение не может превышать удвоенного напряжения питания $2 \left| E_{\Pi}^{\pm} \right|$.

19. Существенно увеличить выходной ток стандартного ОУ возможно путем подключения к нему мощного двухтактного повторителя напряжения по схеме одного плеча, как в СН (см. рис. 1.39 и 1.43), или усилителя тока (рис.

1.63,г), управляемых соответственно напряжением с выхода ОУ или током по цепи питания, как показано на рис. 1.63,г.

Мощные усилители тока на комплементарных БТ Т2 и Т4 управляются напряжениями, образуемыми на резисторах R_3 и R_4 при прохождении через них постоянных составляющих токов потребления (питания) $I_{п}$ ОУ, зависящих от уровня его выходного напряжения (выходной каскад ОУ, как правило, является двухтактным, работающим в режиме класса В с углом отсечки тока $\Theta = 90^\circ$). Ограничение выходного тока на заданном уровне производится посредством резисторов R_5 , R_6 и БТ Т1, Т3, как в СН (см. п. 1.4.4). Общая ООС создается с помощью резисторов R_1 и R_2 , как в обычной неинвертирующей ОС.

Номиналы резисторов R_5 и R_6 определяют по формуле (1.193) с учетом постоянной составляющей максимально допустимого выходного тока $I_{о.макс}$ в одном плече ($R_5 = R_6 = U_{бэ(Т1,Т3)} / I_{о.макс}$), а номиналы резисторов R_3 и R_4 рассчитывают с учетом постоянной составляющей тока потребления $I_{п.макс}$ ОУ при его максимальном выходном напряжении и суммарного напряжения база–эмиттер БТ Т1, Т2 или Т3, Т4 при допустимом выходном токе $I_{о.макс}$ ($R_3 = R_4 = (U_{бэ(Т1,Т3)} + U_{бэ(Т2,Т4)}) / I_{п.макс}$).

20. Для реализации предельных возможностей используемых ИС вообще и ОУ в частности необходимо как можно более глубоко и точно знать их основные параметры и свойства. К сожалению, основные параметры ОУ, приводимые в справочной документации не являются достоверными, так как их номинальные значения гарантируются некоторой границей в виде «не больше» или «не меньше». При этом истинные значения параметров могут отличаться от экземпляра к экземпляру в пределах одной классификационной группы ОУ в несколько раз, что не всегда устраивает разработчиков РЭА.

В связи с этим необходимо достоверно знать, в каких же конкретных границах находятся те или другие параметры, предназначенные для использования ОУ. Такую информацию можно получить на основании собственного эксперимента, который можно организовать, используя стандартную измерительную аппаратуру в виде цифрового вольтметра, осциллографа, генератора сигналов (синусоидальных и импульсных), двухполярного источника питания. Успех возможен при наличии подходящего метода измерения, соответствующих измерительных приборов и навыков проведения эксперимента.

Необходимым условием при измерении большинства параметров является обеспечение линейного режима работы ОУ, что достижимо с применением ООС; тогда измерительное устройство представляет собой определенную ОС, как правило, с «вырожденной» обратной связью, автоматически исключающую насыщение выхода ОУ от его собственных сдвигов постоянного уровня и шумов. Измерительная схема должна быть такой, чтобы ее выходное напряжение было пропорционально отдельно взятому параметру.

Экспериментально определять все возможные параметры ОУ практически нецелесообразно, а в ряде случаев и не требуется, но рекомендации по измерению некоторых основных параметров ОУ необходимо изложить.

21. Модифицированный инвертор с единичным коэффициентом передачи (рис. 1.64,а) может быть использован для измерения коэффициента передачи K_0 и выходного сопротивления $R_{\text{вых}}$, а также малосигнальной АЧХ и частоты единичного усиления f_T ОУ.

Так как при больших коэффициентах передачи, например $K_0 = 10^6$, напряжение между входами ОУ составляет единицы микровольт и измерение его затруднено, то на входе ОУ предусматривают резистивный делитель, состоящий из двух нормированных по сопротивлению резисторов R и NR , который образует напряжение $U_{\text{вых.1}}$, являющееся усиленной (нормированной) копией напряжения между входами ОУ и подлежащее измерению совместно с выходным напряжением ОУ $U_{\text{вых.2}}$, находящимся с ним в жесткой связи:

$$\frac{U_{\text{вых.1}} \cdot R}{NR + R} K_0 = U_{\text{вых.2}}$$

Отсюда искомый коэффициент передачи ОУ

$$K_0 = (N + 1) \frac{U_{\text{вых.2}}}{U_{\text{вых.1}}} \quad (1.318)$$

Два других резистора NR , включенные между выходом ОУ и источником сигнала $U_c(t)$, являются компонентами инвертирующей ОС с единичным коэффициентом передачи и составляют нагрузку ОУ. В связи с этим сопротивления NR должны составлять не менее 10 кОм. Реально выбрать $NR = 100$ кОм.

Измерения следует производить на переменном токе при максимально возможной амплитуде входного сигнала $U_c(t)$, при которой ОУ еще работает в линейной области, на частоте f меньшей первой частоты среза f_{c1} (см. рис. 1.3,б или 1.5,а). Выполнение данных условий можно легко проверить на практике путем изменения отдельно частоты f и уровня входного сигнала $U_c(t)$, при которых отношения напряжений $U_{\text{вых.2}}$ и $U_{\text{вых.1}}$ не должны изменяться. В противном случае значения входных параметров следует уменьшить.

Коэффициент трансформации сигналов $(N+1)$, входящий в (1.318), целесообразно выбрать равным 100 или 1000, при этом номинал резистора R будет приближен к 1 кОм или 100 Ом. При больших N могут проявиться сдвиг выходного напряжения ОУ (напряжение смещения нуля $U_{\text{см.о}}$ (1.17)) и шумы. Наличие шумов можно проверить простым тестом, пригодным и для других случаев измерения: при выключенном источнике сигнала ($U_c(t) = 0$) напряжения на обоих выходах должны отсутствовать. Если этого не наблюдается, то следует с

помощью осциллографа определить источник шумов. При наличии внешних помех измерительную схему необходимо заэкранировать.

Снизить влияние собственных шумов можно путем шунтирования резистора NR , соединенного с инвертирующим входом ОУ конденсатором C_k (показан на рис. 1.64,а штриховой линией), емкость которого должна удовлетворять условию $C_k \ll \frac{1}{2\pi f_c NR_2}$. При этом усиливается глубина ООС за

пределами частоты измерения f_c , широкополосные шумы избирательно подавляются и отношение сигнал/шум улучшается.

Применяя разделительные конденсаторы на обоих выходах измерительной ОС, можно исключить влияние напряжения постоянного уровня на результат измерения, однако при этом необходимо следить за тем, чтобы ОУ находился в линейном режиме и не появлялись искажения сигналов, что можно проконтролировать с помощью осциллографа с открытым входом (без разделительного конденсатора на входе).

При снятии малосигнальной АЧХ по мере увеличения частоты сигнала f необходимо контролировать форму выходного сигнала, не допуская его искажений, что может потребовать снижения уровня входного сигнала $U_c(t)$ и исключения делителя на входе ОУ, когда коэффициент передачи последнего заметно снизится.

При определении частоты единичного усиления f_T ОУ с внутренней коррекцией нет необходимости добиваться равенства сигналов на обоих выходах схемы в отсутствие делителя на входе ОУ, а достаточно выбрать частоту f входного сигнала в пределах одной декады ниже ожидаемой частоты f_T (в надежде на спад АЧХ -20 дБ/дек.) и рассчитать искомую величину по формуле

$$f_T = fK_o(f) = f U_{\text{вых.2}} / U_{\text{вых.1}}, \quad (1.319)$$

которая вытекает из условия равенства площадей усиления $S_y = 1 \cdot f_T = f \cdot K_o(f)$.

Для исключения погрешности измерения частоты f_T (1.319), связанной с влиянием входной цепи используемых вольтметров при определении выходных напряжений, целесообразно на выходах измерительной ОС предусмотреть повторители сигналов. Реакция измерительной ОС на вольтметры обусловлена тем, что вблизи частоты f_T коэффициент передачи ОУ без ООС весьма мал, и для улучшения положения необходимо частоту сигнала f как только можно удалять от частоты f_T (1.319). При этом возможно использование следующего теста.

Уменьшают на порядок рабочую частоту и вычисляют частоту единичного усиления по формуле (1.319) а, если ее значение остается практически прежним, снова уменьшают частоту входного сигнала на порядок и оценивают

результат измерения, который с каждым шагом должен улучшаться (снижаться погрешность измерения за счет увеличения глубины ООС в измерительной схеме). Эту операцию можно продолжать до тех пор, пока не будет зафиксировано резкое отклонение измеряемой частоты f_T , свидетельствующее о том, что частота входного сигнала вышла за пределы линейного участка АЧХ со скоростью -20 дБ/дек. и следует вернуться к предыдущему результату измерения, который можно считать достоверным.

Данный тест эффективен при исследованиях ОУ с внутренней коррекцией АЧХ. Если при его использовании возникнет необходимость в применении делителя на входе ОУ, то в расчетную формулу (1.319) следует ввести коэффициент трансформации сигналов $(N+1)$, так как при этом коэффициент передачи $K_o(f)$ должен определяться по (1.318).

При измерении выходного сопротивления $R_{\text{вых}}$ ОУ измерительная ОС остается такой, как и при определении коэффициента передачи K_o , однако с тем отличием, что к выходу ОУ посредством переключателя S подключается известной величины сопротивление R_H , равное, например, номинальному, чтобы не перегружать ОУ излишним током при максимальном выходном напряжении. Сопротивление нагрузки R_H с выходным сопротивлением $R_{\text{вых}}$ образует делитель, который уменьшает сквозной коэффициент передачи ОУ и, следовательно, отражается на выходном напряжении $U_{\text{вых.1}}$. При этом напряжение $U_{\text{вых.2}}$, действующее на выходе ОУ, остается неизменным из-за проявления глубокой ООС на частоте измерения f . В связи с этим для коэффициента передачи ОУ под нагрузкой можно записать:

$$K_{o,H} = K_o \frac{R_H}{R_{\text{вых}} + R_H}.$$

Отсюда искомое выходное сопротивление с учетом (1.318) и $U_{\text{вых.2H}} = U_{\text{вых.2}}$

$$R_{\text{вых}} = R_H \left(\frac{K_o}{K_{o,H}} - 1 \right) = R_H \left(\frac{U_{\text{вых.1H}}}{U_{\text{вых.1}}} - 1 \right), \quad (1.320)$$

где $U_{\text{вых.1H}}$ и $U_{\text{вых.1}}$ – напряжения на первом выходе соответственно при подключенном и отключенном сопротивлении нагрузки.

Если выходное напряжение при подключенном сопротивлении нагрузки R_H $U_{\text{вых.2H}}$ отличается от этого напряжения без нагрузки $U_{\text{вых.2}}$ ($U_{\text{вых.2H}} \neq U_{\text{вых.2}}$), что возможно при измерениях полного выходного сопротивления $Z_{\text{вых}}$ на повышенных частотах, то для выполнения условия $U_{\text{вых.2H}} = U_{\text{вых.2}}$ в данной ситуации следует увеличить уровень входного сигнала, когда R_H подключено.

Соотношение (1.320) справедливо при условии $NR \gg R_{\text{ВЫХ}}$, которое на практике легко выполнимо.

В связи с тем что при измерении выходного сопротивления представляет интерес отношение напряжений в двух состояниях измерительной схемы под нагрузкой и без нее, те ограничения, которые накладывались при измерении K_0 в виде условий для частоты измерения $f < f_{c1}$, точности реализации числа N , использования корректирующего конденсатора C_k , здесь могут игнорироваться.

22. Напряжение смещения нуля $U_{\text{см.о}}$ (1.17) и ООВП (1.19) могут быть измерены по схеме, представленной на рис. 1.64,б. Во включенном состоянии переключателя S напряжение питания отрицательной полярности $E_{\text{П}}^-$ подается на используемый ОУ, минуя генератор синусоидальных сигналов Γ_{\sim} . Напряжение смещения нуля $U_{\text{см.о}}$, действующее между входами ОУ, усиливается и с выхода в виде напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ посредством цепи ООС на резисторах R и NR возвращается на инвертирующий вход. При этом в измерительной ОС устанавливается динамическое равновесие, которое позволяет записать:

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}} R}{NR + R} = U_{\text{см.о}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{N + 1}. \quad (1.321)$$

Таким образом, измерение напряжения (1.321) сводится к регистрации постоянного уровня напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$, действующего на выходе ОУ, вольтметром постоянного тока с последующим уменьшением в соответствии с выбранным коэффициентом трансформации сигналов $(N+1)$.

Коэффициент $(N+1)$ должен быть таким, чтобы в возможном интервале измеряемых величин $U_{\text{см.о}}$ (1.321) выходное напряжение используемых ОУ не выходило за пределы допустимых значений. При малых $U_{\text{см.о}} \leq 10$ мВ этот коэффициент можно принять $(N+1) = 1000$, а при больших $U_{\text{см.о}} > 10$ мВ – $(N+1) = 100$.

При измерении ООВП (1.19) необходимо последовательно с одним из источников питания, например отрицательной полярности $E_{\text{П}}^-$, как показано на рис. 1.64,б, ввести переменное напряжение $U_{\Gamma_{\sim}}$ от генератора стандартных сигналов Γ_{\sim} , позволяющего по вторичной обмотке своего выходного трансформатора пропускать постоянную составляющую тока источника питания, и зафиксировать переменную составляющую выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}_{\sim}}$ измерительной ОС.

Действительно, в соответствии с определением (1.19) и производной от (1.321) искомый параметр

$$\text{ООВП} = \frac{\partial U_{\text{см.о}}}{\partial E_{\text{п}}^{\pm}} = \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{(N+1)\partial E_{\text{п}}^{\pm}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}\sim}}{(N+1)U_{\Gamma\sim}}. \quad (1.322)$$

В диапазоне возможных измеряемых величин $\text{ООВП} = -(60\dots 120)$ дБ коэффициент трансформации сигналов целесообразно сохранять неизменным $(N+1) = 1000$, а выходное напряжение генератора устанавливать $U_{\Gamma\sim} = 0,1$ В при измерениях ООВП до -80 дБ и $U_{\Gamma\sim} = 1$ В – свыше -80 дБ, при этом уровень выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}\sim}$ будет приемлем для измерений вольтметром переменного тока.

При исследовании ОУ с повышенным напряжением смещения нуля $U_{\text{см.о}}$ (1.321), которые характеризуются, как правило, невысокой степенью ООВП (1.322), чтобы не перегружать ОУ выходным напряжением постоянного уровня, может быть использован масштабный коэффициент $(N+1) = 100$ и увеличенный уровень напряжения генератора $U_{\Gamma\sim} = 1$ В. При всех данных измерениях напряжения питания $E_{\text{п}}^{\pm}$ должны соответствовать типовому значению или быть несколько сниженными, но не более чем на величину амплитуды переменного напряжения генератора $U_{\Gamma\sim}$.

Аналогично при необходимости можно оценить влияние второго источника питания на параметр (1.322), переместив генератор сигналов $\Gamma\sim$ в цепь источника напряжения питания положительной полярности $E_{\text{п}}^{+}$. Результаты измерений должны быть примерно одинаковыми.

23. Измерение входного тока $I_{\text{ВХ}}$ ОУ может быть осуществлено на основе интегратора (рис. 1.64,в), в котором используемый ОУ1 в режиме повторителя напряжения своим входным током заряжает конденсатор с известной емкостью C_0 за установленное время Δt с образованием выходного напряжения $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$:

$$I_{\text{ВХ}} = C \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta t}. \quad (1.323)$$

Для установления начальных условий и удобства отсчета измеряемых величин в измерительную ОС (см. рис. 1.64,в) введены АК1 и АК2, управляемые внешним генератором импульсов, и дополнительный ОУ2 с конденсатором C , образующие УВХ (см. подразд. 3.4). В отсутствие управляющего импульса, задающего временной интервал Δt , АК1 замкнут, а АК2 разомкнут и образцовый конденсатор C_0 разряжается до нулевого уровня.

В начальный момент времени поступающий импульс Δt размыкает АК1 и замыкает АК2 и конденсатор C_0 заряжается входным током $I_{\text{ВХ}}$ по линейному закону (1.323), образуя на выходе ОУ1 и, следовательно, на выходе ОУ2 напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}}$, так как постоянная времени заряда конденсатора C мала

($\tau_3 = r_{\text{вкл}}C$). По истечении импульса Δt АК1 замыкается, возвращая заряд конденсатора C_0 к нулевому значению, а АК2 размыкается, сохраняя накопленный конденсатором C потенциал до прихода следующего импульса, так как его постоянная времени разряда становится исключительно большой ($\tau_p = CR_{\text{выкл}}$). Это позволяет за устанавливаемый промежуток времени измерить напряжение $\Delta U_{\text{вых}}$ на выходе ОУ2 внешним вольтметром постоянного тока и произвести его отсчет.

Емкость C_0 и временной интервал Δt определяются из удобства отсчета выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$, которое не должно превышать несколько сот милливольт с целью исключения погрешности от нелинейности зарядовой характеристики. Например, при $C_0 = 1 \text{ нФ}$, $\Delta U_{\text{вых}} = 100 \text{ мВ}$ и $I_{\text{вх}} = 1 \text{ нА}$ временной интервал составит $\Delta t = 0,1 \text{ с}$.

Применяемый конденсатор C_0 должен быть высокодобротным с малыми утечками тока через собственный диэлектрик, существенно меньшими чем минимально измеряемый входной ток ОУ. Этому критерию удовлетворяют конденсаторы с диэлектриком из фторопласта, стирофлекса, а также из металлокерамики. Некачественные свойства конденсаторов можно обнаружить экспериментально (см. рис. 1.64,в) по зарядовой характеристике, в соответствии с которой выходное напряжение $\Delta U_{\text{вых}}$ будет изменяться нелинейно во времени и приближаться к некоторому установившемуся значению.

24. Входное дифференциальное сопротивление $R_{\text{вх.д}}$ ОУ можно оценить, не прибегая к его непосредственному измерению, которое сопряжено с определенными трудностями [16], а вычислить на основе измеренных ранее величин K_0 (1.318) и $I_{\text{вх}}$ (1.323) с использованием выходного допустимого напряжения $U_{\text{вых.макс}}$, амплитудное значение которого примерно на 1 В меньше напряжения питания $E_{\text{п}}^{\pm}$:

$$R_{\text{вх.д}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых.макс}}}{K_0 I_{\text{вх}}} \quad (1.324)$$

Формулу (1.324) следует рассматривать как полезное приближение толкования $R_{\text{вх.д}}$ по отношению разности напряжений между входами $\Delta U_{\text{вх}}$ к входному току $I_{\text{вх}}$ ОУ, так как в ней заложено параллельное соединение дифференциального $R_{\text{вх.д}}$ и синфазного $R_{\text{вх.с}}$ входных сопротивлений ($R_{\text{вх.д}} \parallel R_{\text{вх.с}}$). Однако при $R_{\text{вх.с}} \gg R_{\text{вх.д}}$, что свойственно ОУ с БТ, формула (1.324) достаточно точно отражает искомую величину. ОУ с ПТ на входе имеют оба сопротивления настолько большие, что знать их точные значения вовсе не обязательно, но приближенно и их можно оценить, используя (1.324).

25. Коэффициент ослабления синфазного сигнала, являющийся по определению обратной величиной ООСС (1.18),

$$K_{\text{оос}} = \frac{K_o}{K_c} \quad (1.325)$$

можем вычислить, используя дифференциальную ОС (см. рис. 1.26), если на оба ее входа подать один и тот же сигнал $U_{c1} = U_{c2} = U_c(t)$ и измерить полученный при этом выходной сигнал $U_{\text{вых}}$, а затем рассчитать искомый параметр по формуле, которую получим в результате учета влияния коэффициентов передачи дифференциального K_o и синфазного K_c сигналов на выходные напряжения рассматриваемой ОС.

Обозначив напряжения на инвертирующем U' и неинвертирующем U'' входах ОУ, для выходного напряжения дифференциальной ОС (см. рис. 1.26) можем записать:

$$U_{\text{вых}} = (U'' - U')K_o + \frac{U'' + U'}{2}K_c,$$

или по аналогии с (1.71)

$$U_{\text{вых}} = \left(\frac{NU_{c2}}{N+1} - \frac{NU_{c1}}{N+1} - \frac{NU_{\text{вых}}}{N+1} \right) K_o + \left(\frac{NU_{c2}}{N+1} + \frac{NU_{c1}}{N+1} + \frac{NU_{\text{вых}}}{N+1} \right) \frac{K_c}{2}. \quad (1.326)$$

Приводя уравнение (1.326) к явному виду и учитывая (1.325), получаем:

$$U_{\text{вых}} = \frac{N \left[(U_{c2} - U_{c1}) + (U_{c2} + U_{c1}) \frac{1}{2K_{\text{оос}}} \right]}{1 + \frac{N+1}{K_o} - \frac{1}{2K_{\text{оос}}}}. \quad (1.327)$$

Принимая во внимание возможность выполнения условий $K_o \gg (N+1)$ и $K_{\text{оос}} \gg 1$, или $K_o \rightarrow \infty$, соотношение (1.327) упрощаем:

$$U_{\text{вых}} \Big|_{\substack{K_{\text{оос}} \gg 1 \\ K_o \gg (N+1)}} = U_{\text{вых}}^* = N(U_{c2} - U_{c1}) + \frac{N(U_{c2} + U_{c1})}{2K_{\text{оос}}}. \quad (1.328)$$

На основании (1.326) и (1.327) определяем погрешность формирования выходного напряжения дифференциальной ОС, обусловленную неидеальностью ОУ по коэффициентам K_o и K_c ,

$$\delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^*}{U_{\text{ВЫХ}}} - 1 = \frac{N+1}{K_0} - \frac{1}{2K_{\text{ОСС}}}, \quad (1.329)$$

которая представляет собой уточненный вариант соотношения (1.74).

Выполняя при измерениях условие $U_{c1} = U_{c2} = U_c(t)$, на основании (1.328) с опущенным знаком * получаем искомый параметр в удобном для практического использования в виде

$$K_{\text{ОСС}} = \frac{N U_c(t)}{U_{\text{ВЫХ}}}. \quad (1.330)$$

В диапазоне измеряемых величин (1.330) $K_{\text{ОСС}} = (60 \dots 120)$ дБ масштабный коэффициент желательно оставить неизменным ($N = 1000$), а уровень синфазного сигнала устанавливать $U_c(t) = 1$ В при $K_{\text{ОСС}} \leq 80$ дБ и $U_c(t) = 10$ В при $K_{\text{ОСС}} > 80$ дБ, при этом уровень выходного сигнала $U_{\text{ВЫХ}}$ будет достаточен для его регистрации вольтметром переменного тока. Погрешность (1.329), напрямую зависящая в основном от числа N и коэффициента K_0 , при малых $K_0 < 10^5$ может потребовать уменьшения числа N до значения $N = 100$, если результаты измерений не будут удовлетворять исходно поставленным требованиям по данной погрешности.

26. Для измерения всех рассмотренных в пп. 21–25 основных параметров ОУ рекомендуется использовать разработанный нами обобщенный вариант экспресс-измерителя, представленный на рис. 1.65.

В состав измерителя входят стандартные измерительные приборы: генератор 1 низкочастотных сигналов типа ГЗ-33, позволяющий по вторичной обмотке выходного трансформатора пропускать постоянную составляющую тока потребления используемого ОУ1 (при измерениях АЧХ и частоты единичного усиления f_T (1.319) используют генератор сигналов с расширенным частотным диапазоном типа Г4-117); комбинированный цифровой вольтметр 2 типа В7-40/1, работающий в режиме измерения постоянного и переменного токов с основными погрешностями $\delta U_{\sim} \leq \pm 0,05 \%$ и $\delta U_{\sim} \leq \pm 0,6 \%$ в диапазоне частот до 10 кГц; источник 3 питания постоянного тока прецизионный типа Б5-11, обеспечивающий разнополярное напряжение питания $E_{\Pi}^{\pm} \leq 30$ В; широкополосный осциллограф 4 типа С1-126/1 и генератор импульсов 5 типа Г5-54.

В экспресс-измерителе применены высокостабильные резисторы типа С5-60 [17] с номиналами $R = 100$ Ом, $R' = 1$ кОм, $NR = 100$ кОм, $R_{\Pi} = 2$ кОм и конденсаторы типа ФТ-1 [18] с номинальными значениями емкостей $C_0 = C = 1$ нФ, прецизионные ОУ1 в качестве испытуемого и ОУ2 в режиме повторителя

напряжения, а также ИС типа К590КН7 [19] в качестве АК1 и АК2. Коммутация измерительных цепей производится с помощью сдвоенных S1...S3 и S6, строенного S4, счетверенного S5 и одиночных S7...S10 переключателей на два положения. Положение переключателей, изображенное на рис. 1.65, соответствует их выключенному состоянию. Контактный разъем для подключения исследуемых ОУ на рис. 1.65 не показан.

Параметры выходных сигналов генераторов 1 и 5, а также источника 3 питания устанавливаются по их собственным органам индикации, но при необходимости их наиболее важные параметры, например выходные напряжения генератора 1 и источника 3, могут быть проконтролированы с помощью вольтметра 2, входящего в состав измерительной установки, путем его непосредственного подключения к соответствующим выходным клеммам этих приборов. Исходно уровни выходных сигналов генераторов 1 и 5 устанавливаются нулевыми, чтобы не создавать дополнительных помех при измерениях тех параметров ОУ, к которым они не имеют отношения.

Измерения коэффициента передачи K_o (1.318), АЧХ, частоты единичного усиления f_T (1.319) и выходного сопротивления $R_{\text{вых}}$ (1.320) ОУ выполняются в соответствии с методикой, изложенной в п.21, при включенных переключателях S1, S3, S4, S6 и S7, при этом переключатель S10 попеременно включается и выключается для отсчета напряжений на выходах ОУ1 ($U_{\text{вых.2}}$) и ОУ2 ($U_{\text{вых.1}}$), а переключатель S2 сохраняет свое исходное положение для $(N+1) = 1000$ или переводится во включенное состояние для реализации коэффициента $(N+1) = 100$. Переключатель S8 подключает и отключает сопротивление нагрузки R_H для отсчета соответственно напряжений $U_{\text{вых.1H}}$ и $U_{\text{вых.1}}$ на выходе ОУ2 при выключенном переключателе S10.

Измерение напряжения смещения нуля $U_{\text{см.о}}$ (1.321) и ООВП (1.322) осуществляется по методике п.22 при включенных переключателях S1, S3, S4, S10 для отсчета постоянного напряжения $U_{\text{вых}}$ на выходе ОУ1 и только при выключенном переключателе S4 – для отсчета переменного напряжения $U_{\text{вых}\sim}$ вольтметром 2. При включенных переключателях S4 и S9 и выключенном S10 имеется возможность дополнительно проконтролировать выходное напряжение генератора 1 вольтметром 2. Включив переключатель S5, можно измерить ООВП (1.322) в режиме изменения напряжения питания источника 3 положительной полярности $E_{\text{п}}^+$. Перевод переключателя S2 во включенное состояние устанавливает, как и ранее, масштабный коэффициент $(N+1) = 100$.

Входной ток $I_{\text{вх}}$ (1.323) измеряется по методике п.23 при включенных только переключателях S1 и S4 и генераторе 5 импульсов, а коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{осс}}$ (1.330) – в соответствии с методикой п.25 при включенных только переключателях S4 и S10, при этом переключатель S2 может

находиться в соответствии с требуемым коэффициентом $(N+1) = 1000$ или $(N+1) = 100$ положений.

27. При экспериментах с ОУ необходимо выключать питание после отключения источника сигнала. В противном случае при снятии питания бездействует цепь ООС и в схеме возникают перенапряжения, которые могут вывести ОУ из строя.

Повторным включением и выключением обоих источников питания или одного из них, а также созданием повышенной нагрузки на выходе или перенапряжения на входе можно проверить ОУ на устойчивость и триггерное состояние, а локальным нагревом (теплым пальцем или жалом паяльника) – найти критические элементы в ОС.

28. Два источника питания иногда оказываются невыгодными, в особенности при питании от батарей, одна из которых разрядилась, в результате чего появилось напряжение смещения нуля в ОС. В данной ситуации можно рекомендовать схему питания от одного источника, преобразующую напряжение E_{Π} незаземленного источника в заземленные двухполярные напряжения $E_{\Pi}^+ / 2$ и $E_{\Pi}^- / 2$.

Для этого изолированный от общей шины источник нагружается на мостовую схему, одна ветвь которой резистивная с номиналами резисторов примерно 100 кОм, а вторая – емкостная с номиналами конденсаторов примерно 0,1 мкФ; в диагональ моста включается повторитель напряжения на ОУ, вход которого соединяется с резистивным делителем, а выход – с емкостным делителем и общей шиной, при этом питание ОУ осуществляется от незаземленного источника, а один из резисторов может быть зашунтирован конденсатором с емкостью примерно 22 мкФ.

Данная схема при использовании стандартных ОУ обеспечивает ток нагрузки до 20 мА. При больших токах необходимо применять более мощные повторители напряжения.

29. Поиск неисправностей при отработке макета следует осуществлять по принципу установления причин и следствий. Выходной сигнал каждого компонента должен соответствовать входному. Любую процедуру поиска ошибок начинайте с проверки напряжений питания прямо на печатной плате. Полезным приемом является шунтирование на весу конденсатором емкостью 10...20 мкФ шин питания. Наиболее неприятны те ошибки в ОС, которые проявляются непостоянно. Их причиной может быть плохо пропаянное соединение, сломанный резистор, сбой внутри полупроводникового элемента, разрыв медного проводника на печатной плате и т.д. Проверяйте подозрительные соединения осторожным потягиванием компонентов пинцетом или постукиванием резиновым молоточком по плате, контролируя выходной сигнал осциллографом.

30. При длительной напряженной работе с макетом устройства при его отладке, когда он упорно сопротивляется и показывает нежелательные

результаты, отложите его в сторону, отойдите от рабочего места и посмотрите на проблему со стороны или займитесь какой-нибудь другой деятельностью, время от времени думая о прежней. Вспомните идеи, которые осеяли вас внезапно, и проверьте те из них, которые кажутся полезными.

Приведенные рекомендации и полезные советы не охватывают все сложности, которые могут встретиться в практической деятельности. Собственный опыт пополнит арсенал средств и приемов для достижения поставленной цели при разработке сложной РЭА на ИС.

2. ПЕРЕМНОЖИТЕЛИ СИГНАЛОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ

2.1. Основные свойства и параметры перемножителей сигналов

Перемножитель сигналов – это устройство, предназначенное для получения аналогового выходного сигнала, пропорционального произведению двух входных величин – U_x и U_y :

$$U_z = kU_x U_y, \quad (2.1)$$

где k – коэффициент пропорциональности.

Если полярность выходного напряжения определяется в соответствии с выражением (2.1) и с учетом полярности входных сигналов, которые могут быть как положительными, так и отрицательными, то такой ПС называется четырехквadrантным.

В связи с тем что величина выходного сигнала U_z может быть получена при различных сочетаниях U_x и U_y , рабочие характеристики ПС определяются иначе, чем для устройств с одним входом или ОУ.

Для описания характеристик неидеального ПС необходимо иметь ряд частных коэффициентов усиления и сигналов смещения:

$$U_z' = kU_x U_y + k_x U_x + k_y U_y + k_0, \quad (2.2)$$

где k_0 , k_x и k_y – константы, определяющие начальное смещение и смещения, зависящие от величины сигналов U_x и U_y .

В соответствии с (2.2) в ПС высокой степени точности необходимо обеспечить как минимум четыре подстройки, позволяющие установить требуемый коэффициент передачи k и снизить до нуля остальные три составляющие ошибки.

Обычно коэффициент передачи k выбирают таким, чтобы удовлетворить условию

$$U_z = \frac{U_x U_y}{10}. \quad (2.3)$$

Основные параметры четырехквadrантных ПС: погрешность перемножения сигналов, полоса пропускания, температурный дрейф.

Погрешностью перемножения сигналов называют максимальную величину отклонения фактической величины выходного напряжения ПС от расчетного значения, получаемого в соответствии с выражением (2.1), для любого сочетания входных величин U_x и U_y во всем ДД устройства. Обычно она выражается в процентах от полного диапазона выходных сигналов и фактически обобщает все возможные составляющие погрешности, включая нелинейность перемножения, начальное и остаточные смещения в соответствии с общей формой записи характеристик ПС (2.2):

$$\delta U_z = \frac{U'_z}{U_z} - 1 = \frac{k_x U_x + k_y U_y + k_0}{k U_x U_y}. \quad (2.4)$$

Полоса пропускания определяется, как и для ОУ, по уровню -3 дБ или по уровню частотной погрешности $\delta U_{zf} = 1\%$ выходного напряжения на верхних частотах U_{zB} относительно напряжения на нижних частотах U_{zH} при постоянных амплитудах входных сигналов:

$$\delta U_{zf} = \frac{U_{zB}}{U_{zH}} - 1. \quad (2.5)$$

Температурный дрейф оценивается изменением коэффициентов k и k_0 под действием температуры и выражается в мВ/°С для k_0 и в %/°С – для k .

2.2. Реализация математических операций на основе перемножителей сигналов

2.2.1. Умножение двух сигналов и возведение в квадрат

Подобно ОУ, аналоговый ПС является универсальным базовым блоком, выполняющим ряд математических операций: умножение, деление, возведение в квадрат и извлечение квадратного корня. В ряде случаев функциональные возможности ПС реализуются совместно с ОУ.

Операция умножения двух сигналов реализуется при использовании ПС (рис. 2.1) по прямому назначению путем подачи на один из его входов напряжения U_x , а на второй U_y . Выходное напряжение U_z при этом соответствует выражению (2.1).

Возведение в квадрат производится при подаче на оба входа ПС (рис. 2.2) одного из входных напряжений, например U_x . Выходное напряжение приобретает вид $U_z = kU_x^2$.

2.2.2. Деление аналоговых сигналов

Операция деления выполняется путем включения ПС в цепь ООС ОУ таким образом, что выходной сигнал ПС U_B совместно с одним из входных сигналов U_z делителя (см. рис. 2.2) подается на суммирующий вход ОУ. Под действием выходного напряжения ПС $U_B = kU_x U_y$ по резистору R_2 протекает ток

$$I_B = \frac{kU_x U_y}{R_2}, \quad (2.6)$$

который в соответствии с первым правилом – свойством ОУ равен току I_z , вызываемому источником входного сигнала U_z :

$$I_B = -I_z = \frac{U_z}{R_1}. \quad (2.7)$$

Решая совместно уравнения (2.5) и (2.6), получаем выходное напряжение делителя

$$U_y = \frac{R_2 U_z}{R_1 k U_x}. \quad (2.8)$$

Если выполнить условие

$$\frac{R_2}{R_1} = k, \quad (2.9)$$

то масштабный коэффициент делителя станет равным единице и выходное напряжение (2.8) будет строго соответствовать операции деления одного напряжения на другое.

На основании соотношений (2.6)–(2.9) спроектируем аналоговый делитель (рис. 2.3) для использования в составе автоматического измерителя составляющих полных проводимостей ($Y_x = G_x + j\omega C_x$) конверторов положительного сопротивления (КПС) [13] с целью вычисления их добротности:

$$Q_x = \frac{\omega C_x}{G_x} = \frac{U_{C_x}}{U_{G_x}} = U_{Q_x}, \quad (2.10)$$

где U_{C_x} , U_{G_x} , U_{Q_x} – напряжения, пропорциональные соответственно реактивной ωC_x и активной G_x составляющим полной проводимости и добротности КОС.

Исходными данными для проектирования являются погрешность деления $\delta_d \leq \pm 1,0\%$, диапазон регистрируемых добротностей (2.10) $Q_x = 10 - 1000$, амплитуда входных U_{C_x} , U_{G_x} и выходного U_{Q_x} сигналов не более 10 В, среднеквадратические составляющие погрешности входных сигналов $|\bar{\delta}U_{C_x}| = |\bar{\delta}U_{G_x}| \leq 0,3\%$, напряжение питания $E_{\Pi}^{\pm} = \pm 15$ В.

Рабочая частота измерителя $f = 10$ кГц.

Аналоговый делитель реализуем на основе ОУ и прецизионного ПС типа К525ПС3 с основными параметрами [5]: погрешность перемножения $\delta_x \leq \pm 0,5\%$, масштабный коэффициент $k = 0,1$, максимальные входные напряжения $U_{вх.макс} \leq \pm 10$ В, потребляемый ток $I_{\Pi} = 6$ мА, напряжение $E_{\Pi}^{\pm} = \pm(10...18)$ В.

Принимаем во внимание, что сигналы U_x , U_y и U_z , входящие в (2.8), соответствуют U_{G_x} , U_{Q_x} и U_{C_x} , а отношение номиналов резисторов R_2 и R_1 совместно с масштабным коэффициентом k ПС определяет масштаб преобразования аналогового делителя.

С целью уменьшения отношения R_2/R_1 масштабный коэффициент ПС реализуем $k = 1$ путем подключения между выводами 12 и 11 ИС ПС делителя напряжения R_3 , R_4 (см. рис. 2.3) с коэффициентом передачи $K_d = R_4 / (R_3 + R_4) = 0,1$ с рекомендуемыми номиналами [5] $R_4 = 10$ кОм и $R_3 = 90$ кОм, причем резистор R_4 следует зашунтировать конденсатором $C = 200$ пФ, чтобы не сужать полосу пропускания ПС.

Так как ДД выходного напряжения делителя, пропорциональный добротности, велик ($ДД = Q_{x \max} / Q_{x \min} = 100$), отношение номиналов резисторов R_2/R_1 реализуем равным 1; 0,1; 0,01, что будет соответствовать множителю «шкалы добротности» 1; 10; 100.

В связи с этим для множителя шкалы добротности «х1» выбираем номиналы резисторов $R_2 = R_1' = 5,1$ кОм. Для шкал добротностей «х10» и «х100» номиналы резисторов составляют $R_1'' = 51$ кОм и $R_1''' = 510$ кОм.

ОУ выбираем типа К574УД1 с параметрами [5]: $K_o = 15 \cdot 10^4$, $E_{\Pi}^{\pm} = \pm 15$ В, $I_{\Pi} = 5$ мА, корректирующий конденсатор $C_k = 5$ пФ. ФНЧ по питанию применяем общие для обоих ИС. Сопротивление фильтра определим с учетом падения напряжения на нем $\Delta E_{\Pi} = 1$ В и суммарного тока потребления ΣI_{Π} : $R_{\Phi} = \Delta E_{\Pi} / \Sigma I_{\Pi} = 91$ Ом. Емкость ФНЧ рассчитаем из условия его частоты среза f_c существенно ниже (не менее 10 раз) рабочей частоты измерителя $f = 10$ кГц, способной создавать помехи по цепи питания ($f_c \ll f$): $C_{\Phi} \geq 10 / (2\pi f R_{\Phi}) = 1,75$ мкФ. Принимаем стандартную величину емкости фильтра $C_{\Phi} = 2,0$ мкФ на рабочее напряжение $U_p = 20$ В, превышающее напряжение питания $|E_{\Pi}^{\pm}| = 15$ В. Емкость коррекции АЧХ ОУ используем рекомендованной величины $C_k = 5$ пФ.

Среднеквадратическую составляющую погрешности преобразователя напряжений в аналоговом делителе можно записать на основании соотношения (2.8) с учетом новых обозначений соответствующих величин:

$$\bar{\delta}U_{Qx} = \pm(\bar{\delta}R_{2,1} + \bar{\delta}^2 k + \bar{\delta}^2 U_{Cx} + \bar{\delta}^2 U_{Gx})^{1/2}, \quad (2.11)$$

где $\bar{\delta}R_{2,1}$, $\bar{\delta}k$, $\bar{\delta}U_{Cx}$ и $\bar{\delta}U_{Gx}$ – среднеквадратические составляющие погрешности реализации отношения номиналов резисторов R_2/R_1 , перемножения ПС, формирования напряжений реактивной и активной составляющих полных конвертируемых проводимостей.

Принимая $\bar{\delta}R_{2,1} = \pm 0,1\%$ (достигается путем подстройки с помощью многооборотных резисторов, включаемых в состав резисторов R_1', R_1'' и R_1''' , как рекомендовано в п. 17 подразд. 1.10); $\bar{\delta}k = \bar{\delta}x = 0,5\%$, $|\bar{\delta}U_{Cx}| = |\bar{\delta}U_{Gx}| = 0,3\%$ по ТЗ, в соответствии с (2.11) получаем $\bar{\delta}U_{Qx} = \pm 0,66\%$.

Аддитивная (систематическая) составляющая погрешности, обусловленная погрешностью коэффициента передачи ОУ, при $K_o = 15 \cdot 10^4$ исключительно мала, и ее можно не учитывать.

Для обеспечения устойчивой работы делителя (см. рис. 2.3) необходимо входной сигнал U_{Cx} иметь отрицательной полярности ($-U_Z$ на рис. 2.2), иначе возможна ПОС в замкнутом контуре и, следовательно, возбуждение аналогового делителя. Реализация отрицательной полярности сигнала возможна в канале

формирования напряжения $U_{C\kappa}$ или путем постановки инвертирующей ОС на входе $U_{C\kappa}$ (см. рис. 2.3), что лучше.

2.2.3. Извлечение квадратного корня

Извлечение корня квадратного из входного сигнала с помощью устройства, изображенного на (рис. 2.4), осуществляется путем подачи выходного напряжения ОУ U_y на оба входа ПС. Выходное напряжение ПС при этом

$$U_B = kU_y^2, \quad (2.12)$$

а ток, вызываемый этим напряжением,

$$I_B = \frac{kU_y^2}{R_2}. \quad (2.13)$$

Учитывая соотношение (2.7), которое применимо и для рассматриваемого устройства, а также выражение (2.13), можно записать:

$$U_y = \sqrt{\frac{R_2 U_z}{R_1 k}}. \quad (2.14)$$

При условии (2.9) напряжение (2.14) на выходе корнеизвлекающего устройства (см. рис. 2.4) точно соответствует корню квадратному из входного напряжения U_z .

При включении ПС в цепь ООС ОУ (см. рис. 2.2 и 2.4) необходимо обеспечивать положительность выходного напряжения U_y , иначе возможна ПОС в замкнутом контуре и, следовательно, возбуждение устройства. Поэтому входной сигнал U_z взят со знаком минус.

Следует также иметь в виду и то обстоятельство, что выходной сигнал (2.8) схемы делителя (см. рис. 2.2) обратно пропорционален величине U_x . Поэтому погрешность схемы резко возрастает при снижении напряжения U_x , что существенно ограничивает ДД делителя. В связи с этим в его реальной схеме (см. рис. 2.2) для расширения ДД предусмотрено изменение номинала резистора R_1 с помощью переключателя S.

Кроме математических операций аналоговый ПС может применяться в качестве амплитудного модулятора, фазового демодулятора (ФД), пропорционального блока с управляемым напряжением коэффициентом передачи и других функциональных устройств [20], рассматриваемых ниже (см. подразд. 2.4).

2.3. Типы аналоговых перемножителей сигналов и их отличительные особенности

Существующие типы аналоговых ПС можно разделить на две группы:

1. Собственно аналоговые ПС, предназначенные для работы в узком диапазоне частот (примерно до 1 МГц) при достаточно больших уровнях входных сигналов (примерно до ± 10 В). Представителем таких ПС являются ИС типа К525ПС1, К525ПС2 и использованная в аналоговом делителе (см. рис. 2.3) ИС типа К525ПС3.

2. Балансные модуляторы (БМ), предназначенные для работы в широкой полосе частот (десятки-сотни мегагерц) при относительно малых уровнях входных сигналов (примерно до 0,5 В), например, ИС типа 526ПС1, 174ПС1, 174ПС4.

ИС типа 174ПС1 является БМ, работающим в диапазоне частот 100...200 МГц, а ИС типа 174ПС4, представляющая собой двойной БМ (смеситель), может работать на частотах до 1000 МГц.

Одна из первых отечественных ИС типа 140МА1 работает с входными сигналами ± 5 В на частотах не выше 2 МГц. Линейность по входному сигналу достигается за счет относительно высокого питающего напряжения $E_{\text{п}} = \pm 12$ В.

Основным свойством БМ является способность подавления на выходе одного из сигналов при отсутствии другого. Это свойство БМ называется подавлением несущей или подавлением нуля. В реальных схемах БМ данное свойство реализуется с определенной ошибкой. Для интегральных БМ коэффициент подавления несущей превышает 50 дБ.

2.4. Перемножители сигналов как балансные модуляторы

2.4.1. Особенности применения балансных модуляторов

В ряде случаев практического использования возможность работы ПС в четырех квадрантах не является необходимой. Например, в БМ иногда достаточно иметь высокую линейность лишь по одному (модуляционному) входу. Вторым входом этого модулятора (вход несущей) может запитываться переменным напряжением с постоянной амплитудой, причем уровень несущей может быть достаточно большим и вырождаться в функцию коммутации $S_{\text{н}}(t)$ (рис. 2.5,а).

Физически это означает, что активные элементы модулятора при высоком уровне входного сигнала превращаются в синхронные ключи, при этом модулирующий сигнал $U_{\text{м}}(t)$ (рис. 2.5,б) эффективно коммутируется с частотой несущей $S_{\text{н}}(t)$, образуя выходной сигнал в виде (рис. 2.5,в)

$$U_{\text{вых}}(t) = kU_{\text{м}}(t)U_{\text{н}}(t), \quad (2.15)$$

где k – коэффициент пропорциональности.

Таким образом, при использовании БМ в режиме сильных сигналов один из сигналов (несущая) представляет собой симметричную прямоугольную волну единичной амплитуды $S_H(t)$ (см. рис. 2.5,а), первая гармоника которой ω_0 является полезной, а другие – нежелательны.

Используя разложение Фурье, несущую $S_H(t)$ можно представить в виде суммы членов бесконечного гармонического ряда с частотами, кратными ω_0 ,

$$S_H(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\omega_0 t, \quad (2.16)$$

где коэффициенты Фурье вычисляются по формуле

$$A_n = \frac{\sin(n\pi/2)}{n\pi/2}. \quad (2.17)$$

Для подавления гармонических составляющих в БМ 1 используют ФНЧ 2 с частотой среза немного выше ω_0 (рис. 2.6,а). В этом случае для первой гармонической выходного напряжения (2.15) с учетом (2.16) и (2.17) можно записать:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{2}{\pi} K_1 U_M(t) U_H(t) \cos \omega_0 t, \quad (2.18)$$

где K_1 – коэффициент, учитывающий произведение масштабных коэффициентов передачи БМ и ФНЧ на частоте первой гармонической; U_H – амплитуда напряжения ограниченной несущей.

2.4.2. Амплитудный модулятор

Если на модулирующий вход БМ 1 (см. рис. 2.6,а) подать сигнал с постоянной составляющей (рис. 2.6,б)

$$U_M(t) = U_0 + U_M \cos \Omega t = U_0 (1 + m \cos \Omega t), \quad (2.19)$$

где U_0 – напряжение постоянной составляющей; U_M и Ω – амплитуда и частота модулирующего напряжения; $m = U_M/U_0$ – глубина модуляции, с сохранением сигнала на входе несущей,

то на выходе ФНЧ 2 в соответствии с выражением (2.18) будет получен сигнал с амплитудной модуляцией (АМ)

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{m0} \left[\cos \omega_0 t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t \right], \quad (2.20)$$

где $U_{m0} = \frac{2}{\pi} K_1 U_0 U_H$ – уровень несущей АМ сигнала.

2.4.3. Фазовый и частотный демодуляторы

При использовании БМ в режиме фазовой демодуляции (рис. 2.7) на входы БМ 1 подают напряжения одной и той же частоты, но со сдвигом фаз на угол φ . Пусть один из сигналов будет $U_{c1}(t) = U_{m1} \cos \omega_0 t$, а второй $U_{c2}(t) = U_{m2} \cos(\omega_0 t + \varphi)$, тогда в соответствии с (2.15) на выходе БМ 1 получим:

$$U_{\text{БМ}}(t) = \frac{kU_{m1}U_{m2}}{2} [\cos(2\omega_0 t + \varphi) + \cos \varphi]. \quad (2.21)$$

Если с помощью ФНЧ 2 отфильтровать составляющую с удвоенной частотой, то на выходе ФД получим постоянное напряжение, пропорциональное косинусу угла φ :

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{K_1 U_{m1} U_{m2}}{2} \cos \varphi. \quad (2.22)$$

В случае необходимости с помощью полосового фильтра (ПФ), как следует из выражения (2.21), можно получить удвоение частоты.

Возможность определения с помощью БМ фазового сдвига между напряжениями может быть использована для построения демодуляторов сигналов с частотной модуляцией (ЧМ). Структурная схема частотного демодулятора (рис. 2.8) включает широкополосный ограничитель 1, устраняющий возможное изменение амплитуды ЧМ сигнала и формирующий высокий уровень сигнала коммутации $U_1(t)$, фазосдвигающий ПФ 2, настроенный на частоту несущей (среднюю частоту) ЧМ сигнала, а также БМ 3 и ФНЧ 4.

Фазосдвигающий ПФ (рис. 2.9) формирует второй сигнал $U_2(t)$, управляющий БМ. При высокой добротности Q ПФ фазовый сдвиг φ ,

Библиотека БГУИР

вызываемый девиацией частоты $\Delta\omega$ вблизи несущей ω_0 , может быть записан в следующем виде:

$$\varphi \approx -\frac{\pi}{2} \pm 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}, \quad \text{где } 2Q\Delta\omega \ll \omega_0.$$

Отфильтрованный ФНЧ 4 (см. рис. 2.8) сигнал оказывается пропорциональным девиации частоты входного напряжения ЧМ сигнала $U_{\text{чм}}$:

$$U_{\text{вых}}(t) = KU_{\text{чм}} \frac{\Delta\omega}{\omega_0},$$

где K – коэффициент преобразования частотного демодулятора.

Рассмотренный принцип построения частотного демодулятора (см. рис. 2.8) использован при разработке ИС типа К174УР1, предназначенной для канала звукового сопровождения телевизионных приемников.

2.4.4. Синхронный (линейный) амплитудный демодулятор

На основе БМ можно реализовать синхронный демодулятор (СД) АМ сигналов (рис. 2.10) с линейной амплитудной характеристикой. В этом случае на линейный вход БМ 1 подается АМ сигнал, а на управляющий – только немодулированная несущая, которую обычно получают с помощью ограничителя 2 из анализируемого сигнала. Если АМ сигнал представить в виде произведения $U_{c1}(t) = U_M(t)\cos\omega_0 t$, где $U_M(t)$ соответствует выражению (2.19), а управляющий – единичной функцией $U_{c2}(t) = \cos\omega_0 t$, то напряжение на выходе БМ 1

$$U_{\text{БМ}}(t) = k[U_M(t)\cos\omega_0 t]\cos\omega_0 t = \frac{kU_M(t)}{2}(1 + \cos 2\omega_0 t).$$

После ФНЧ 3 получим с соответствующим масштабным коэффициентом K_1 исходный неискаженный модулирующий сигнал (2.19)

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{K_1 U_M(t)}{2}. \quad (2.23)$$

Постоянная составляющая, содержащаяся в напряжении (2.23), может быть исключена с помощью фильтра верхних частот (ФВЧ).

Отсутствие высших гармонических составляющих модулирующего сигнала в выходном спектре (2.23) свидетельствует о том, что СД не вносит нелинейных искажений и, следовательно, его амплитудная характеристика является линейной.

С физической точки зрения этот эффект объясняется тем, что при воздействии на второй вход СД ограниченного по амплитуде сигнала $U_{c2}(t)$

большого уровня (рис. 2.11,б) БМ синхронно изменяет свой коэффициент передачи с умножением исходного АМ сигнала $U_{c1}(t)$ (рис. 2.11,а) в соответствующие моменты времени на «+k» и «-k», что превращает несущую входного сигнала $U_{c1}(t)$ в однополярный выходной сигнал БМ $U_{БМ}(t)$ (рис. 2.11,в) без изменения закона модуляции. После фильтрации несущей этого сигнала в ФНЧ 3 (см. рис. 2.10) получаем модулирующий сигнал $U_m(t)$ (2.19).

В случае немодулированного входного сигнала ($m=0$, $U_{m0} \equiv U_0$) на выходе СД вырабатывается напряжение постоянного уровня, соответствующее U_0 (2.19).

2.4.5. Квадратор как нелинейный амплитудный демодулятор

Способность квадратора на ПС 1 (рис. 2.12) превращать знакопеременный входной, например, синусоидальный сигнал $U_c(t) = U_m \cos \omega t$ (рис. 2.13,а) в однополярный выходной сигнал (рис. 2.13,б)

$$U_{\text{пс}}(t) = kU_m^2 \cos^2 \omega t = \frac{kU_m^2}{2} (1 + 2 \cos \omega t), \quad (2.24)$$

содержащий постоянную составляющую $U_{\text{пс}} = kU_m^2/2$ и переменную составляющую $U_{\text{пс}}(t) = kU_m^2 \cos 2\omega t$, которую можно отфильтровать с помощью ФНЧ 2 (см. рис. 2.12), свидетельствует о том, что он выполняет функцию демодуляции (выпрямления) входного сигнала. При меньшем уровне входного сигнала, изображенного на рис. 2.13,а штриховой линией, выходной сигнал ПС (2.24) занимает соответствующее положение в системе координат (штриховая синусоида на рис. 2.13,б).

При модулированном входном сигнале (рис. 2.13,в), представляемом по аналогии с (2.19) и (2.20) как

$$U_c(t) = U_{m0} (1 + m \cos \omega t) \cos \omega_0 t, \quad (2.25)$$

сигнал на выходе ПС, приобретающий также однополярный вид (рис. 2.13,г), с учетом (2.1) и тригонометрических преобразований $[\cos^2 \alpha = (1 + 2 \cos \alpha)/2$ и $\cos \alpha \cos \beta = [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]/2$] запишем в развернутом виде

$$U_{\text{пс}}(t) = \frac{kU_{m0}^2}{2} \left[\left(1 + \frac{m^2}{2} \right) + 2m \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t + \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) + \cos 2\omega_0 t + \right.$$

$$+ m \cos(2\omega_0 - \Omega)t + m \cos(2\omega_0 + \Omega)t + \frac{m^2}{4} \cos 2(\omega_0 - \Omega)t + \frac{m^2}{4} \cos 2(\omega_0 + \Omega)t \Big].$$

(2.26)

Первые два слагаемых в (2.26) характеризуют уровень постоянной составляющей, два последующих – первую и вторую гармонические составляющие полезного модулирующего сигнала, а остальные – бесполезные гармонические составляющие несущей.

Постоянная составляющая выходного сигнала ПС 1 (2.26) исключается при необходимости постановкой разделительного конденсатора перед ФНЧ 2 (см. рис. 2.12), а гармонические составляющие несущей – самим ФНЧ 2. В связи с этим выходной сигнал демодулятора в целом без использования разделительного конденсатора перед ФНЧ

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{kK_{\phi} U_{m0}^2}{2} \left[\left(1 + \frac{m^2}{2} \right) + 2m \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t \right],$$

(2.27)

где K_{ϕ} – коэффициент передачи ФНЧ для модулирующего сигнала.

Спектр выходного сигнала (2.27), содержащий первую и вторую гармонические составляющие модулирующего сигнала, позволяет оценить коэффициент гармонических искажений (КГИ), вносимых квадратическим демодулятором, как отношение амплитуд этих составляющих:

$$\text{КГИ} = \frac{\frac{m^2}{2}}{2m} = \frac{m}{4}.$$

(2.28)

Коэффициент передачи данного демодулятора определим как отношение амплитуды напряжения первой гармоники на выходе (2.27) к амплитуде модулирующего сигнала $U_M = mU_{m0}$ (см. рис. 2.13,в), действующего на входе:

$$K_{\text{АД}} = \frac{kK_{\phi} m U_{m0}^2}{m U_{m0}} = kK_{\phi} m U_{m0}.$$

(2.29)

Как видим из соотношений (2.28) и (2.29), КГИ квадратического амплитудного демодулятора пропорциональна глубине модуляции m , а коэффициент передачи – уровню несущей U_{m0} . Это и понятно, так как огибающая АМ сигнала (2.25) (см. рис. 2.13,в), имеющая исходно одинаковые

амплитуды положительной и отрицательной полуволн $\left(U_M^+ = |U_M^-| \right)$, в квадратическом демодуляторе из-за нелинейного (квадратического) преобразования приобретает разные амплитуды $\left(U_M^+ > |U_M^-| \right)$ (см. рис. 2.13,г), что и порождает ее гармонические искажения.

Если на вход демодулятора подать сигнал (2.25) без модуляции $U_c(t) \Big|_{m=0} = U_{m0} \cos \omega_0 t$, то его выходной сигнал (2.27)

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) \Big|_{m=0} = \frac{kK_{\phi} U_{m0}^2}{2} \quad (2.30)$$

может служить мерой для определения мощности уровня несущей данного сигнала. Соотношение (2.30) будет пригодно и для определения мощности несущей АМ сигнала (2.25), если частоту среза ФНЧ 2 в демодуляторе (см. рис. 2.12) обеспечить намного меньше модулирующей частоты Ω $\left(f_c \ll \frac{\Omega}{2\pi} \right)$.

2.5. Методы реализации перемножителей сигналов

2.5.1. Отличительные особенности методов

Основными методами, используемыми при реализации ПС, являются следующие:

1. Методы, основанные на изменении крутизны S или проводимости G усилительных элементов, которые наиболее приемлемы для реализации в виде ПИС на базе ДУ.

2. Методы, основанные на логарифмировании и антилогарифмировании сигналов, позволяющие получить широкий ДД перемножения.

3. Методы, основанные на использовании времяамплитудного преобразования сигналов, которые работают на относительно низких частотах.

При практической реализации иногда первые две группы методов используются совместно в одной конструкции, при этом достигается линеаризация характеристик ПС с расширением ДД входных сигналов. Примером такого совместного применения методов при проектировании ПС является ИС типа К525ПС1, К525ПС3.

2.5.2. Аналоговый перемножитель на основе логарифмирования и антилогарифмирования сигналов

Реализация аналогового ПС, основанного на использовании операций логарифмирования и антилогарифмирования сигналов, представлена на рис. 2.14. Здесь для получения требуемых передаточных функций используется ВАХ эмиттерного перехода БТ в режиме КЗ коллекторного перехода, которая аппроксимируется соотношением (1.255). Режим КЗ коллекторных переходов БТ1 и БТ2 обеспечивается за счет бесконечно малой разности потенциалов между входами ОУ1 и ОУ2.

Напряжение на эмиттерном переходе, как следует из соотношения (1.255),

$$U_{бэ} = \varphi_T \ln \frac{I_{э}}{I_{э0}} = M \lg \frac{I_{э}}{I_{э0}}, \quad (2.31)$$

где $M = \varphi_T \ln 10$ – множитель, учитывающий различия в основаниях натурального и десятичного логарифмов и φ_T (1.256); при нормальных условиях $M \approx 60$ мВ.

В логарифмическом усилителе канала преобразователя напряжения U_{c1} ток эмиттера БТ1 соответствует току I_1 , протекающему через резистор R_1 под воздействием анализируемого сигнала:

$$-I_{э1} = I_1 = \frac{U_{c1}}{R_1}, \quad (2.32)$$

а выходное напряжение ОУ1 в этом же канале соответствует напряжению $U_{бэ.1}$ (2.31), причем с учетом полярности включения БТ1 оно имеет отрицательный знак:

$$U_{\text{вых.1}} = -U_{бэ1} = -M \lg \frac{-I_{э1}}{I_{э0}} = -M \lg \frac{U_{c1}}{R_1 I_{э0}} \approx -M \lg U_{c1}. \quad (2.33)$$

Выходное напряжение ОУ2 для канала преобразования напряжения U_{c2} можем записать по аналогии с выражениями (2.33) и (2.32)

$$U_{\text{вых.2}} = -M \lg U_{c2}. \quad (2.34)$$

Напряжение на выходе инвертирующего сумматора, построенного ОУ3 с одинаковыми по номиналу резисторами в цепи ООС, с учетом соотношений (2.33) и (2.34) приобретает вид

$$U_{\text{вых}\Sigma} = M \lg U_{c1} + M \lg U_{c2} = M \lg U_{c1} U_{c2}. \quad (2.35)$$

В антилогарифмирующем усилителе, выполненном на ОУ4 (см. рис. 2.14), осуществляется обратное преобразование сигналов также с помощью ВАХ эмиттерного перехода БТЗ. Так как на основании уравнения (2.31)

$$I_{\text{э3}} = I_{\text{э0}} 10^{U_{\text{бэ3}}/M}, \quad (2.36)$$

а напряжение на БТЗ соответствует выходному напряжению (2.35) сумматора

$$U_{\text{бэ3}} = M \lg U_{c1} U_{c2},$$

то выходное напряжение ПС в целом, образуемое на резисторе обратной связи $R_{\text{ос}}$ при протекании тока эмиттера БТЗ (2.36),

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{ос}} R_{\text{ос}} = -I_{\text{э3}} R_{\text{ос}} 10^{\lg U_{c1} U_{c2}} = -I_{\text{э3}} R_{\text{ос}} U_{c1} U_{c2}. \quad (2.37)$$

Как видно из полученного выражения (2.37), выходное напряжение ПС с точностью до постоянного коэффициента равно произведению входных сигналов.

Для высокоточного преобразования сигналов используют специально подобранные полупроводниковые элементы (диоды, транзисторы), так называемые модули, работающие в различных диапазонах токов. Высококачественный полупроводниковый БТ обладает точной логарифмической функцией в интервале изменения тока эмиттера до 4–6 декад.

Рассмотренный ПС может быть реализован в едином технологическом цикле в виде полупроводниковой ИС со стабильными характеристиками.

2.5.3. Перемножители сигналов на основе полевых транзисторов

Реализация ПС в виде амплитудного модулятора на основе первой группы методов показана на рис. 2.15,а. Здесь в качестве управляемого параметра используется проводимость канала ПТ, характеристика которой в режиме управляемой проводимости аппроксимируется выражением (1.232).

Пусть на один вход (в цепь стока ПТ) подается относительно высокочастотный (несущий) сигнал $U_{c1}(t)$, а на второй (в цепь затвора ПТ) посредством инвертирующего сумматора на ОУ2 с единичным коэффициентом передачи – низкочастотный (модулирующий) $U_{c2}(t)$ и постоянная составляющая напряжения U_0 :

$$U_{c1}(t) = U_{m1} \cos \omega_0 t, \quad (2.38)$$

$$U_{c2}(t) = U_{m2} \cos \Omega t, \quad (2.39)$$

$$U_0 = -\frac{U_{\text{зи.отс}}}{2}, \quad (2.40)$$

где U_{m1} , U_{m2} и ω_0 , Ω – амплитуды и частоты соответственно несущего и модулирующего сигналов.

Принимая во внимание (1.232), (2.38)–(2.40) и учитывая, что между затвором и истоком ПТ действует напряжение $U_{\text{зи}} = -[U_0 + U_{c2}(t)]$, для выходного напряжения амплитудного модулятора (ОУ1) в соответствии с (1.234) можно записать:

$$U_{\text{вых}} = -U_{c1}(t) R \frac{G_{\text{макс}}}{2} \left(1 + \frac{2U_{c2}(t)}{U_{\text{зи.отс}}} \right), \quad (2.41)$$

или

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= -\frac{G_{\text{макс}} R}{2} U_{m1} \cos \omega_0 t \left(1 + \frac{2U_{m2}(t)}{U_{\text{зи.отс}}} \cos \Omega t \right) = -U_{m0} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t \quad (2.42) \\ &= -U_{m0} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \end{aligned}$$

где U_{m0} и m – амплитуда несущей и глубина модуляции получаемого АМ колебания;

$$U_{m0} = \frac{G_{\text{макс}} R}{2} U_{m1}, \quad (2.43)$$

$$m = \frac{U_{m2}}{U_{\text{зи.отс}}/2}. \quad (2.44)$$

Для исследования спектрального состава АМ колебаний формулу (2.42) целесообразно заменить выражением (2.20), содержащим всего лишь три составляющих. Реально спектр (рис. 2.15,б) АМ сигнала модулятора помимо трех основных частот (2.20) содержит ряд других составляющих, отстоящих от

несущей частоты ω_0 на величину, кратную частоте Ω модулирующего сигнала, что связано в основном с нелинейностью характеристики (1.232) ПТ.

Применяя линеаризацию выходной характеристики ПТ, как в МП, представленных на рис. 1.49, можно существенно снизить уровень мешающих сигналов в этом спектре.

Для превращения амплитудного модулятора в БМ необходимо предусмотреть устройство компенсации несущей в АМ колебании (2.42). Таким устройством может явиться инвертирующий сумматор на ОУЗ (рис. 2.16). Выходное напряжение БМ (см. рис. 2.16) можно получить в следующем виде, если учесть, что выходное напряжение ОУ1 $U'_{\text{ВЫХ}}$ соответствует (2.41):

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U'_{\text{ВЫХ}} \frac{R_{\text{OC}}}{R_2} - U_{\text{C1}}(t) \frac{R_{\text{OC}}}{R_1} = \left(\frac{G_{\text{МАКС}} R R_{\text{OC}}}{2R_2} - \frac{R_{\text{OC}}}{R_1} \right) U_{\text{C1}}(t) + \frac{G_{\text{МАКС}} R R_{\text{OC}}}{U_{\text{ЗИ.ОТС}} R_2} U_{\text{C1}}(t) U_{\text{C2}}(t). \quad (2.45)$$

Уровень несущей в АМ колебании исключается при условии

$$\frac{G_{\text{МАКС}} R R_{\text{OC}}}{2R_2} - \frac{R_{\text{OC}}}{R_1} = 0.$$

Отсюда

$$\frac{R}{R_2} = \frac{2}{G_{\text{МАКС}} R_1}. \quad (2.46)$$

Подставляя соотношения (2.46) в уравнение (2.45), получаем:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{2R_{\text{OC}}}{U_{\text{ЗИ.ОТС}} R_1} U_{\text{C1}}(t) U_{\text{C2}}(t) = \frac{L}{U_{\text{ЗИ.ОТС}}} U_{\text{C1}}(t) U_{\text{C2}}(t), \quad (2.47)$$

где

$$L = \frac{2R_{\text{OC}}}{R_1}. \quad (2.48)$$

Если величину L (2.48) в (2.47) принять численно равной напряжению отсечки ПТ, то тогда БМ превратится в идеальный четырехквadrантный ПС с единичным масштабным коэффициентом

$$U_{\text{ВЫХ}} = \left[B^{-1} \right] U_{\text{C1}}(t) U_{\text{C2}}(t) \quad (2.49)$$

и в спектре сигнала (2.49) будут содержаться только две составляющие с частотами $(\omega_0 - \Omega)$ и $(\omega_0 + \Omega)$:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{m1}U_{m2}}{2} [\cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t]. \quad (2.50)$$

Реально в спектре (2.50) будут иметь место и другие спектральные составляющие, в том числе и частично нескомпенсированная несущая.

Полученный четырехквadrантный ПС может быть использован в режиме идеального квадратора, выходное напряжение которого при подключенных сигнальных входах к источнику модулирующего напряжения (2.39), в отличие от (2.24),

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{C2}^2(t) = U_{m2}^2 \cos^2 \Omega t = \frac{U_{m2}^2}{2} (1 + \cos 2\Omega t), \quad (2.51)$$

и, как видно из выражения (2.51), содержит постоянную составляющую и вторую гармонику входного сигнала. Последнее обстоятельство может быть использовано для умножения частоты.

Одним из основных недостатков ПС данной группы (см. рис. 2.15,а и 2.16) является температурная зависимость операции перемножения сигналов из-за температурной нестабильности характеристик проводимости канала применяемых ПТ, устраняемая путем использования двух идентичных по параметрам ПТ, как в схемах МП, представленных на рис. 1.49,в и г. Данные МП, как отмечено в п. 1.7.1, действительно способны в соответствии с (1.246) и (1.252) выполнять функции ПС.

2.5.4. Времяамплитудный перемножитель сигналов

Принцип действия данного вида ПС основан на использовании модуляции прямоугольных импульсов (рис. 2.17) по амплитуде и длительности под влиянием управляющих сигналов U_x и U_y с последующим их интегрированием (вычислением площади) с помощью интегратора.

Реализация ПС, основанного на использовании времяамплитудного преобразования [20, 21], представлена на рис. 2.18, а диаграммы его работы – на рис. 2.19. В данном ПС необходимо создать прямоугольное напряжение, среднее значение которого зависит от обоих входных сигналов U_x и U_y . Для этого используется напряжение U_1 треугольной формы с амплитудой U_0 (рис. 2.19,а), вырабатываемое соответствующим генератором 1, которое сравнивается с одним из входных сигналов U_y в компараторе 2 (см. рис. 2.18). Формируемое асимметричное прямоугольное напряжение U_2 (рис. 2.19,б) имеет коэффициент заполнения периода, определяемый амплитудой и полярностью напряжения U_y :

$$\frac{T_1}{T} = \frac{U_0 - U_y}{2U_0}; \quad \frac{T_2}{T} = \frac{U_y + U_0}{2U_0}.$$

Это прямоугольное напряжение, в свою очередь, управляет электронным ключом 3 (см. рис. 2.18). Когда ключ закрыт на сумматор 5 через резистор R с ОУ 4 поступает сигнал $-U_x$, а когда открыт – сигнал $-U_x$ и через сопротивление $R/2 = R/4 + R/4$ напряжение U_x . Среднее значение выходного напряжения ОУ 5 U_5 (рис. 2.19,в) пропорционально произведению сигналов U_x и U_y , так как амплитуда этого напряжения равна $\pm U_x$, а коэффициент заполнения его периода пропорционален U_y . После усреднения ФНЧ 6 результирующее напряжение $U_{\text{вых}}$ равно произведению входных сигналов с определенным масштабным коэффициентом:

$$U_{\text{вых}} = U_x \frac{T_2}{T} - U_x \frac{T_1}{T} = U_x \left[\frac{U_y + U_0}{2U_0} - \frac{U_0 - U_y}{2U_0} \right] = \frac{U_x U_y}{U_0}. \quad (2.52)$$

Погрешность данного вида ПС существенно зависит от линейности, симметричности и остроты пиков треугольного напряжения. Резисторы в цепях обратной связи ОУ 4 и 5 должны быть точно подобраны с учетом последовательного сопротивления электронного ключа. Напряжение разбаланса на выходе компаратора 2 будет приводить к появлению напряжения ошибки, складывающегося с U_y . Критическим фактором является также время переключения напряжения U_5 со значения $+U_x$ на значение $-U_x$, которое должно быть мало по сравнению с периодом T. Это условие накладывает строгое ограничение на верхний предел рабочей частоты напряжения (2.52), а следовательно, и на ширину полосы пропускания ПС.

3. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ВЗАИМНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ АНАЛОГОВОЙ И ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

3.1. Системы сбора и распределения данных

На современном этапе развития техники все больший объем информации обрабатывается в цифровом виде. Преобразование аналоговых сигналов в цифровую форму производится с помощью АЦП. Обратное преобразование информации осуществляется с помощью цифроаналоговых преобразователей (ЦАП), которые по технической реализации проще АЦП.

Для преобразования аналоговой величины в цифровой код требуется вполне определенное время. В связи с этим при быстроизменяющихся аналоговых сигналах необходимо производить выборку с последующим запоминанием информации на время преобразования. Устройство, осуществляющее данную операцию, получило название УВХ.

Аналоговые сигналы, подлежащие преобразованию в цифровой код, получают обычно с помощью различного рода датчиков, выходные напряжения которых могут содержать избыточную неинформативную (шумовую) составляющую, подлежащую исключению различными способами, например фильтрами-формирователями. Более того, в ССД, как правило, имеется ряд датчиков, сигналы от которых необходимо преобразовать последовательно или параллельно во времени. При последовательном преобразовании используют специальные многоканальные коммутаторы – мультиплексоры, с помощью которых сигналы от датчиков по команде передаются на выход для последующей обработки.

В соответствии с изложенным, один из вариантов простейшей ССД последовательного типа (рис. 3.1) включает мультиплексор 1, УВХ 2, АЦП 3 и программное устройство 4. Получаемый цифровой код вводится в ЭВМ 5. В зависимости от назначения ССД иногда приходится применять столько УВХ, сколько имеется датчиков, тогда УВХ и мультиплексор меняют местами.

После обработки цифровых сигналов в ЭВМ необходимо вернуть результат обработки в привычную аналоговую форму и затем раздать информацию потребителю. Данная операция осуществляется с помощью системы распределения данных, в состав которой обычно входят последовательно соединенные ЦАП и демультимплексор, которые управляются программным устройством.

Демультимплексор представляет собой многоканальный коммутатор, распределяющий по определенной программе входные сигналы на ряд своих выходов, и, по существу, реализующий обратную функцию, выполняемую мультиплексором.

Для осуществления рассмотренных функций преобразования и обработки информации требуются ИС как прямого преобразования аналоговых величин в соответствующий им цифровой эквивалент, так и обратного преобразования цифровых данных в пропорциональные аналоговые уровни.

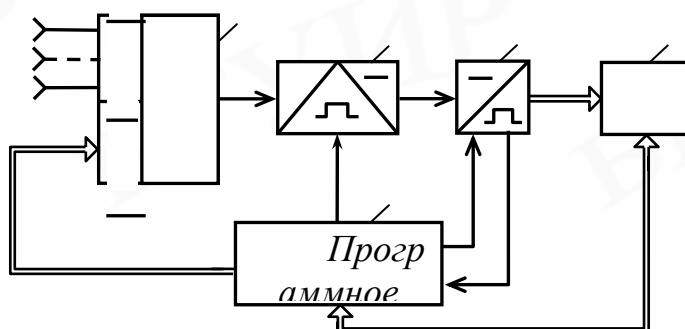


Рис. 3.1. Вариант структурной схемы системы сбора данных

Схемы общего применения, например ОУ, не всегда пригодны для непосредственного сопряжения с цифровыми устройствами, так как для реализации данного специфического режима требуется большое количество внешних элементов. Одновременно с этим из-за однородности вычислительных устройств одни и те же узлы повторяются в них многократно, что вызывает необходимость их стандартизации. Существует различная номенклатура ИС, предназначенных для взаимного преобразования аналоговой и цифровой информации. Первыми из таких ИС, которые оказались доминирующими в данной области, являются интегральные компараторы и аналоговые ключи (коммутаторы).

3.2. Интегральные компараторы сигналов

Дифференциальные компараторы сигналов – это специализированные ОУ с дифференциальным входом и одиночным или парафазным цифровым выходом. Входной каскад компаратора работает в линейном режиме, а выходной – в нелинейном (релейном) режиме. На выходе компаратора формируются сигналы: «1», если разность входных сигналов меньше (больше) напряжения срабатывания компаратора, или «0», если эта разность превышает (не превышает) порога срабатывания.

Формируемый перепад напряжений на выходе компаратора обычно достаточен для управления цифровыми ИС. Таким образом, компаратор является простейшей аналого-цифровой ИС с выходным сигналом 1 бит.

Принципиальное отличие компаратора от ОУ состоит в том, что первый предназначен для работы в ключевом режиме без обратной связи, а второй – почти всегда с обратной связью в линейном режиме. В связи с этим АЧХ ОУ реализуется такой, чтобы обеспечить определенный запас устойчивости (см. п. 1.1.2) с ООС для предотвращения самовозбуждения. Это приводит к сокращению площади усиления (полосы пропускания) f_c (1.6), снижению скорости нарастания выходного напряжения v (1.10) и увеличению времени установления $t_{уст}$ (см. п. 1.1.3). В компараторе таких ограничений не

существует, так как он работает без обратной связи, что позволяет получить весьма высокое быстродействие.

Основные параметры компараторов: чувствительность, определяемая погрешностью, с которой компаратор может различать анализируемый и опорный сигналы; быстродействие или скорость отклика, характеризуемые задержкой срабатывания и временем нарастания выходного сигнала; нагрузочная способность, мерой которой является число одновременно подключаемых входов цифровых ИС, не нарушающее функционирование компаратора.

Существует единый тест для определения качества работы компараторов: на инвертирующий вход подают 100 мВ эталонного (опорного) напряжения, а на неинвертирующий вход – сначала нулевой, а затем скачком уровень сигнала 100 мВ с некоторым приращением ΔU , равным, например, 5 мВ. Время задержки включения $t_{зд}$ обычно определяют по уровню выходного напряжения в 1,4 В, соответствующему порогу срабатывания цифровых ИС.

На рис. 3.2 представлена типичная зависимость времени задержки включения $t_{зд}$ от величины дифференциального сигнала на входе $\Delta U_{вх}$ быстродействующего стробируемого компаратора напряжения типа 521СА4 [22] при опорном напряжении $U_0 = 100$ мВ на первом входе.

Лучшие современные сверхскоростные компараторы характеризуются временем задержки включения в несколько наносекунд. Для компаратора типа КМ597СА1, совместимого с цифровыми ИС на основе эмиттерно-связанной логики с изоляцией р-п-переходами, время $t_{зд} \leq 6,5$ нс [22]. Транзисторы данного компаратора всегда работают в линейном режиме и не входят в насыщение, что обеспечивает предельное быстродействие.

Компараторы применяются в качестве пороговых устройств в схемах автоматики, высокоскоростных АЦП и ЦАП, индикаторах момента превышения сигналом установленного уровня, дискриминаторах уровня, пороговых и пиковых детекторах коротких импульсов и т.д. [5].

Компараторы с повышенной нагрузочной способностью могут быть использованы в устройствах с широтно-импульсной модуляцией, ключевых стабилизаторах, преобразователях напряжения и т. д.

На рис. 3.3,а показано включение двойного дифференциального компаратора К554СА1 по схеме селектора амплитуды. В этой ИС выходы двух отдельных компараторов совмещены по логике ИЛИ на эмиттерных повторителях. В связи с этим при подаче на входы данного компаратора двух опорных напряжений U_{01} и U_{02} и линейно изменяющего напряжения $U_c(t)$ так, как это показано на рис. 3.3, напряжение нулевого уровня на его выходе образуется тогда (рис. 3.3,б), когда исследуемый сигнал $U_c(t)$ будет находиться в интервале между уровнями опорных напряжений. При необходимости получения единичного сигнала при данных условиях можно использовать логический инвертор (элемент НЕ).

3.3. Аналоговые коммутаторы, мультиплексоры и демультимплексоры

Электронный аналоговый коммутатор (АК) – это высокоскоростное устройство коммутации аналоговых сигналов от источника на нагрузку с малыми искажениями.

Идеальный АК обладает малым сопротивлением в режиме «включено» ($r_{\text{вкл}}$) и большим сопротивлением в режиме «выключено» ($R_{\text{выкл}}$). В нем отсутствует влияние управляющего напряжения на цепь коммутируемого сигнала.

В реальных АК $r_{\text{вкл}}$ колеблется от единиц ом до единиц килоом, $R_{\text{выкл}}$ – от десятков до сотен мегаом. У некоторых типов АК присутствует напряжение на выходе при отсутствии сигналов на входе (напряжение смещения нуля в АК на БТ).

На рис. 3.4 показан биполярный интегральный прерыватель типа 101КТ1. В этих прерывателях имеются два идентичных БТ типа n-p-n, которые обеспечивают компенсацию напряжений смещения нуля (включены последовательно–встречно, коллекторы объединены).

Значительное распространение в настоящее время получили АК на ПТ, которые управляются напряжением и пригодны для коммутации как тока, так и напряжения.

АК на ПТ управляются напряжением с амплитудой до 10 В, а выходные уровни сигналов от стандартной транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) ИС имеют 0,3...3,0 В, что требует применения схем согласования уровня.

Стандартный АК типа 284КН1 (рис. 3.5) снабжен схемой управления. Он представляет собой комбинацию последовательно-параллельного и последовательного ключей, образующих Т-образную схему (рис. 3.6). При этом последовательные ключи Т1 и Т2 выполнены на ПТ с обедняемым n-каналом (рис. 3.5,б), а параллельный ключ Т3 – на БТ n-p-n–транзисторе, которые работают противофазно.

Управление ключами происходит следующим образом. При подаче на БТ Т3 положительного импульса он открывается и от генератора тока ГТ через резистор R протекает ток, создавая между затвором и истоком ПТ Т1 и Т2 отрицательное напряжение, перекрывающее их каналы. Ключи на Т1 и Т2 закрываются. При снятии управляющего импульса ключ на Т3 закрывается, и ток через резистор прекращается. Ключи на ПТ открываются.

Когда последовательные ключи Т1 и Т2 открыты, параллельный ключ Т3 не влияет на работу АК, так как его сопротивление велико по сравнению с

сопротивлением открытых ключей. После запираания последовательных ключей параллельный ключ отпирается и шунтирует цепь паразитного сигнала, обусловленного паразитными емкостями C_M сопротивлением открытого параллельного ключа (см. рис. 3.6). При этом на первый ключ воздействует существенно уменьшенный уровень сигнала.

Наибольший интерес представляют ПТ структуры металл–окисел–полупроводник (МОП) для использования их в качестве АК. Это обусловлено большой величиной входного сопротивления (до 10^{15} Ом) для сигнала любой полярности, что обеспечивает хорошую развязку между коммутируемой и управляющей цепями.

В полупроводниковом исполнении наиболее часто применяются МОП-транзисторы с обогащаемым р-каналом (рис. 3.7,б). Например, АК серий 190 и 168 позволяют коммутировать напряжения до 25 В.

На рис. 3.7,а представлен четырехканальный переключатель типа 168КТ2, частота коммутации которого до 1 МГц.

Недостатки данных серий ИС связаны с трудностью сопряжения их с цифровой ТТЛ (требуются большие напряжения для отпираания ключей).

Эта трудность устранена в двухканальном МОП-переключателе типа 143КТ1 (рис. 3.8,а), в котором канал состоит из ключа и схемы управления. Эта ИС содержит схему согласования, обеспечивающую сопряжение уровней ТТЛ ИС с входными уровнями МОП-транзисторов с обедняемым р-каналом (рис. 3.8,б), и логический усилитель с двухтактным выходом для обеспечения быстрого разряда и заряда выходной емкости МОП-переключателя.

Широкое применение микропроцессоров, схем ЦАП и АЦП, производящих обработку информации от нескольких датчиков с разделением во времени, обусловили развитие ИС многоканальных АК–мультиплексоров со встроенными цифровыми схемами управления, позволяющими осуществлять последовательный и адресный опрос каналов.

Количество каналов АК, содержащихся в одной ИС, ограничивается числом выводов корпуса. При кодовом управлении АК сокращается число выводов, занятых сигналами управления, что позволяет получить большее число каналов в одной ИС. Например, ИС типа К590КН1, выполненная в стандартном корпусе (16 выводов) на основе МОП-транзисторов с обогащаемым р-каналом, представляет собой восьмиканальный АК, управляемый трехразрядным двоичным кодом. Эта ИС имеет дополнительный вход «разрешение», с помощью которого осуществляется управление по принципу «включено–выключено». При подаче на этот вход «логического нуля» АК закрывается, а при подаче «логической единицы» – открывается тот канал, номер которого соответствует двоичному числу, поданному на управляющие входы.

Лучшие технические характеристики АК достигаются на комплементарных (дополняющих) МОП-транзисторах (КМОП-структуры). Независимость сопротивления открытого ключа от направления и уровня

протекающего через него тока, получаемая в этих структурах, позволяет строить многоканальные мультиплексоры–демультиплексоры как для аналоговых, так и для цифровых сигналов.

На рис. 3.9,а показано обозначение ИС типа 564КП2, представляющей собой восьмиканальный мультиплексор аналого-цифровых сигналов, АК которой выполнены на основе двунаправленных КМОП-транзисторов (рис. 3.9,б). Выборка отдельного канала в этой ИС осуществляется так же, как и в предыдущей схеме, заданием соответствующего двоичного кода на управляющих входах при разрешающем сигнале на входе V_0 в виде «логического нуля».

Широкое распространение получили ИС ключей и коммутаторов на КМОП-структурах серий К590, КР590 и К591. Технические характеристики АК данных серий приведены в [19,22].

Одним из быстродействующих АК можно считать ИС типа КР590КН8 – четырехканальный ключ с временем включения, не превышающим 5 нс.

Шестнадцатиканальный АК типа К591КН1 позволяет производить как адресную, так и последовательную выборку каналов. Эта ИС выполнена в прямоугольном керамическом корпусе с 32 выводами.

3.4. Устройства выборки-хранения информации

3.4.1. Устройство выборки-хранения информации как схемотехнический элемент

Устройства выборки-хранения информации предназначены для осуществления высокоточного запоминания быстроизменяющихся аналоговых сигналов. Применяются для построения АЦП, работающих со многими источниками сигналов, которые присоединяются через АК. Данные устройства применяются и для параллельного съема (запоминания) информации с последовательным анализом.

В ЦАП передача информации на общую нагрузку может осуществляться также посредством УВХ.

Принцип действия УВХ 1 в составе АЦП (рис. 3.10,а) можно пояснить с помощью диаграмм, представленных на рис. 3.10,б–д. Из-за ограниченной скорости работы АЦП необходимо на некоторое время запомнить информацию, отключая анализируемый сигнал $U_c(t)$ (рис. 3.10,б) от преобразователя на момент начала преобразования. Под влиянием управляющих импульсов U_y (рис. 3.10,в), вырабатываемых генератором 2 импульсов, УВХ 1 открывается,

воспринимая ту информацию, которая присутствует на его входе. По окончании управляющего импульса УВХ 1 переходит в режим хранения накопленной информации, при этом его выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ (рис. 3.10,г) подается на один из входов компаратора 3, ко второму входу которого подводится линейно нарастающее напряжение от генератора 4. В течение времени, пока хранимое напряжение превышает линейно нарастающее, на выходе компаратора 3 образуется импульс (см. рис. 3.10,а), который посредством элемента 5 И (рис. 3.10,д) заполняют импульсами опорной частоты, вырабатываемых генератором 6. Получаемое количество импульсов N (см. рис. 3.10,а) за интервал времени, пропорциональный амплитуде исследуемого сигнала на момент начала преобразования, преобразовывается в цифровой код с помощью счетчика 7.

При поступлении очередного управляющего импульса УВХ открывается снова и перезаписывает информацию на своем накопительном элементе, и процессы в АЦП (см. рис. 3.10,а) повторяются.

Рассматриваемые УВХ могут быть реализованы на различных элементах, однако при схемотехническом проектировании данных устройств наибольшее применение находят ПТ и ОУ. Для УВХ с ПТ характерным является то, что они могут производить операцию выборки-хранения информации не только для увеличивающихся, но и для уменьшающихся сигналов. Разряд накопительного элемента во время выборки происходит через открытый АК до уровня выборки. Схемы, которые снабжены устройством принудительного разряда конденсатора, получили название схем выборки-хранения-сброса.

3.4.2. Схемотехника и способы улучшения технических характеристик

Простейший вариант реализации УВХ и его эквивалентные схемы замещения представлены на рис. 3.11. При замыкании АК (рис. 3.11,а) под действием управляющего сигнала U_y в виде прямоугольного импульса происходит относительно быстрый заряд конденсатора C от источника анализируемого сигнала $U_c(t)$ через резистор R_1 и малое сопротивление открытого АК $r_{\text{вкл}}$. Конденсатор C , включенный в цепь ООС ОУ, заряжается с постоянной времени τ_3 .

При размыкании АК ($R_{\text{выкл}}$) делитель, состоящий из резисторов R_1 и R_2 , отключается от ОУ и постоянная времени разряда τ_p конденсатора существенно увеличивается, что и определяет достаточно длительное время хранения $t_{\text{хр}}$ информации на выходе ОУ, которая в данной схеме приобретает противоположную полярность относительно исходного сигнала $U_c(t)$.

Постоянные времени заряда τ_3 и разряда τ_p можно определить по эквивалентной схеме замещения УВХ (рис. 3.11,б), пересчитав ее параметры к входу ОУ (рис. 3.11,в).

Эквивалентные активные составляющие входного сопротивления $R_{ВХ.ВКЛ}$, $R_{ВХ.ВЫКЛ}$ (см. рис. 3.11,в) оценим по току I_r (см. рис. 3.11,б), протекающему через сопротивления АК в открытом ($r_{ВКЛ}$) и закрытом ($R_{ВЫКЛ}$) состояниях, а эквивалентную входную емкость $C_{ВХ}$ – по току I_C , протекающему через конденсатор C под влиянием тока I эквивалентного генератора тока, образующего напряжение U между входами ОУ, который считается идеальным за исключением коэффициента передачи K_0 .

Для эквивалентной входной емкости, увеличивающейся благодаря проявлению в данной схеме эффекта Миллера, можем записать:

$$j\omega C_{ВХ} = \frac{I_C}{U} = \frac{U - U_{ВЫХ}}{U} j\omega C = (1 + K_0)j\omega C,$$

где $U_{ВЫХ}$ – выходное напряжение ОУ; $U_{ВЫХ} = -K_0 U$.

Отсюда

$$C_{ВХ} = (1 + K_0)C. \quad (3.1)$$

Эквивалентное входное сопротивление в режиме заряда УВХ

$$R_{ВХ.ВКЛ} = \frac{U}{I_r} = \frac{U r_{ВКЛ}}{U - U'} = \frac{r_{ВКЛ}}{1 - U'/U}. \quad (3.2)$$

Напряжение, действующее в точке соединения сопротивлений R_1, R_2 и $r_{ВКЛ}$,

$$U' = \frac{U_{ВЫХ} (r_{ВКЛ} \parallel R_1)}{R_2 + (r_{ВКЛ} \parallel R_1)} = - \frac{K_0 U}{1 + R_2/R_1 + R_2/r_{ВКЛ}}$$

позволяет найти в соответствии с (3.2)

$$R_{ВХ.ВКЛ} = \frac{r_{ВКЛ}}{1 + K_0 / (1 + R_2/R_1 + R_2/r_{ВКЛ})}. \quad (3.3)$$

Производя замену $r_{ВКЛ}$ на $R_{ВЫКЛ}$ в (3.3), записываем эквивалентное входное сопротивление в режиме разряда УВХ:

$$R_{ВХ.ВЫКЛ} = \frac{R_{ВЫКЛ}}{1 + K_0 / (1 + R_2/R_1 + R_2/R_{ВЫКЛ})}. \quad (3.4)$$

В соответствии с полученными данными (3.1), (3.3) и (3.4) соотношения для постоянных времени заряда и разряда накопительного элемента УВХ приобретают вид

$$\tau_3 = C_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ.ВКЛ}} = \frac{r_{\text{ВКЛ}} C(1 + K_0)}{1 + K_0 / (1 + R_2 / R_1 + R_2 / r_{\text{ВКЛ}})}, \quad (3.5)$$

$$\tau_p = C_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ.ВЫКЛ}} = \frac{R_{\text{ВЫКЛ}} C(1 + K_0)}{1 + K_0 / (1 + R_2 / R_1 + R_2 / R_{\text{ВЫКЛ}})}. \quad (3.6)$$

Обычно выполняются условия: $r_{\text{ВКЛ}} \ll R_2 \ll R_{\text{ВЫКЛ}}$ и $\frac{R_2}{r_{\text{ВКЛ}}} \gg \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \gg \frac{R_2}{R_{\text{ВЫКЛ}}}$, тогда запись постоянных времени (3.5) и (3.6) упрощается:

$$\tau_3 = \frac{r_{\text{ВКЛ}} C(1 + K_0)}{1 + r_{\text{ВКЛ}} K_0 / R_2}, \quad (3.7)$$

$$\tau_p = \frac{R_{\text{ВЫКЛ}} C(1 + K_0)}{1 + R_1 K_0 / (R_1 + R_2)}. \quad (3.8)$$

Если $\frac{r_{\text{ВКЛ}} K_0}{R_2} \gg 1$ и $\frac{R_1 K_0}{R_1 + R_2} \gg 1$, то постоянные времени (3.7) и (3.8) приобретают удобный для практического использования вид

$$\tau_3 = R_2 C \quad (3.9)$$

и

$$\tau_p = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R_{\text{ВЫКЛ}} C. \quad (3.10)$$

Качество любого УВХ определяется скоростью изменения фиксируемого напряжения:

$$\frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial t} = \frac{I_p}{C}, \quad (3.11)$$

где I_p – суммарный ток разряда накопительного конденсатора C . Он складывается из токов утечки конденсатора, АК и входного тока ОУ. При проектировании УВХ стремятся этот ток уменьшать всевозможными приемами.

При заданном токе разряда изменение выходного напряжения УВХ (3.11) можно уменьшить путем увеличения емкости C . Однако это приводит к ухудшению одного из важнейших параметров УВХ – времени установления $t_{уст}$, которое характеризует, как долго при самых неблагоприятных условиях длится процесс заряда конденсатора с заданным уровнем допуска с момента подачи управляющего импульса. Для уменьшения времени установления $t_{уст}$ необходимо работать с низкоомным источником сигнала или предусматривать в схеме УВХ повторитель сигналов, например на основе ОУ (см. рис. 1.25). При использовании в качестве АК ПТ, в момент запираания из-за конечной величины его емкости затвор–сток $C_{зс}$, отбирается часть заряда с накопительного конденсатора, что определяет погрешность фиксации напряжения [21]:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{C_{зс}}{C} \Delta U_y. \quad (3.12)$$

С целью снижения погрешности (3.12) до величины примерно в 0,1% необходимо выбирать емкость накопительного конденсатора не менее 1 нФ.

Другим важным параметром УВХ является время запаздывания [21] (апертурная задержка) t_z , которое определяется временем задержки между моментом снятия управляющего напряжения и фактическим запираанием последовательного АК. Эта задержка подвержена значительным флуктуациям, которые определяют ошибку запаздывания Δt_z , при этом момент фиксации напряжения оказывается неопределенным. Данная ошибка тем меньше, чем круче фронты управляющего импульса.

Более совершенной является схема УВХ, показанная на рис. 3.12, напоминающая ПН амплитудных значений (см. рис. 1.48,б). В этой схеме влияние напряжения смещения нуля ОУ2 сводится практически к нулю благодаря использованию общей ООС с выхода ОУ2 на вход ОУ1. Когда АК открыт, выходное напряжение ОУ2 устанавливается таким, при котором выполняется условие: $U_{\text{вых1}} = U_c(t)$.

Напряжение смещения, возникающее из-за наличия АК и ОУ2, сводится к нулю. Диоды Д1 и Д2 в этом состоянии закрыты, так как разность напряжений $U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых}}$ (см. рис. 3.12), равная указанному напряжению смещения, достаточно мала.

При запираании АК выходное напряжение УВХ остается практически неизменным. Резистор R и диоды Д1 и Д2 предотвращают режим насыщения

ОУ1 в этом состоянии схемы, что позволяет нормировать время установления $t_{уст}$ при включении АК.

Рассмотренная схема УВХ выпускается в виде стандартной ИС типа КР1100СК2 (рис. 3.13). Для приведения этой ИС в рабочее состояние необходимо к выводу 12 подключить высококачественный конденсатор С с номиналом емкости от 20 до 1000 пФ и подать внешние напряжения в соответствии со схемой включения, показанной на рис. 3.13.

Существенно снизить влияние токов утечки АК позволяет схема УВХ, показанная на рис. 3.14. Заряд конденсатора током I_3 происходит при открытых под влиянием управляющего напряжения U_v АК на ПТ1 и ПТ2 с постоянной времени $\tau_3 = 2Cr_{вкл}$. В режиме хранения информации имеют место токи утечки через закрытые каналы ПТ1 и ПТ2, образующие ток разряда I_p , который снижает напряжение на конденсаторе С. Образующий при этом на выходе ОУ в режиме повторителя потенциал передается через резистор R_1 с номиналом примерно 100 кОм в точку соединения каналов ПТ1 и ПТ2. В результате разность потенциалов между стоком и истоком ПТ2 приближается к нулю и ток утечки практически исключается. Иначе, происходит компенсация разрядного тока I_p током I_k , при этом эквивалентное сопротивление закрытого канала ПТ2 увеличивается и его можно записать по аналогии с формулой (1.69)

$$R_{эkv} = \frac{R_{выкл}}{1 - K_{п}}, \quad (3.13)$$

где $K_{п}$ – коэффициент передачи повторителя сигнала на ОУ (1.65), который в данном случае весьма близок к единице. Реально происходит увеличение эквивалентного сопротивления канала в несколько десятков или сотен раз.

Применение резистора R_1 в данной схеме носит принципиальный характер, так как подключение напрямую выхода ОУ к точке соединения каналов ПТ1 и ПТ2 приводит к режиму короткого замыкания источника сигнала $U_c(t)$ при открытом ПТ1. Резистор R_2 , выбираемый равным по величине R_1 , улучшает симметрию схемы и при случайных перегрузках может ограничить входной ток ОУ.

Используя данный способ компенсации токов утечки АК, можно существенно улучшить и первую схему УВХ (см. рис. 3.11,а), если предусмотреть в ней дополнительный АК2 (показан штриховыми линиями), включаемый между точкой соединения резисторов R_1 и R_2 и общей шиной, работающий в противофазе с основным АК. При открытом дополнительном АК

разность потенциалов между выводами основного АК становится равной нулю (инвертирующий вход ОУ является эквипотенциальным нулем) и ток утечки через закрытый АК прекращается.

В этом случае при использовании основного и дополнительного АК с идентичными параметрами постоянная времени разряда (3.8) заметно увеличивается:

$$\tau_p^* = \tau_p \Big|_{R_1 \rightarrow r_{\text{ВКЛ}}} = \frac{R_{\text{ВЫКЛ}} C (1 + K_0)}{1 + K_0 / (1 + R_2 / r_{\text{ВКЛ}})} \approx \left(1 + \frac{R_2}{r_{\text{ВКЛ}}} \right) R_{\text{ВЫКЛ}} C, \quad (3.14)$$

что позволяет повысить точность хранения информации в УВХ.

Действительно, напряжение на выходе УВХ (см. рис. 3.11,а) в режиме хранения информации изменяется во времени по экспоненциальному закону:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ВЫХ}}(0) e^{-\Delta t / \tau_p}, \quad (3.15)$$

где $U_{\text{ВЫХ}}(0)$ – напряжение на выходе УВХ в момент перехода его в режим хранения информации; Δt – текущее время.

Из (3.15) следует погрешность хранения информации в УВХ

$$\delta U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(t)}{U_{\text{ВЫХ}}(0)} - 1 = e^{-\Delta t / \tau_p} - 1. \quad (3.16)$$

При этом выигрыш в точности хранения информации, который обеспечивает схема УВХ (см. рис. 3.11,а) с введенным дополнительным АК2 по сравнению с исходным вариантом ее реализации, оценим, сравнивая погрешность (3.16) для постоянных времен (3.10) и (3.14):

$$B = \left(e^{-\Delta t / \tau_p} - 1 \right) / \left(e^{-\Delta t / \tau_p^*} - 1 \right). \quad (3.17)$$

Для параметров схемы $R_1 = R_2 = 10^4$ Ом, $r_{\text{ВКЛ}} = 100$ Ом, $R_{\text{ВЫКЛ}} = 10^7$ Ом, $K_0 = 10^5$, $C = 10^{-9}$ Ф, $\Delta t = 0,01$ с постоянные времени разряда в соответствии с (3.10) и (3.14) $\tau_p = 0,02$ с и $\tau_p^* = 2,02$ с, а выигрыш (3.17) $B \approx 79$.

Если дополнительный АК выполнить на основе герконового реле (целесообразность его применения оправдана при анализе больших временных интервалов), сопротивление которого во включенном состоянии стремится к

нулю, то постоянная времени разряда (3.14) еще больше возрастет, так как в соответствии с (3.8)

$$\tau_P|_{R_1 \rightarrow 0} = R_{\text{выкл}} C(1 + K_0), \quad (3.18)$$

и при вышеприведенных исходных цифровых данных составит примерно 1000 с, что существенно повысит выигрыш (3.17) в точности хранения информации.

Тем не менее практическая реализация предельных возможностей данной схемы УВХ ограничена проявлением источников дрейфа параметров (1.21), (1.22) применяемого ОУ, что не позволяет достичь достаточно большого временного интервала, в том числе и (3.18), хранения информации без ее искажения.

Схемотехническая реализация УВХ [23], приведенная на рис. 3.15, способна компенсировать токи утечки не только АК, но и токи утечки через входы ОУ. В ней при замыкании АК происходит заряд конденсаторов C_1 и C_2 . Запоминание сигнала в режиме хранения информации поддерживается с высокой точностью, так как токи разряда при идентичных конденсаторах частично компенсируются без заметного искажения входного напряжения ОУ.

Однако получить более высокую точность хранения информации и в этой схеме УВХ не удастся из-за неодинаковых постоянных времени разряда накопительных конденсаторов, реализуемых при идентичных параметрах конденсаторов C_1 и C_2 ($C_1 = C_2 = C$), а также АК1 и АК2 ($r_{\text{вкл.1}} = r_{\text{вкл.2}} = r_{\text{вкл}}$, $R_{\text{выкл.1}} = R_{\text{выкл.2}} = R_{\text{выкл}}$).

Постоянные времени заряда и разряда первого и второго конденсаторов для схемы (см. рис. 3.15) можно представить следующими математическими соотношениями:

$$\tau_{31} = (R_i + R_1 + r_{\text{вкл.1}})C_1 = (R_i + R_1 + r_{\text{вкл}})C, \quad (3.19)$$

$$\tau_{32} = (R_2 \parallel R_3 + r_{\text{вкл.2}})C_2 = (R + r_{\text{вкл}})C \quad (3.20)$$

и

$$\tau_{P1} = (R_i + R_{\text{выкл.1}} + R_1)C_1 \approx R_{\text{выкл}}C, \quad (3.21)$$

$$\tau_{P2} = \left(R_2 \parallel R_3 + \frac{R_{\text{выкл.2}}}{1 - K} \right) C_2 \approx \frac{R_{\text{выкл}}}{1 - K} C, \quad (3.22)$$

где R_i – внутреннее сопротивление источника сигнала $U_c(t)$; K – коэффициент, характеризующий отношение напряжений, действующих между выводами АК2 (этот коэффициент в первом приближении может быть реализован так же, как и коэффициент, входящий в выражение (3.13), весьма близким к единице).

С целью обеспечения равных постоянных времени заряда (3.19) и (3.20) резисторы R_2 и R_3 выбирают одинаковыми по номиналу, а номинальное значение резистора R_1 определяют из условия

$$R_1 = R_2 \parallel R_3 - R_i = R - R_i. \quad (3.23)$$

3.4.3. Принципы построения, оценка точности и эффективности высокоточного устройства выборки-хранения информации

Для устранения отмеченного недостатка нами разработана схема УВХ [4] (рис. 3.16,а), включающая дополнительно третий АК3, резистор $R_4 = R$ (3.23) и повторитель сигналов на ОУ2, которая позволяет улучшить точностные характеристики за счет создания разности потенциалов между выводами АК1 такой же, что и у АК2 – близкой к нулю. Это увеличивает эквивалентные сопротивления АК1 и АК2 до одинаковой и достаточно большой величины.

Аттенюатор, обведенный на рис. 3.16,а штриховой линией, в отличие от прототипа [23] (см. рис. 3.15), кроме резисторов R_2 и R_3 содержит резистор R_4 и повторитель напряжения на ОУ2. Этот же аттенюатор вместо повторителя и резистора R_4 может содержать резисторы R_5 и R_6 (рис. 3.16,б) того же номинала, что и резисторы R_2 и R_3 , и может быть реализован без повторителя напряжения (рис. 3.16,в). Достижимый при этом эффект окажется таким же, если только будет обеспечена идентичность коэффициента K , входящего в соотношение (3.22) для обоих делителей. Однако кажущаяся простота такой реализации аттенюатора (см. рис. 3.16,б), например для интегрального исполнения, является достаточно сложной из-за трудностей выполнения двух точных делителей с идеальными параметрами.

В случае реализации аттенюатора по схеме, представленной на рис. 3.16,в, несколько ухудшаются условия заряда первого и второго конденсаторов C_1 и C_2 (см. рис. 3.16,а), так как существует взаимосвязь зарядных цепей. Однако, когда не требуется высокой точности обработки сигналов, такой вариант реализации аттенюатора (см. рис. 3.16,в) может быть широко использован на практике.

В предлагаемой схеме УВХ (см. рис. 3.16,а) параметры АК и конденсаторов С считают идентичными:

$$C_1 = C_2 = C, \quad (3.24)$$

$$r_{\text{вкл.1}} = r_{\text{вкл.2}} = r_{\text{вкл.3}} = r_{\text{вкл}}, \quad (3.25)$$

$$R_{\text{выкл.1}} = R_{\text{выкл.2}} = R_{\text{выкл.3}} = R_{\text{выкл}}, \quad (3.26)$$

при этом постоянные времени заряда накопительных конденсаторов желательно обеспечить одинаковые. В таком случае постоянная времени заряда второго конденсатора в точности соответствует выражению (3.20), а постоянная времени заряда первого конденсатора

$$\tau_{31}^* = [(R_i + r_{\text{вкл.3}}) \parallel R_4 + r_{\text{вкл.1}} + R_1] C_1 = (R_i + R_1 + 2r_{\text{вкл}}) C. \quad (3.27)$$

Отсюда номинальное значение резистора R_1 в отличие от (3.23) должно удовлетворять условию

$$R_1 = R - R_i - r_{\text{вкл}}. \quad (3.28)$$

Постоянная времени разряда первого накопительного конденсатора для данной схемы УВХ определяется соотношением

$$\tau_{P1}^* = \frac{R_1 + R_{\text{выкл.1}} + R_4 \parallel (R_{\text{выкл.3}} + R_i)}{1 - K} C_1 \approx \frac{R_{\text{выкл}}}{1 - K} C, \quad (3.29)$$

а постоянная времени разряда второго конденсатора в точности соответствует выражению (3.22).

Произведем теоретически оценку точности и эффективности предложенного УВХ (см. рис. 3.16,а) по сравнению с устройством-прототипом (см. рис. 3.15).

Изменение выходного напряжения в УВХ (см. рис. 3.16,а или рис. 3.15) в режиме хранения информации во времени t математически описывается следующим уравнением:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \left\{ U e^{-\Delta t / \tau_{P1}} - \left[U_{\text{ВЫХ}}(t) - (U + \Delta U) e^{-\Delta t / \tau_{P2}} \right] \right\} K_0, \quad (3.30)$$

где U и $U+\Delta U$ – напряжения, действующие на первом и втором накопительных конденсаторах C_1 и C_2 в момент времени, когда УВХ переходит в режим хранения информации; Δt – текущее время, отсчитываемое с момента перехода УВХ в режим хранения информации; ΔU – напряжение, действующее между входами ОУ; K_0 – коэффициент передачи ОУ1.

Уравнение (3.30) представим в явном виде

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{K_0}{K_0 + 1} U \left[e^{-\Delta t / \tau_{P1}} + \left(1 + \frac{\Delta U}{U} \right) e^{-\Delta t / \tau_{P2}} \right]. \quad (3.31)$$

В начальный момент времени, когда $\Delta t = 0$,

$$U_{\text{ВЫХ}}(0) = U_{\text{ВЫХ}}(t) \Big|_{\Delta t=0} = \frac{(2U + \Delta U)K_0}{K_0 + 1}. \quad (3.32)$$

Так как по свойствам ОУ $\Delta U = U_{\text{ВЫХ}}(0)/K_0$, из соотношения (3.32) находим:

$$U_{\text{ВЫХ}}(0) = 2U \quad (3.33)$$

и

$$\frac{\Delta U}{2U} = \frac{1}{K_0}. \quad (3.34)$$

С учетом равенств (3.32) и (3.34) уравнение (3.31) приобретает вид

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ВЫХ}}(0) \frac{e^{-\Delta t / \tau_{P1}} + (1 + 2/K_0)e^{-\Delta t / \tau_{P2}}}{2(1 + 1/K_0)}. \quad (3.35)$$

Из (3.35) следует погрешность хранения информации в УВХ (см. рис. 3.15):

$$\delta U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(t)}{U_{\text{ВЫХ}}(0)} - 1 = \frac{e^{-\Delta t / \tau_{P1}} + (1 + 2/K_0)e^{-\Delta t / \tau_{P2}}}{2(1 + 1/K_0)} - 1. \quad (3.36)$$

Так как $2/K_0 \ll 1$, то соотношение для погрешности хранения информации (3.36) принимает удобный для практического использования вид

$$\delta U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{(e^{-\Delta t/\tau_{p1}} - 1) + (e^{-\Delta t/\tau_{p2}} - 1)}{2}. \quad (3.37)$$

В предлагаемом УВХ (см. рис. 3.16,а) постоянные времени разряда (3.22), (3.29) примерно одинаковы ($\tau_{p1}^* \approx \tau_{p2}^*$) и соответствуют постоянной времени τ_{p2} (3.22) известного УВХ (см. рис. 3.15). Это позволяет на основании (3.37) записать выражение для погрешности хранения информации в предлагаемом УВХ:

$$\delta U_{\text{ВЫХ}}^*(t) = e^{-\Delta t/\tau_{p2}} - 1. \quad (3.38)$$

Выигрыш в точности хранения информации, который обеспечивает предлагаемое УВХ по отношению к прототипу, определим на основании сравнения соотношений (3.37) и (3.38)

$$B = \frac{\delta U_{\text{ВЫХ}}(t)}{\delta U_{\text{ВЫХ}}^*(t)} = 0,5 \left(\frac{e^{-\Delta t/\tau_{p1}} - 1}{e^{-\Delta t/\tau_{p2}} - 1} + 1 \right). \quad (3.39)$$

Пусть $\Delta t = 10$ с, $C = 10^{-6}$ Ф (3.24), $r_{\text{ВКЛ}} = 10^3$ Ом (3.25), $R_{\text{ВЫКЛ}} = 10^7$ Ом (3.26), $K = 0,999$, $K_0 = 10^5$, $R = 5 \cdot 10^3$ Ом, $R_i = 100$ Ом, тогда в соответствии с (3.20)–(3.22), (3.27)–(3.29), (3.37)–(3.39) получаем $R_1 = 2,9$ кОм, $\tau_{31}^* = \tau_{32}^* = 5 \cdot 10^{-3}$ с, $\tau_{p1} = 10$ с, $\tau_{p1}^* = \tau_{p2}^* = \tau_{p2} = 10^4$ с, $\delta U_{\text{ВЫХ}}(t) \approx -31,6\%$, $\delta U_{\text{ВЫХ}}^*(t) \approx -0,1\%$, $B=316$.

Таким образом, предложенное УВХ является исключительно эффективным и может быть использовано в качестве функционального элемента микроэлектроники при обработке как низкочастотной, так и высокочастотной информации в высокоточных измерительных и других системах.

3.4.4. Особенности проектирования и расчета устройств выборки-хранения информации

При проектировании [24] в качестве исходных данных принимают те основные параметры, которые гарантируют работу УВХ в определенных условиях. К таким параметрам относятся: погрешности запоминания $\delta U_{зп}$ и хранения $\delta U_{хр}$ информации на заданных временных интервалах соответственно $\Delta t_{зп}$ и Δt .

Погрешность хранения информации для рассматриваемого УВХ (см. рис. 3.16,а) определяется в соответствии с выражением (3.38): $\delta U_{хр}(t) = \delta U_{ввых}^*(t)$. Под погрешностью запоминания информации понимают погрешность, с которой осуществляется запоминание исследуемого сигнала в момент окончания действия управляющего импульса, т.е. по истечении временного интервала $\Delta t_{зп}$.

Если постоянная времени заряда τ_3 велика, то за время $\Delta t_{зп}$ напряжение на запоминающем элементе УВХ может не достичь соответствующего значения анализируемого сигнала, что и приведет к образованию данной погрешности. В связи с этим весьма актуальна задача установления связи между параметрами анализируемого сигнала и параметрами УВХ.

При подаче перепада напряжения с амплитудой U_m изменение напряжения на накопительном конденсаторе УВХ происходит по экспоненциальному закону (рис. 3.17,а)

$$U_{зп}(t) = U_m \left(1 - e^{-\frac{\Delta t_{зп}}{\tau_3}} \right). \quad (3.40)$$

Для проектируемого УВХ постоянная времени τ_3 соответствует постоянным времени τ_{31}^* (3.27) и τ_{32} (3.20) при условии их идентичности: $\tau_3 = \tau_{31}^* = \tau_{32}$, а напряжение на накопительном конденсаторе по истечении временного интервала $\Delta t_{зп}$ – напряжению U , определяемому в соответствии с выражением (3.33):

$$U_{зп}(t) \Big|_{t=\Delta t_{зп}} = U = \frac{U_{ввых}(0)}{2}. \quad (3.41)$$

Погрешность запоминания информации УВХ следует из уравнения (3.40):

$$\delta U_{зп}(t) = \frac{U_{зп}(t)}{U_m} - 1 = -e^{-\frac{\Delta t_{зп}}{\tau_3}}. \quad (3.42)$$

Из (3.42) следует условие, которое необходимо соблюдать при выборе постоянной времени заряда τ_3 и анализируемого временного интервала $\Delta t_{3п}$ в зависимости от заданной погрешности запоминания информации в виде импульсных сигналов:

$$\frac{\Delta t_{3п}}{\tau_3} \geq \ln \frac{1}{|\delta U_{3п}(t)|}. \quad (3.43)$$

При требуемой погрешности $|\delta U_{3п}(t)| = 0,1\%$ временной интервал для запоминания информации $\Delta t_{3п} \geq 6,90776 \tau_3$. Условию (3.43) должна удовлетворять длительность $t_{и}$ прямоугольного импульса, формируемого для управления УВХ (рис. 3.17,б).

Если анализу подвергаются сигналы, изменяющиеся во времени t по синусоидальному закону $U(t) = U_m \sin \omega t$, где U_m и ω – амплитуда и круговая частота сигнала, то напряжение на запоминающем конденсаторе

$$U_{\tilde{3п}}(t) = \frac{U(t)}{\sqrt{1 + (\omega\tau_3)^2}}, \quad (3.44)$$

при этом погрешность запоминания информации

$$\delta U_{\tilde{3п}}(t) = \frac{U_{\tilde{3п}}(t)}{U(t)} - 1 = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_3)^2}} - 1. \quad (3.45)$$

На основании соотношения (3.45) можно определить требования к постоянной времени заряда УВХ в зависимости от частоты анализируемого сигнала:

$$\tau_3 \leq \frac{\sqrt{\frac{1}{(1 + \delta U_{3п}(t))^2} - 1}}{2\pi f}. \quad (3.46)$$

При погрешности запоминания $\delta U_{\tilde{3п}}(t) = -0,1\%$ и частоте сигнала $f = 100$ Гц постоянная времени заряда $\tau_3 \leq 71$ мкс.

К исходным данным относятся и параметры управляющих сигналов (амплитуда U_m и длительности $t_{и}$ импульсов и их фронтов $t_{ф}$), с помощью которых осуществляется задание режима работы УВХ.

При анализе аperiodических сигналов режим работы УВХ задается генератором управляющих (синхронизирующих импульсов), частота f_c следования и скважность которых (см. рис. 3.17,б) должны быть согласованы с временем $\Delta t_{зп}$ запоминания и временем Δt хранения информации:

$$f_c \leq \frac{1}{\Delta t_{зп} + \Delta t}. \quad (3.47)$$

Длительность фронтов управляющих импульсов должна удовлетворять условию

$$t_{\phi} \ll \Delta t_{зп}. \quad (3.48)$$

При обработке периодических сигналов, например, ударно возбуждаемых колебаний [25], сигналы управления могут формироваться из анализируемых колебаний [8, 9, 26].

Независимо от этого в ТЗ на проектирование должны оговариваться требования к источникам управляющих импульсов и условия их согласования с УВХ. Для обеспечения надежной работы необходимо в состав УВХ вводить соответствующие схемы согласования, с помощью которых обеспечивается возможность управления АК1...АК3 (см. рис. 3.16,а) от стандартных импульсных сигналов, получаемых оговоренным способом.

В зависимости от назначения УВХ в качестве АК могут быть выбраны АК со схемами управления в составе стандартных ИС, что лучше, или в виде отдельных элементов, например, как ПТ с р-п-переходом, так и МОП-структур (см. подразд. 3.3), а при необходимости – и герконовые реле [27].

Проектирование УВХ следует начинать с анализа исходных данных и выбора схемных решений, которые в наибольшей степени отвечают постановке задачи. Если исходные данные по погрешности хранения информации находятся в окрестности 0,1% при временном интервале на уровне десятка секунд, то в качестве базовой модели следует выбрать высокоточную схему УВХ (см. рис. 3.16,а). В случае, когда эта погрешность заметно выше, а временной интервал хранения информации заметно сокращен, то может быть использован упрощенный вариант построения высокоточного УВХ, т.е. прототип [23], или другие схемные реализации, изложенные в п. 3.4.2 и, например, в [1, 28].

Проектирование и расчет высокоточного УВХ (см. рис. 3.16,а) могут быть осуществлены в следующем порядке [24].

1. Исходя из заданной погрешности $\delta U_{зп}(t)$ (3.42) или $\delta U_{зп}(t)$ (3.45) запоминания информации и заданного временного интервала $\Delta t_{зп}$ по формуле (3.43) определяют постоянную времени заряда τ_3 УВХ. В случае анализа синусоидальных сигналов (3.44) с частотой f данную постоянную рассчитывают по формуле (3.45).

2. Распределяют полученную величину постоянной времени между элементами ее образующих (3.20), полагая, что эквивалентное сопротивление R может составить единицы килоом, а сопротивление переключателей во включенном состоянии $r_{вкл}$ – десятки или сотни ом. При этом емкость (3.24) накопительных конденсаторов C_1 и C_2 (см. рис. 3.16,а) должна быть не менее одной нанофарады (см. п. 3.4.2).

Если расчетная величина этих емкостей окажется меньше 1 нФ, то целесообразно номинал конденсаторов взять равным 1 нФ и попытаться снизить эквивалентное сопротивление R до четверти допустимого значения сопротивления нагрузки применяемого в схеме УВХ ОУ и выбрать в качестве АК1...АК3 АК с минимально возможным сопротивлением $r_{вкл}$.

В случае, когда условия реализации постоянной времени позволяют увеличить емкость накопительных конденсаторов, то их номинал может быть доведен до сотен нанофард или единиц микрофард. Однако следует иметь в виду то обстоятельство, что чем больше емкость, тем труднее выбрать из имеющихся типов [18] конденсаторы с минимальными и одинаковыми диэлектрическими потерями. Для этих целей лучше всего подходят конденсаторы с фторопластовым или другим высокоомным диэлектриком, которые, как правило, выносятся за пределы ИС и их габаритные размеры не имеют решающего значения.

3. По справочнику [29] выбирают тип АК1...АК3, например К590КН2, сравнивая номиналы их параметров (3.25), (3.26) с расчетными. Если в справочных данных отсутствует информация о сопротивлении АК в выключенном состоянии $R_{выкл}$ (3.26), то это сопротивление можно рассчитать, используя ток утечки $I_{ут}$, нА, и входное напряжение $U_{вх}$, В, которые, как правило, приводятся в справочнике.

Сопротивление $R_{выкл}$ (3.26) должно быть достаточно высокоомным, однако оно является не таким критичным, как сопротивление $r_{вкл}$ (3.25). В схеме УВХ (см. рис. 3.16,а) его можно трансформировать с помощью коэффициента K (3.22), (3.29).

4. Используя уточненные параметры $r_{вкл}$ (3.25) и C (3.24) выбранных элементов (АК и накопительных конденсаторов C_1 и C_2), по формуле (3.20) рассчитывают эквивалентное сопротивление R и определяют номиналы резисторов R_2 и R_3 аттенюатора УВХ (см. рис. 3.16,а), которые в первом приближении соответствуют удвоенному значению R .

Суммарная величина номинала резисторов R_2 и R_3 , составляющая нагрузку ОУ1, является одним из критериев для выбора типа ОУ1 и ОУ2. Вторым критерием такого выбора является максимально возможное сопротивление входное дифференциальное $R_{вх.д}$, МОм, или минимально

возможный входной ток (средний) $I_{вх}$, нА, а третьим критерием – достаточно большой (десятки или сотни тысяч) коэффициент передачи K_0 . Данным требованиям в наибольшей степени удовлетворяют ОУ с ПТ на входе, например К140УД8.

В случае реализации аттенюатора по схеме рис. 3.16,б номиналы резисторов R_2 , R_3 , R_5 , R_6 , удовлетворяющие условию реализации требуемой величины постоянной времени заряда (3.20), должны быть теми же, что и в схеме рис. 3.16,а, однако сопротивление нагрузки для ОУ1 при этом снижается вдвое и это необходимо учитывать, выбирая тип ОУ.

5. Рассчитывают номинал резистора R_1 по формуле (3.28). Если заданная по ТЗ или выбранная величина внутреннего сопротивления R_i источника сигнала не позволяет физически реализовать номинал этого резистора, то на входе схемы УВХ (см. рис. 3.16,а) применяют повторитель напряжения, например, на основе ОУ (см. рис. 1.25,а), с выполнением соответствующих расчетов, используя информацию из п. 1.2.2. По этой же методике производят расчет и повторителя на ОУ2 (см. рис. 3.16,а). Рассчитанная таким образом величина номинала резистора R_1 должна гарантировать равенство постоянных времени заряда (3.27) и (3.21).

6. Определяют максимально возможную амплитуду сигнала $U_{вх.макс}$, которая может быть подана на вход УВХ, полагая, что максимальное напряжение на накопительном элементе должно удовлетворять условию (3.41), а выходное напряжение УВХ $U_{вых}(0) < U_{вых.макс}$ применяемого ОУ1.

7. Исходя из заданной погрешности $\delta U_{вых}(t)$ и заданного временного интервала Δt хранения информации, по формуле (3.38) рассчитывают требуемые постоянные времени разряда $\tau_{p2} = \tau_{p1}^*$, на основании которых с учетом установленного в п.3 значения сопротивления $R_{выкл}$ (3.26) и приближенных соотношений (3.22) или (3.29) определяют требуемую величину коэффициента K , округляя ее, по возможности, ближе к единице.

Практическая реализация данного коэффициента на современном этапе развития техники может быть успешной, если отличие его расчетной величины от единицы составляет не более тысячных долей. Это связано, прежде всего, с трудностями получения в интегральном виде двух высокоточных с идентичными параметрами резисторов R_2 и R_3 , номинал которых отличается не более чем на 0,1%. Однако, если совместно с известными технологическими приемами стабилизации параметров резисторов использовать, как рекомендовано в п. 17 подразд. 1.10, подстроечный многооборотный резистор [17], выносимый за пределы ИС, и включить его последовательно с резистором R_3 , то не только такая точность, а, возможно, и более высокая, может быть реализована на практике.

8. С учетом принятого числового значения коэффициента K по точным формулам (без приближения) (3.29) и (3.22) рассчитывают отдельно постоянные времени разряда τ_{p1}^* и τ_{p2} .

Используя значения коэффициента передачи K_0 применяемого ОУ1 и постоянных времени τ_{p1}^* и τ_{p2} , определяют без приближения погрешность хранения информации (3.36). Если имеется уверенность в том, что ОУ1 заметно не влияет на искомую погрешность, то ее вычисления могут производиться по формуле (3.37).

Полученную величину погрешности $\delta U_{\text{вых}}(t)$ хранения информации сравнивают с заданной. При невыполнении требований изменяют коэффициент K (3.22), (3.29) в большую сторону с учетом рекомендаций, изложенных в предыдущем пункте.

9. Для оценки эффективности спроектированного УВХ рассчитывают без приближения постоянную времени разряда τ_{p1} (3.21), реализуемую в УВХ-прототипе (см. рис. 3.15), и по формуле (3.37) определяют его погрешность $\delta U_{\text{вых}}(t)$. Используя соотношение (3.39), оценивают выигрыш в точности хранения информации, который обеспечивает спроектированное УВХ по сравнению с [23].

10. Определяют требования к источнику управляющих сигналов и схеме его согласования с УВХ, используя для этого соотношения (3.47) и (3.48), а также справочные данные по сигналам управления используемых АК в качестве АК1...АК3.

11. В заключение составляют полную электрическую принципиальную схему спроектированного УВХ и перечень ее элементов. Если УВХ предназначается для интегрального исполнения, то дополнительно даются рекомендации по его интегрализации с учетом физической реализуемости элементов и компонентов.

4. ОСНОВЫ СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

4.1. Основные этапы и особенности системотехнического проектирования

Системотехническое проектирование основано на использовании готовых серий ИС, полностью удовлетворяющих требованиям реализации заданных

функций РЭА.

При системотехническом проектировании РЭА просматриваются два основных этапа: выбор ИС по функциональной схеме РЭА и разработка принципиальной схемы РЭА на основе ИС.

В связи с разнообразием существующих ИС реализация первого этапа может оказаться неоднозначной. Поэтому рассматривают несколько вариантов и, исходя из различных критериев (габаритно-весовых, энергетических, экономических и т.д.), выбирают оптимальный. Возникает необходимость в синтезе структурной (функциональной) схемы.

Следует отметить, что синтез структурной схемы предшествует выбору ИС по функциональному назначению и при разработке совершенно нового изделия РЭА относится к задачам творческого характера.

На втором этапе решаются две основные задачи электрического расчета: выбор и расчет внешних компонентов, согласование (стыковка) выбранных ИС между собой.

Необходимость во внешних компонентах обусловлена тем, что некоторые ИС выпускаются в незавершенном виде и без навесных элементов неработоспособны. Это результат несовершенства технологии изготовления ИС, так как некоторые элементы не могут быть интегрированы, например: катушки индуктивности, конденсаторы большого номинала емкости и т.д. С другой стороны, возможность подключения внешних компонентов расширяет функциональные свойства ИС, так как позволяет осуществить регулировку выходных параметров за счет изменения, например, глубины ООС. В ряде случаев подключение таких элементов предусматривается специально при проектировании ИС.

Согласование ИС производится по источникам питания и по импедансам. При необходимости в проектируемое изделие вводят МП и развязывающие фильтры. Для согласования по импедансам широко используют повторители сигналов, а по напряжениям – схемы сдвига уровней.

Дальнейшие этапы при системотехническом проектировании РЭА на ИС не отличаются от соответствующих этапов проектирования на дискретных компонентах, роль которых частично выполняют ИС: реализуется физическая модель РЭА (макет); осуществляются подгонка технических характеристик и корректировка электрических схем проектируемого устройства; производятся конструкторская разработка и оформление технической документации. Особенность этапа разработки принципиальной схемы на ИС состоит в том, что необходима достоверная информация об электрических параметрах ИС, которые выпускаются как готовые изделия электронной промышленности.

Требуемая информация о технических возможностях ИС содержится в руководящих технических материалах (РТМ) в виде рекомендаций по применению или в справочниках с указанием только гарантированных величин параметров. Если такой информации недостаточно, то возможны два варианта ее получения: аналитический и экспериментальный.

При аналитическом варианте, исходя из имеющихся принципиальных схем ИС и номиналов их элементов, а также параметров транзисторов,

приводимых в справочниках, выполняют необходимые расчеты. При экспериментальном варианте требуемую информацию получают в результате измерений соответствующих параметров ИС (см., например, пп. 20–26 подразд. 1.10).

Существуют различия в проектировании РЭА на гибридных и полупроводниковых ИС. Для ГИС обычно указывают номиналы элементов и типы бескорпусных компонентов. Для ПИС параметры (внутренние) вообще не задаются, при этом расчеты могут быть выполнены приближенно вручную, но так как создается макет, то все неточности расчета корректируются при его изготовлении. Проектирование такого типа относится к разряду экспериментального, которое предполагает использование физических моделей РЭА.

При системотехническом проектировании совершенно нового изделия РЭА на основе ИС важное значение приобретают такие традиционные этапы, как разработка ТЗ, разработка высокоэффективных методов функционирования и на их основе принципов построения проектируемого устройства [30] (структурно-функциональной схемы) и т.д.

Разработка ТЗ на новые изделия РЭА производится на основе анализа мирового уровня техники в этой области, рекламных сведений по рассматриваемым вопросам и с учетом перспектив развития. Мировой уровень изучают по источникам патентной и научно-технической информации, чтобы определить причинно-следственные связи и противоречия в развитии данной области. Только творчески подойдя к решению этих проблем, можно спроектировать действительно новые и высокоэффективные модели на уровне, превышающем лучшие мировые образцы, и тем самым внести вклад в развитие научно-технического прогресса.

Практическую реализацию творческого подхода при системотехническом проектировании совершенно нового изделия рассмотрим на примере создания измерителя напряжения отсечки ПТ. Здесь важное значение приобретают новые методы измерений, на основании которых разрабатываются принципы построения автоматизированной измерительной аппаратуры.

4.2. Системотехническое проектирование совершенно нового изделия (на примере измерителя напряжения отсечки полевых транзисторов)

4.2.1. Дифференциальный метод измерения напряжения отсечки полевых транзисторов

Одним из основных параметров ПТ является напряжение отсечки $U_{зи.отс}$, или пороговое напряжение для МОП-транзисторов. Его принято определять как

напряжение между затвором и истоком $U_{зи}$ ПТ, при котором ток стока достигает определенной величины, например 10 мкА (рис. 4.1). Несмотря на то что это определение получило широкое распространение, оно может вызвать затруднения при сравнении результатов измерения. Например [31], если на одной пластине изготовлено много транзисторов, каждый из которых имеет различную длину канала, а все остальные геометрические размеры сохранены одинаковыми, то напряжение отсечки окажется различным для этих приборов, если при измерениях взять за основу данное определение.

Нами предлагается исходить из другого определения напряжения отсечки [32], вытекающего из аппроксимаций характеристики ПТ. Сущность нового метода измерения [32, 33] состоит в том, что ПТ ставят в режим управляемого сопротивления и измеряют в одной из точек характеристики проводимости канала проводимость $G(U_{зи})$ и производную проводимости $\frac{\partial G(U_{зи})}{\partial U_{зи}}$,

по которым и судят об измеряемом параметре.

Действительно, характеристики ПТ в самом общем виде достаточно точно могут быть аппроксимированы степенным полиномом

$$P(U_{зи}) = P_{\text{макс}} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс}} \right)^{\chi}, \quad (4.1)$$

где символом P обозначены параметры ПТ, например: ток стока I_c , крутизна S , проводимость канала G ; $P_{\text{макс}}$ – максимальное значение параметра; χ – степень аппроксимирующего полинома ($\chi \cong 2$ для сток-затворных характеристик $I_c = f(U_{зи})$ (см. рис. 4.1) и $\chi \cong 1$ для характеристик крутизны $S = f(U_{зи})$ и проводимости $G = f(U_{зи})$ (рис. 4.2)).

Используя аппроксимацию (4.1) и ее производную

$$\frac{\partial P}{\partial U_{зи}}(U_{зи}) = -\chi \frac{P_{\text{макс}}}{U_{зи.отс}} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс}} \right)^{\chi-1}, \quad (4.2)$$

получаем искомое напряжение отсечки

$$\frac{\partial P}{\partial U_{зи}}(U_{зи}) = U_{зи} - \chi \frac{P(U_{зи})}{\frac{\partial P}{\partial U_{зи}}(U_{зи})}. \quad (4.3)$$

Переходя к конечным приращениям и выполняя в процессе измерений

условие

$$\frac{P(U_{зи.1})}{P(U_{зи})} = m, \quad (4.4)$$

соотношение (4.3) приобретает вид

$$U_{зи.отс} = U_{зи} - \chi \frac{\Delta U_{зи}}{1 - m}, \quad (4.5)$$

где $\Delta U_{зи} = U_{зи} - U_{зи.1}$ – приращение напряжения затвор–исток при определении производной $\frac{\partial P}{\partial U_{зи}}(U_{зи})$; $U_{зи}$ и $U_{зи.1}$ – напряжения затвор–исток, соответствующие значениям параметров $P(U_{зи})$ и $P(U_{зи.1})$.

Если воспользоваться характеристиками ПТ, для которых $\chi = 1$, например, проводимости канала в режиме управляемого сопротивления (см. рис. 4.2), то выражение (4.5) упростится и отпадут ограничения на величины входящих в него параметров m и $\Delta U_{зи}$

$$U_{зи.отс} = U_{зи} - \frac{\Delta U_{зи}}{1 - m} = U_{зи} - \eta \Delta U_{зи}, \quad (4.6)$$

где $\eta = \frac{1}{1 - m}$ – коэффициент, зависящий от соотношения параметров в точках измерения производной; если $\frac{G(U_{зи.1})}{G(U_{зи})} = 0,5$, то $\eta = 2$.

Полученное математическое описание (4.6) является удобным для практического использования и позволяет простейшими средствами реализовать предложенный метод измерения напряжения отсечки ПТ.

По сравнению с известными методами измерения напряжения отсечки [34, 35] данный метод позволяет существенно повысить точность и упростить измерения за счет того, что измерения производятся на участке характеристики $G = f(U_{зи})$, где относительно строго проявляются линейные свойства (область O_3 на рис. 4.2) и не требуется создания специальных режимов отсечки тока стока. Известные методы, как правило, основаны на исследовании сток-затворной характеристики $I_c = f(U_{зи})$, которая существенно отличается от линейной – она близка к квадратической лишь в центральной части (область O_3 на рис. 4.1). При максимальных токах стока $I_{c,макс}$ и перед наступлением отсечки (соответственно области O_1 и O_2 на рис. 4.1) квадратический закон изменения тока стока нарушается. При этом возникают трудности фиксации

напряжения затвора, при котором ток стока практически прекращается, что и определяет погрешности измерений.

4.2.2. Оценка точности и эффективности дифференциального метода

Для того чтобы гарантировать выгоду от создания новой техники и оправдать затраты общества на ее разработку уже на первых этапах производства работ, следует определить предельные возможности предлагаемых методов и дать количественную оценку эффективности используемых технических решений по сравнению с известными, что представляет особенный интерес, если в основу их построения положены новые методы измерений.

Выигрыш в точности измерений, который обеспечивает предложенный метод по сравнению с известными, определим, используя в качестве критерия отношение угловых коэффициентов исследуемых характеристик в точках измерения напряжения отсечки [33].

Угловые коэффициенты нормированных характеристик в общем виде можно записать на основании (4.1) и (4.2):

$$\frac{\partial P_N}{\partial U_{зи}}(U_{зи}) = \frac{\frac{\partial P}{\partial U_{зи}}(U_{зи})}{P_{\max}} = -\frac{\chi}{U_{зи.отс}} \left[\chi \sqrt{\frac{P(U_{зи})}{P_{\max}}} \right]^{\chi-1}.$$

Тогда, принимая во внимание, что при определении напряжения отсечки известными методами используется сток-затворная характеристика $I_c = f(U_{зи})$ и ток стока контролируется на уровне $I_c = 10^{-5}$ А (см. рис. 4.1), выигрыш представляем соотношением

$$B = \frac{\frac{\partial G_N}{\partial U_{зи}}(U_{зи})}{\frac{\partial I_{cN}}{\partial U_{зи}}(U_{зи})|_{I_c=10^{-5} \text{ А}}} = \frac{\sqrt{10^5 I_{c.\max}}}{2}. \quad (4.7)$$

Таким образом, при исследовании ПТ с $I_{c.\max} \geq 4$ мА выигрыш (4.7) в точности измерений превышает 10 раз.

Оценку точности метода измерений [36] произведем на основе анализа, прежде всего, тех ограничений, которые были допущены при обосновании метода, в частности, связанных с переходом от нелинейных к линейным характеристикам.

Отклонение реальных характеристик ПТ от идеальных (в частности, если $\chi \neq 1$) определяет погрешность метода (аддитивную составляющую). Эта погрешность поддается расчету, и ее можно учесть при точных измерениях напряжения отсечки. Искомую аддитивную составляющую погрешности метода измерения напряжения отсечки ПТ можно представить в самом общем виде следующим соотношением:

$$\delta U_{\text{зи.отс АДД}} = \frac{U_{\text{зи.отс}}^*}{U_{\text{зи.отс}}} - 1, \quad (4.8)$$

где $U_{\text{зи.отс}}^*$ — измеряемое напряжение отсечки при отличии от единицы степени аппроксимирующего полинома реальных характеристик ПТ ($\chi \neq 0$).

Величина $U_{\text{зи.отс}}^*$, по существу, является функцией одного параметра, так как другие параметры, входящие в формулу (4.6), могут быть реализованы в виде значений, независимых от степени нелинейности характеристик ПТ:

$$U_{\text{зи.отс}}^* = U_{\text{зи}} - \frac{\Delta U_{\text{зи.отс}}}{1 - m}, \quad (4.9)$$

где $\Delta U_{\text{зи}}^* = U_{\text{зи}} - U_{\text{зи.1}}^*$; $U_{\text{зи.1}}^*$ — напряжение затвор-исток, удовлетворяющее значению $mP(U_{\text{зи}})$ при произвольной χ .

Разность напряжений $\Delta U_{\text{зи}}^*$ (рис. 4.3), образуемую при исследовании ПТ с произвольной степенью χ , можно определить, если воспользоваться аппроксимацией (4.1), условием (4.4) и вытекающим из них уравнением

$$\frac{P(U_{\text{зи}})}{\left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи.отс}}}\right)^\chi} = \frac{mP(U_{\text{зи}})}{\left(1 - \frac{U_{\text{зи.1}}^*}{U_{\text{зи.отс}}}\right)^\chi}. \quad (4.10)$$

Отсюда

$$\Delta U_{\text{зи}}^* = (U_{\text{зи.отс}} - U_{\text{зи}})(\sqrt[\chi]{m} - 1). \quad (4.11)$$

Подставляя равенства (4.9) и (4.11) в исходное соотношение (4.8), получаем:

$$\delta U_{\text{зи.отс АДД}} = \left(\frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи.отс}}} - 1 \right) \frac{\sqrt[\chi]{m} - m}{1 - m}. \quad (4.12)$$

Таким образом, на аддитивную составляющую погрешность (4.12) оказывает влияние величина исходного смещения ПТ $\frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи.отс}}}$, а также значения параметров χ и m . Для количественной оценки влияния параметров χ и m на погрешность (4.12) введем обозначение

$$\psi(m) = \frac{\sqrt[m]{m} - m}{1 - m} \quad (4.13)$$

и произведем расчет функциональной зависимости (4.13) в интервале возможных отклонений от единицы параметра χ . Результаты расчета, представленные на рис. 4.4, показывают, что вклад нелинейности характеристик ПТ в аддитивную составляющую погрешности при малых отклонениях параметра χ от единицы ($\chi < 1,01$) незначителен, а при больших ($\chi > 1,01$) – составляет ощутимую величину, монотонно убывающую при снижении значения параметра m .

Предварительная оценка значения параметра χ исследуемых ПТ с известным значением m позволяет точно рассчитать аддитивную составляющую погрешности (4.12), а затем ее учесть при измерениях напряжения отсечки.

Для полной характеристики метода и оценки его предельных возможностей необходимо определить вторую составляющую погрешности измерений – мультипликативную (среднеквадратическую). Эту составляющую можно рассчитать на основании математического описания метода (4.6) путем его почленного дифференцирования по каждому из параметров, влияющих на точность измерения напряжения отсечки, считая их взаимно не скорректированными, с последующим переходом к конечным приращениям и относительным величинам:

$$\delta U_{\text{зи.отс}} = \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи.отс}}} \delta U_{\text{зи}} + \left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи.отс}}} \right) (\delta \eta + \delta \Delta U_{\text{зи}}), \quad (4.14)$$

где $\Delta U_{\text{зи}}$ – погрешность задания исходной рабочей точки, которая проявляется в основном как нестабильность источника напряжения смещения ($\Delta U_{\text{зи}} \approx \pm 0,05\%$); $\delta \eta$ – погрешность задания коэффициента η (проявляется как нестабильность коэффициента передачи аттенюатора, осуществляющего данную операцию при реализации метода [37], и определяется классом резисторов, на которых он выполнен; $\delta \eta \approx \pm 0,07\%$); $\delta \Delta U_{\text{зи}}$ – погрешность формирования приращения напряжения при измерении производной, которая определяется так называемой погрешностью от статизма системы уравнивания при автоматическом измерении напряжения отсечки [37] ($\delta \Delta U_{\text{зи}} \approx \pm 0,1\%$).

При реализации метода с целью получения непосредственного отсчета измеряемого параметра, кроме рассмотренных составляющих погрешностей (4.14), необходимо в соответствии с алгоритмом (4.6) осуществить операции перемножения и вычитания промежуточных величин, а также произвести измерение результирующего значения напряжения отсечки. При этом неизбежно возникают погрешности, которые подлежат учету в общей среднеквадратической составляющей. Указанные операции могут быть реализованы аппаратно [37] без существенных трудностей с погрешностью $\delta_{\text{и}} \approx \pm 0,05\%$.

Итак, результирующую среднеквадратическую составляющую погрешности измерения напряжения отсечки можно представить в следующем виде:

$$\bar{\delta}U_{\text{зи.отс}} = \pm \left[\left(\frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи.отс}}} \right)^2 \delta^2 U_{\text{зи}} + \left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи.отс}}} \right)^2 (\delta^2 \eta + \delta^2 \Delta U_{\text{зи}}) + \delta^2 \epsilon \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (4.15)$$

Очевидно, погрешность (4.15) может быть минимизирована, если при измерениях на исследуемой характеристике ПТ выбрать оптимальное значение напряжения $U_{\text{зи}}$. Для отыскания этого значения пронормируем соотношение (4.15) относительно максимальной составляющей погрешности:

$$\frac{\bar{\delta}U_{\text{зи.отс}}}{\delta \Delta U_{\text{зи}}} = \gamma(x) = \pm \left[a^2 x^2 + (b^2 + 1)(1-x)^2 + c^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (4.16)$$

где

$$x = \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи.отс}}}, \quad a = \frac{\delta U_{\text{зи}}}{\delta \Delta U_{\text{зи}}}, \quad b = \frac{\delta \eta}{\delta \Delta U_{\text{зи}}}, \quad c = \frac{\delta \epsilon}{\delta \Delta U_{\text{зи}}}, \quad (4.17)$$

и найдем производную:

$$\frac{\partial \gamma}{\partial x}(x) = \frac{a^2 x - (b^2 + 1)(1-x)}{\left[a^2 x^2 + (b^2 + 1)(1-x)^2 + c^2 \right]^{\frac{1}{2}}}. \quad (4.18)$$

Минимум функции (4.18) соответствует условию

$$x_{\text{opt}}(a^2 + b^2 + 1) - (b^2 + 1) = 0,$$

отсюда

$$x_{\text{opt}} = \frac{1}{1 + \frac{a^2}{b^2 + 1}}. \quad (4.19)$$

Используя вышеприведенные численные значения погрешностей, запишем коэффициенты (4.17) и (4.19): $a^2 = 0,25$; $b^2 = 0,49$; $c^2 = 0,25$; $x_{\text{opt}} = 6/7$; при этом минимум среднеквадратической составляющей погрешности (4.16), который достигается при выборе исходного смещения в соответствии с x_{opt} (4.19), $U_{\text{зи}} \approx \frac{6}{7} U_{\text{зи.отс}}$, приобретает величину $\bar{\delta}U_{\text{зи.отс}} \text{ opt} < \pm 0,07\%$.

Полученное оптимальное значение напряжения смещения легко реализуется на практике. Кроме этого, его величина благоприятно сказывается на аддитивной составляющей погрешности (4.12), так как влияние весового коэффициента (4.13) снижается примерно в семь раз.

Исходя из вышеизложенного, приходим к заключению, что рассмотренный метод обладает широкими возможностями и позволяет с высокой точностью осуществлять измерение напряжения отсечки ПТ.

4.2.3. Принципы построения устройства для измерения напряжения отсечки и его системотехническая реализация

Метод измерения напряжения отсечки может быть реализован с помощью различных устройств, однако наиболее просто он реализуется с помощью преобразователя полных проводимостей на ОУ (см. рис. 1.56,б или рис. 1.57,а), в цепь ООС которого вместо проводимости Y_x помещается исследуемый транзистор.

Сущность измерений на этом устройстве состоит в следующем: в исходном состоянии напряжение на затворе испытуемого транзистора устанавливается такой величины, при которой проводимость канала соответствует, например, максимальной. При этом напряжение генератора синусоидальных колебаний, воздействуя на преобразователь, вызывает на его выходе напряжение определенной величины. Регулируя напряжение $U_{зи}$ транзистора, уменьшают проводимость канала до тех пор, пока выходное напряжение преобразователя не уменьшится, например, наполовину. В этом случае удвоенное значение приращения напряжения затвор–исток транзистора пропорционально напряжению отсечки (4.6).

Однако процесс измерения на таком устройстве достаточно трудоемок и является непроизводительным.

С целью автоматизации измерений и повышения их точности нами разработано автоматизированное устройство [37], которое содержит систему авторегулировки глубины модуляции проводимости канала ПТ, выполненную определенным образом, а также систему функциональных блоков, обеспечивающих непосредственный отсчет измеряемого параметра независимо от типа исследуемого транзистора.

Автоматизированное устройство (рис. 4.5) включает ОУ 1, содержащий в цепи ООС резистор 2 и исследуемый ПТ 3, генератор 4 синусоидальных колебаний, подключенный к неинвертирующему входу ОУ 1, демодулятор 5 амплитудный, а также СД 6, 7 и пропорциональный модулятор 8, управляемый генератором 9 импульсов, аттенюатор 10 с коэффициентом затухания, равным двум, сравнивающий блок 11, измерительный прибор 12. Дополнительно устройство содержит последовательно включенные блок 13 напряжений смещения, переключатель 14, соединенный посредством развязывающих элементов с истоком исследуемого транзистора 3, аттенюатор 15 с коэффициентом затухания, равным коэффициенту затухания аттенюатора 10, и вычитающий блок 16.

При воздействии на управляющий электрод исследуемого ПТ 3 напряжения прямоугольной формы происходит модуляция коэффициента усиления ОУ 1 по закону изменения проводимости канала исследуемого транзистора 3. При этом напряжение генератора 4 синусоидальных колебаний, преобразуясь в ОУ 1, приобретает вид импульсно-модулированных колебаний (рис. 4.6,а). В результате обработки этих колебаний в амплитудном демодуляторе 5 образуется огибающая (рис. 4.6,б), напряжение которой поступает на СД 6 и 7 для разделения по временному принципу с последующим накоплением информации в виде напряжения постоянного тока соответственно о максимальном и минимальном значениях проводимости канала ПТ в пределах модулирующего воздействия. С помощью аттенюатора 10 напряжение с выхода демодулятора 6 ослабляется в соответствующее число раз и сравнивается с напряжением демодулятора 7 в сравнивающем блоке 11.

Результат сравнения, показанный на рис. 4.6, б в виде приращения напряжения ΔU , усиливается до необходимой величины (рис. 4.6,в) в этом же сравнивающем блоке 11, а затем в пропорциональном модуляторе 8 преобразуется в импульсное напряжение прямоугольной формы (рис. 4.6,г), которое и воздействует на управляющий электрод исследуемого ПТ 3. Таким образом, кольцо автоматической регулировки измерительного устройства оказывается замкнутым и при соответствующем выборе начальных условий работы СД 6, 7 и модулятора 8, синхронизм которых обеспечивается генератором 9 импульсов, система авторегулировки приходит в равновесное состояние, автоматически устанавливая глубину модуляции проводимости канала ПТ 3, определяемую степенью затухания аттенюатора 10.

При измерениях на исток ПТ 3 посредством переключателя 14 подают напряжение смещения от блока 13, которое в зависимости от типа исследуемого ПТ может быть различно как по величине, так и по знаку. Для ПТ, работающих в режиме обеднения (характеристики их проводимости показаны на рис. 4.7,а), напряжение смещения на управляющий электрод может не подаваться ($U_{зи} = 0$). Для ПТ, работающих только в режиме обогащения (рис. 4.7, б), начальное смещение обязательно.

При измерении напряжения отсечки ПТ с каналом р-типа, характеристики проводимости А, В которых показаны на рис. 4.7, в уравновешенном состоянии системой авторегулировки глубины модуляции проводимости канала вырабатываются импульсы положительной полярности с амплитудой $\Delta U_{зи}$. В случае исследования ПТ с каналом п-типа (характеристики проводимости С, Д на рис. 4.7) равновесному состоянию системы соответствует напряжение $\Delta U_{зи}$ отрицательной полярности.

При переходе от одного типа проводимости канала транзистора к другому, как следует из динамики работы системы авторегулировки, для обеспечения ее нормальной работы необходимо менять на противоположную фазу напряжений, действующих на входе сравнивающего блока 11. Это достижимо при переключении входов последнего или смене полярности выходного напряжения демодулятора 5. Переключатель, осуществляющий

данную операцию, на структурной схеме (см. рис. 4.5) не показан.

Напряжение смещения блока 13 (его полярность выбирают в зависимости от типа исследуемого ПТ 3) ослабляется в аттенуаторе 15 и вычитается в блоке 16 из напряжения сравнивающего блока 11 (см. рис. 4.6,в). При соответствующем коэффициенте затухания аттенуатора 15 выходное напряжение вычитающего блока 16 пропорционально напряжению отсечки исследуемого транзистора и регистрируется измерительным прибором 12. Измеряемое напряжение отсечки (4.6) с учетом полярности импульсного напряжения на выходе модулятора 7 можем представить в общем виде следующей зависимостью:

$$U_{\text{зи.отс}} = \eta \left(\frac{U_{\text{зи}}}{\eta} - \Delta U_{\text{зи}} \right), \quad (4.20)$$

где η – коэффициент затухания аттенуатора 10, равный двум.

Выбрав коэффициент затухания аттенуатора 15 и коэффициент передачи вычитающего блока 16 равными коэффициенту затухания аттенуатора 10, получим непосредственный отсчет измеряемого параметра независимо от типа исследуемого ПТ.

Например, пусть измеряется напряжение отсечки полевого МОП-транзистора с каналом р-типа, работающего в режиме обогащения (характеристика В на рис. 4.7,б). Для этого случая устанавливают исходное напряжение смещения отрицательной полярности, например $U_{\text{зи}} = -10\text{ В}$ (напряжение источника смещения блока 13 имеет положительную полярность, так как оно подается в исток ПТ), при этом вырабатывается импульсное напряжение положительной полярности, например $\Delta U_{\text{зи}} = 2\text{ В}$. Тогда согласно соотношению (4.20) напряжение отсечки $U_{\text{зи.отс}} = -6\text{ В}$, так как происходит вычитание напряжений в блоке 16 с инвертированием напряжения смещения блока 13. Аналогично с помощью рис. 3.7 можно проследить возможность непосредственного отсчета и для других типов ПТ.

Автоматическое устройство выгодно отличается от известных [34, 35] по ряду показателей. Вследствие автоматизации резко возросло быстродействие измерений и повысилась производительность устройства. Время измерения напряжения отсечки составляет примерно 0,5 с.

С помощью предложенного устройства можно судить о степени нелинейности исследуемых ПТ, так как оно позволяет измерять характеристики проводимости канала, а при введении несложной коммутации – и характеристики первой производной по напряжению затвор–исток. Как видно из структурной схемы устройства (см. рис. 4.5), напряжение на выходе СД 6 пропорционально проводимости канала ПТ в исследуемой точке.

Если на модулятор 8 подать часть постоянного напряжения от блока 13 и закоротить аттенуатор 10, то на выходе сравнивающего блока 11, предварительно отключенного от модулятора 8, получим напряжение,

пропорциональное производной $\frac{\partial G}{\partial U_{зи}}(U_{зи})$ (при условии снижения до приемлемой величины коэффициента передачи блока 11). По этой характеристике легко проверить экспериментально достоверность принятого метода измерения. Если модуляция проводимости канала транзистора происходит на линейном участке характеристики, то при изменении напряжения смещения блока 13 не должны наблюдаться отклонения показаний измеряемой величины.

Изложенный метод измерения напряжения отсечки и построенное на его основе автоматизированное устройство отличаются высокой точностью и производительностью. При условии автоматизации операции подключения исследуемых элементов к измерительным клеммам предложенное устройство можно использовать на поточной линии производства ПТ для измерений параметров каждого экземпляра транзистора. Простота управления и непосредственный отсчет создают благоприятные условия для быстрой перестройки устройства измерения напряжения отсечки ПТ различных типов.

4.2.4. Особенности интегрализации устройства

Структурная схема предлагаемого устройства (см. рис. 4.5) такова, что она может быть практически полностью реализована на основе имеющихся серий ИС, многие из которых рассмотрены в разд. 1 и 3. В качестве ОУ 1 целесообразно использовать один из стандартных ОУ, например, типа К14ОУД8 или широкополосный ОУ типа 544УД2, что лучше, а в качестве сравнивающего блока 11 – те же ОУ в режиме сравнения сигналов (см. рис.1.27,а).

Амплитудный демодулятор 5 выполняется на основе линейного преобразователя переменного напряжения в постоянное (см. рис.1.46,а), а СД 6 и 7 – на одной из схем УВХ (см. рис. 3.12 или 3.14). Пропорциональный модулятор 8 – на ИС АК типа 143КТ1 (см. рис. 3.8) или 284КН1 (см. рис. 3.5) с применением повторителя сигналов (см. рис. 1.25,а) на выходе. Атенюаторы 10, 15 и вычитающий блок 16 могут быть реализованы на основе соответственно инвертирующего сумматора (см. рис. 1.23,а) и дифференциальной ОС (см. рис. 1.26).

Блок 13 напряжений смещения представляет собой последовательно соединенные выпрямитель (преобразователь переменного напряжения в постоянное) и электронный стабилизатор с аттенюатором, позволяющим осуществить регулировку необходимого значения уровня выходного напряжения положительной или отрицательной полярности (см. рис. 1.41). Генератор 4 синусоидальных колебаний целесообразно выполнить на основе моста Вина и ОУ, а генератор 9 импульсов – по схеме мультивибратора на стандартном ОУ[21].

В качестве измерительного прибора 12 может быть использован внешний цифровой вольтметр постоянного тока практически любого типа, класс точности которого удовлетворяет данному виду измерений.

При необходимости данное устройство может быть реализовано в виде одной большой ИС. Переключатель 14, являющийся органом управления устройства, и конденсаторы связи исследуемого ПТ 3 с измерительным устройством при этом целесообразно использовать внешние.

4.3. Системотехническое проектирование как непрерывный процесс

4.3.1. Недостатки спроектированного устройства и необходимость его совершенствования

Исходя из утверждения, что предела совершенствованию РЭА в целом и радиоизмерительной в частности не существует, системотехническое проектирование можно рассматривать как непрерывный процесс улучшения технических характеристик новой техники в направлении повышения ее точности, быстродействия и расширения функциональных возможностей.

Дальнейшее повышение точности и быстродействия с расширением функциональных возможностей проектируемой РЭА может быть достигнуто за счет привлечения дополнительной информации о свойствах и параметрах объекта исследования. Это определяет необходимость создания новой математической модели, наиболее полно описывающей обобщенный вариант объекта, включающей как можно большее количество элементов, в том числе и нелинейных (НЭ), и, следовательно, разработки нового, более эффективного метода измерения.

Действительно, рассмотренное в подразд.4.2 устройство (см. рис. 4.5) позволяет достаточно точно с высоким быстродействием определять лишь напряжение отсечки ПТ, характеристики крутизны и проводимости которых имеют степень аппроксимирующего полинома, близкую к единице, и не обладает такими свойствами при измерении аналогичных и других параметров аппроксимации характеристик НЭ с произвольной степенью нелинейности.

Этот недостаток может быть исключен при условии привлечения дополнительной информации, прежде всего о степени χ (4.1) исследуемых НЭ. Данный параметр является определяющим и для других НЭ, например варикапов.

Для описания характеристик НЭ введем в отличие от (4.1) обобщенную степенную аппроксимацию [38]:

$$P(v) = P_{\text{макс}} \left(1 \pm \frac{v}{v_0} \right)^\chi, \quad (4.21)$$

где $P(v)$ – функция, в которой P – всевозможные физические параметры: ток, проводимость, емкость, индуктивность и т.д., а аргумент v – напряжения, пропорциональные воздействующим факторам: току, напряжению, температуре и т.д.; $P_{\text{макс}}$ – максимальное значение функции, соответствующее определенному значению аргумента, например $v = 0$; v_0 – пороговое напряжение, характеризующее экстремальные значения исследуемых функций (например, для ПТ это напряжение соответствует напряжению отсечки $U_{\text{зи.отс}}$, а для варикапов – контактной разности потенциалов ϕ_k); χ – степень аппроксимирующего полинома, отличие которой от единицы является мерой нелинейности исследуемых характеристик; для некоторых типов ПТ $\chi = 0,5 \dots 2,2$, а для варикапов $\chi = -(0,3 \dots 0,5)$; знак «+» в скобках (4.21) соответствует характеристикам варикапов, «-» – характеристикам ПТ.

Исходя из математического описания характеристик (4.21) к основным параметрам НЭ, кроме степени аппроксимирующего полинома χ , относятся пороговое напряжение v_0 ($U_{\text{зи.отс}}$, ϕ_k) и значение физического параметра в исследуемой точке $P(v)$.

Известные способы измерения параметров аппроксимации, например, вольт-емкостных характеристик варикапов и сток-затворных характеристик ПТ, не обеспечивают требуемой точности и быстродействия измерений из-за необходимости определения, по существу, разнородных параметров с присущими каждому в отдельности методическими и техническими трудностями.

4.3.2. Метод измерения параметров аппроксимации характеристик нелинейных элементов

С целью повышения точности и быстродействия измерений нами разработан новый метод измерения параметров аппроксимации характеристик НЭ [38], теоретические основы которого сводятся к следующему.

Для определения искомых величин воспользуемся степенной аппроксимацией (4.21) и ее производной:

$$\frac{\partial P}{\partial v}(v) = \pm \chi \frac{P_{\text{макс}}}{v_0} \left(1 \pm \frac{v}{v_0}\right)^{\chi-1}. \quad (4.22)$$

Решая совместно (4.21) и (4.22), получаем:

$$\chi = (v \pm v_0) \frac{\partial P}{\partial v}(v) / P(v), \quad (4.23)$$

$$v_0 = \pm \left(\chi P(v) / \frac{\partial P}{\partial v}(v) - v \right). \quad (4.24)$$

Из (4.23) и (4.24) видим, что параметры аппроксимации жестко связаны и для их отдельного измерения необходимо отыскать обобщенные параметры, в полной мере характеризующие искомые величины.

Так как соотношения (4.23) и (4.24) выполнимы при любых значениях v , зафиксируем величину параметра v_1 и представим (4.23) равенством

$$(v_1 \pm v_0) = \chi P(v_1) / \frac{\partial P}{\partial v}(v_1). \quad (4.25)$$

Тогда на основании (4.23) и (4.25) можно записать:

$$\chi = \frac{\frac{\partial P}{\partial v}(v)}{P(v)} (v \pm v_0 + v_1 - v_1) = \frac{\frac{\partial P}{\partial v}(v)}{P(v)} \left[(v - v_1) + \frac{\chi P(v_1)}{\frac{\partial P}{\partial v}(v_1)} \right].$$

Отсюда

$$\chi = (v - v_1) / \left(\frac{P(v)}{\frac{\partial P}{\partial v}(v)} - \frac{P(v_1)}{\frac{\partial P}{\partial v}(v_1)} \right). \quad (4.26)$$

С учетом (4.26) соотношение (4.24) приобретает вид

$$v_0 = \pm \left(\frac{(v - v_1)}{1 - \frac{P(v_1)}{P(v)} \frac{\partial P}{\partial v}(v) / \frac{\partial P}{\partial v}(v_1)} - v \right). \quad (4.27)$$

Переходя к конечным приращениям и выполняя в процессе измерений условия

$$\Delta P(v) = \Delta P(v_1), \quad (4.28)$$

$$P(v_1) / P(v) = m, \quad (4.29)$$

где коэффициент m имеет конечную величину, выражения (4.26) и (4.27) существенно упрощаем:

$$\chi = \frac{(v - v_1) \Delta P(v)}{P(v) [\Delta v(v) - m \Delta v(v_1)]}, \quad (4.30)$$

$$v_0 = \pm \left(\frac{(v - v_1) \Delta v(v)}{[\Delta v(v) - m \Delta v(v_1)]} - v \right). \quad (4.31)$$

Вводя обобщенный параметр

$$M = \frac{(v - v_1)}{\Delta v(v) - m \Delta v(v_1)}, \quad (4.32)$$

для искомым величин (4.30), (4.31) получаем:

$$\chi = M \Delta P(v) / P(v), \quad (4.33)$$

$$v_0 = \pm (M \Delta v(v) - v). \quad (4.34)$$

4.3.3. Системотехническая реализация метода

Изложенный метод реализован с помощью устройства [38] (рис. 4.8,а), которое включает ряд функциональных систем. Исследуемый НЭ 1, преобразователь 2 физических параметров в напряжение, первый и второй СД 3 и 4 и первый пропорциональный модулятор 5, управляемые генератором 6 импульсов, а также второй аттенюатор 7 с коэффициентом передачи, равным m (4.29), первый сравнивающий блок 8 и первый и второй суммирующие блоки 9 и 10 образуют систему модуляции физических параметров, позволяющую при измерениях автоматически выполнить условие (4.29), при котором устанавливается заданное соотношение параметров в соответствующих точках исследуемых характеристик, например $m = 0,15$, и, следовательно, непосредственно определить разность напряжений $(v - v_1)$, входящую в (4.30)–(4.32).

Блок 11 опорных напряжений и второй сравнивающий блок 12, входящие совместно с первым и вторым суммирующими блоками 9 и 10, преобразователем 2 и вторым СД 4 в состав системы нормирования физических параметров, позволяют стабилизировать независимо от действия различных факторов значение параметра в одной из отсчетных точек $P(v)$ исследуемых характеристик НЭ 1 и, следовательно, однозначно определить ее координаты, информация о которых входит в (4.33) и (4.34).

Отсчетную точку $P(v)$ на исследуемых характеристиках выбирают таким образом, чтобы ее ордината соответствовала, например, пределам измерения каждого из параметров преобразователя 2, что достижимо при первичной

регулировке опорного напряжения блока 11 и коэффициента передачи преобразователя 2.

Второй пропорциональный модулятор 13, управляемый генератором 6 импульсов, четвертый аттенюатор 14 с коэффициентом передачи, равным $(1-m)$ (4.29), суммирующе-вычитающий блок 15, второй линейный преобразователь 16 напряжений, третий сравнивающий блок 17, третий управляемый напряжением аттенюатор 18 и генератор 19 модулирующего напряжения совместно с первым и вторым суммирующими блоками 9 и 10, преобразователем 2 и блоком 11 опорных напряжений образуют систему стабилизации приращений ΔP физических параметров независимо от положения отсчетных точек $P(v)$ и $P(v_1)$ на исследуемых характеристиках НЭ 1, которая в процессе измерений производит необходимую обработку сигналов и совместно с указанными выше системами обеспечивает автоматическое выполнение условия (4.28).

Первый линейный преобразователь 20 напряжений, третий и четвертый СД 21 и 22, первый аттенюатор 23 с коэффициентом передачи, равным m (4.29), первый вычитающий блок 24 и делитель 25 представляют собой канал обработки информации о приращениях напряжений $\Delta v(v)$ и $\Delta v(v_1)$, пропорциональных производным в точках $P(v)$ и $P(v_1)$ исследуемых характеристик, и формирования в соответствии с (4.32) обобщенного параметра M .

МП 26 напряжений и перемножающий блок 27 с вторым вычитающим блоком 28 образуют каналы измерения параметров χ и V_0 , которые осуществляют дальнейшие преобразования получаемой информации и вычисление в соответствии с уравнениями (4.32) и (4.33) искомых параметров с последующей передачей для регистрации на индикаторный блок 29. Для автоматической коррекции показаний блока 29, связанных с изменением пределов измерения физических параметров (делитель $P(v)$ в формуле (4.33)), управляющие органы преобразователей 2 и 26, осуществляющие изменения их коэффициентов передачи, сопряжены между собой.

Преобразователь 2 физических параметров в напряжение (рис. 4.8,б) включает операционный усилитель 30, имеющий в цепи ООС резистор 31, с помощью которого можно изменять коэффициент передачи, и исследуемый НЭ 1, а также амплитудный демодулятор 32, генератор 33 переменного напряжения, блок 34 напряжений смещения и два переключателя 35 и 36. С помощью переключателя 35 на два положения можно выбирать полярность

напряжения смещения блока 34 в случае исследования трехполюсных НЭ, например, ПТ с различным типом проводимости канала. Переключатель 36 на четыре положения с тремя направляющими, каждая из которых соответствует первому, второму и третьему выходам 37, 38 и 39 преобразователя 2, позволяет переводить преобразователь в необходимый режим преобразования физических параметров в напряжение, например, ёмкости C варикапов и активной проводимости G , крутизны S и тока стока I ПТ.

Для создания нормального режима работы вход преобразователя 2, которым является вход операционного усилителя 30, и первый выход 37 этого же преобразователя соединены отдельно с первой и второй клеммами 40 и 41 для подключения исследуемых НЭ 1. Третий выход 39 преобразователя 2 подключен к второму входу 42 второго суммирующего блока 10 (см. рис. 4.9), выход которого соединен с третьей клеммой 43. Для исследования двухполюсных НЭ, например варикапов, эти элементы подключают к первой и третьей клеммам 40 и 43, при этом вторая клемма 41 остается свободной.

Второй суммирующий блок 10 (см. рис. 4.8,б) выполнен в виде широкополосного пассивного сумматора, на активном резисторе 44 сравнительно небольшого номинала которого происходит суммирование относительно низкочастотных, включая постоянную составляющую, сигналов, поступающих на первый вход 45 с выхода первого суммирующего блока 9 (см. рис. 4.8,а) и относительно высокочастотных сигналов, поступающих на второй вход 42 с третьего выхода 39 преобразователя 2 (см. рис. 4.8,б). Номиналы реактивных элементов второго суммирующего блока 10 выбраны такими, что исключается взаимное влияние источников сигналов, действующих в этом же блоке.

Достаточно сложные процессы, протекающие в устройстве, которые в полном объеме отражены в описании изобретения к авторскому свидетельству [38], поясняются диаграммами (рис. 4.9). Анализируемая характеристика НЭ представлена на рис. 4.9,а. На рис. 4.9,б,в показана форма сигналов, действующих на выходе второго суммирующего блока 9 и втором выходе 38 преобразователя 2 (см. рис. 4.8,а), а на рис. 4.9,г и д – управляющие импульсы с первого и второго выходов генератора 6.

Переменная составляющая (рис. 4.9,е), образуемая суммирующе-вычитающим блоком 15, и постоянная составляющая (рис. 4.9,ж) на выходе второго линейного преобразователя 16, которые пропорциональны приращениям физического параметра (см. рис. 4.9,в) в исследуемых точках v и v_1 , (см.рис. 4.9,а), в процессе работы устройства остаются неизменными. При этом переменное напряжение (рис. 4.9,з) третьего управляемого аттенюатора 18

и выпрямленные первым линейным преобразователем 20 напряжения (рис. 4.9,и) в соответствующие моменты времени изменяются по амплитуде и становятся пропорциональными приращениям аргумента $\Delta v(v)$ и $\Delta v(v_1)$ (см. рис. 4.9,б).

Искомые параметры χ , v_0 , V формируются на выходах соответственно масштабного преобразователя 26, второго вычитающего блока 28 и второго сравнивающего блока 12, а значение физического параметра в исследуемой точке $P(v)$ соответствует пределу измеряемых величин преобразователя 2 (см. рис. 4.8,б) с учетом размерности физических единиц.

Таким образом, предлагаемое устройство в автоматическом режиме производит измерение физических параметров P и приращений аргумента Δv , пропорциональных производным, для двух значений аргумента V и v_1 (см. рис. 4.9,а), при которых автоматически выполняются условия (4.28), (4.29), вычисляет значение обобщенного параметра M (4.32) и в соответствии с (4.33) и (4.34) определяет искомые параметры аппроксимации соответствующих характеристик НЭ, обеспечивая при этом выигрыш в точности и быстродействии измерений.

4.3.4. Оценка точности и эффективности метода

Для количественной оценки выигрыша в точности измерений параметров исследуемых НЭ целесообразно исходить из сравнения соответствующих сумм аддитивных и среднеквадратических составляющих погрешностей, образуемых в устройстве-прототипе [37] (см. рис. 4.5) $\delta_{i.адд1}$, $\bar{\delta}_{i1}$ и предлагаемом [38] (см. рис. 4.8,а), $\delta_{i.адд2}$, $\bar{\delta}_{i2}$ за счет влияния различного рода факторов:

$$B_i = \frac{|\delta_{i.адд1}| + |\bar{\delta}_{i1}|}{|\delta_{i.адд2}| + |\bar{\delta}_{i2}|} \approx \frac{|\delta_{i.адд1}|}{|\bar{\delta}_{i2}|} \quad (4.35)$$

где i – один из измеряемых параметров.

Для достоверной оценки выигрыша (4.35) достаточно определить аддитивную составляющую погрешности устройства-прототипа и среднеквадратическую предлагаемого, так как в силу вышеизложенного справедливы соотношения:

$$|\delta_{i.адд1}| \gg |\bar{\delta}_{i1}|, \quad |\bar{\delta}_{i2}| \gg |\delta_{i.адд2}|.$$

Аддитивная составляющая погрешности измерения параметра v_0 :

$$\delta v_{0.адд} = \frac{v_0^*}{v_0} - 1, \quad (4.36)$$

где v_0^* – пороговое напряжение исследуемой характеристики НЭ при отличии степени аппроксимирующего полинома от единицы.

В связи с тем, что метод [33] основан на линейной аппроксимации характеристик НЭ, для нахождения величины v_0^* достаточно на исследуемой характеристике (рис. 4.10,а) провести прямую, проходящую через три точки с координатами: $A[v, P(v)]$, $B[v_1, mP(v)]$, $C[v_0^*, 0]$. Уравнение прямой, проходящей через данные точки, имеет вид

$$\frac{v_0^* - v}{v_1 - v} = \frac{0 - P(v)}{mP(v) - P(v)}.$$

Отсюда

$$v_0^* = v - \frac{v - v_1}{1 - m}. \quad (4.37)$$

Разность аргументов $v - v_1$ является промежуточной величиной (неудобной для практического использования), и ее целесообразно представить через измеряемые параметры. Для этого воспользуемся исходным соотношением (4.21) и составим уравнение по подобию (4.10)

$$\frac{P(v)}{\left(1 \pm \frac{v}{v_0}\right)^\chi} = \frac{mP(v)}{\left(1 \pm \frac{v_1}{v_0}\right)^\chi},$$

решение которого позволяет определить искомую величину

$$v - v_1 = v_0 \left(1 - \sqrt[\chi]{m}\right) \left(\frac{v}{v_0} \pm 1\right). \quad (4.38)$$

Подставляя (4.37) и (4.38) в (4.36), получаем:

$$\delta v_{0.адд1} = \left(\frac{v}{v_0} - 1\right) \frac{\sqrt[\chi]{m} - m}{1 - m} + (1 \pm 1) \frac{\sqrt[\chi]{m} - 1}{1 - m}. \quad (4.39)$$

Для значений параметров $v/v_0 = 0,25$, $m = 0,5$, $\chi = 2$, характерных для таких НЭ, как, например, ПТ, при измерениях на устройстве [37]

$\delta v_{0.адд1(пт)} = \delta U_{зи.отс.адд} \approx -31,07\%$. При исследовании на этом же устройстве, например, варикапов с $\chi = -0,5$ целесообразно принять $v/v_0 = 0$, тогда при $m = 0,5$ погрешность определения контактной разности потенциалов составит $\delta v_{0.адд1(в)} = \delta \varphi_{к.адд} \approx +500\%$.

Аддитивную составляющую погрешности измерения параметра χ с помощью устройства (см. рис. 4.5) можно оценить на основании (4.23) при условии, что параметр $P(v)$ и его производная $\frac{\partial P}{\partial v}(v)$ определяются достаточно точно, а параметр v_0 приближенно – в соответствии с (4.37):

$$\partial \chi_{адд.1} = \left(\frac{\partial P}{\partial v}(v) \frac{v \pm v_0^*}{P(v)} \right) / \left(\frac{\partial P}{\partial v}(v) \frac{v \pm v_0}{P(v)} \right) - 1 = \frac{v \pm v_0^*}{v \pm v_0} - 1. \quad (4.40)$$

Принимая во внимание (4.36), получаем искомую погрешность (4.38) в удобном для практического использования виде:

$$\delta \chi_{адд.1} = \delta v_{0.адд.1} / \left(1 \pm \frac{v}{v_0} \right). \quad (4.41)$$

С учётом ранее принятых численных значений параметров, входящих в (4.41), для тех же НЭ соответственно имеем $\delta \chi_{адд.1(пт)} \approx -41,4\%$ и $\delta \chi_{адд.1(в)} = 500\%$. Отсюда следует, что оценить относительно точно значение параметра χ с помощью устройства [37] также не представляется возможным.

Среднеквадратические составляющие погрешностей измерения параметров v_0 и χ , характерных для предлагаемого устройства, определим на основании соотношений (4.33) и (4.34):

$$\bar{\delta} v_{02} = \pm \left[\left(1 \pm \frac{v}{v_0} \right)^2 \left(\bar{\delta}^2 M + \delta^2 \Delta v(v) + \delta^2 v \right) + \delta^2 v \right]^{1/2}, \quad (4.42)$$

$$\bar{\delta} \chi_2 = \pm \left(\bar{\delta}^2 M + \delta^2 P(v) + \delta^2 \Delta P(v) \right)^{1/2}, \quad (4.43)$$

где $\bar{\delta} M$, δv , $\delta \Delta v(v)$, $\delta P(v)$, $\delta \Delta P(v)$ – погрешности формирования параметров M , v , $\Delta v(v)$, $P(v)$, $\Delta P(v)$, обусловленные несовершенством соответствующих систем стабилизации.

В связи с тем что в предлагаемом устройстве использованы однотипные статические системы стабилизации, отмеченные составляющие погрешности, за исключением первой, оказываются равновеликими и могут быть приняты каждая в отдельности примерно равными ($\delta_i = \pm 0,1\%$). В формировании обобщенного параметра M (4.32) участвуют практически все системы устройства, и составляющую $\bar{\delta}M$ следует рассмотреть детально.

Анализируя соотношение (4.32) нетрудно заметить, что между величинами $\Delta v(v)$ и $\delta \Delta v(v_1)$ существует корреляционная связь. Во-первых, они формируются одной и той же системой стабилизации приращений, а во-вторых, их соотношение определяется параметрами аппроксимации и, следовательно, зависит от коэффициента m . Действительно, решая совместно (4.32), (4.34) и (4.38), можно установить, что

$$\frac{\Delta v(v_1)}{\Delta v(v)} = \frac{\sqrt[m]{\chi}}{m}. \quad (4.44)$$

Подставляя (4.44) в (4.32), получаем:

$$M = \frac{v - v_1}{\Delta v(v) \left(1 - \sqrt[m]{\chi}\right)}. \quad (4.45)$$

На основании (4.45) запишем выражение для среднеквадратической составляющей погрешности формирования обобщенного параметра M :

$$\bar{\delta}M = \pm \left[\delta^2(v - v_1) + \delta^2 \Delta v(v) + \left(\frac{\sqrt[m]{\chi}}{\chi \left(1 - \sqrt[m]{\chi}\right)} \right)^2 \delta^2 m \right]^{1/2}, \quad (4.46)$$

где $\delta(v - v_1)$ и δm – погрешности формирования разности аргументов $v - v_1$ и коэффициента m . Первая составляющая определяется несовершенством системы модуляции физических параметров, а вторая – нестабильностью коэффициента передачи второго аттенюатора 7.

При равновеликих частных составляющих погрешности ($\delta_i \approx \delta$) формирования обобщенного параметра M , что на практике имеет место, соотношение (4.46) можно представить в виде

$$\bar{\delta}M = \psi \delta, \quad (4.47)$$

где весовой коэффициент

$$\psi = \pm \left[2 + \frac{1}{\chi^2 (m^{-1/\chi} - 1)^2} \right]^{1/2} \quad (4.48)$$

Представленная на рис. 4.10,б графическая интерпретация соотношения (4.48) в функции параметра m для различных значений степени аппроксимирующего полинома χ показывает целесообразность выбора значения коэффициента m в пределах 0.1...0.2, в отличие от устройства (см. рис. 4.5), для которого рекомендовано значение $m = 0,5$.

В соответствии с графиком (см. рис. 4.10,б) при $m \approx 0,15$, $\chi = 2$, что характерно для ПТ, весовой коэффициент $\psi \approx 1,45$, и если принять $\delta = \pm 0,1\%$, то, согласно (4.47) или (4.46), $\bar{\delta}M_{(ПТ)} \approx \pm 0,145\%$. Аналогично для варикапов:

$$\psi \approx 2,5 \quad \chi = -0,5, \quad \bar{\delta}M_{(В)} \approx \pm 0,25\%.$$

Подставляя данные численные значения для $\bar{\delta}M_{(В)}$ (4.42) и (4.43) и принимая, как и прежде, $v/v_0 = 0,25$ (для ПТ) и $v/v_0 = 0$ (для варикапов), а также полагая другие частные составляющие, входящие в (4.42) и (4.43), равными $\pm 0,1\%$, соответственно получаем: $\delta v_{02(ПТ)} \approx \pm 0,18\%$, $\delta v_{02(В)} \approx \pm 0,3\%$, $\delta \chi_{2(ПТ)} \approx \pm 0,2\%$, $\delta \chi_{2(В)} \approx \pm 0,29\%$.

Итак, выигрыш в точности измерений порогового напряжения и степени аппроксимирующего полинома в соответствии с (4.35) для полученных численных значений аддитивных (4.39), (4.41) и среднеквадратических (4.42), (4.43) погрешностей составляет: при исследовании характеристик ПТ

$$Bv_{o(ПТ)} = \frac{|\delta v_{o,адд.1(ПТ)}|}{|\bar{\delta}v_{02(ПТ)}|} \approx 173, \quad B\chi_{(ПТ)} = \frac{|\delta \chi_{адд.1(ПТ)}|}{|\bar{\delta} \chi_{2(ПТ)}|} \approx 207$$

и при исследовании характеристик варикапов

$$Bv_{o(В)} = \frac{|\delta v_{o,адд.1(В)}|}{|\bar{\delta}v_{02(В)}|} \approx 1167, \quad B\chi_{(В)} = \frac{|\delta \chi_{адд.1(В)}|}{|\bar{\delta} \chi_{2(В)}|} \approx 1724.$$

Количественную оценку выигрыша в быстродействии измерений можно произвести лишь ориентировочно на основании сравнения времени уравнивания устройства-прототипа и предлагаемого, которые оказываются примерно равными. Однако устройство-прототип за это время способно измерить лишь один основной параметр – пороговое напряжение (напряжение отсечки), а предлагаемое устройство – как минимум, два –

пороговое напряжение и степень аппроксимирующего полинома. В связи с этим можно считать, что выигрыш в быстродействии измерений составляет не менее двух раз.

Таким образом, предложенные метод и устройство обладают высокой эффективностью и позволяют существенно повысить точность измерений параметров аппроксимации характеристик НЭ, а также ускорить процесс измерений. Эти средства, как наиболее эффективные, целесообразны для использования в подсистемах технической диагностики НЭ автоматизированных систем контроля параметров различной РЭА.

4.3.5. Особенности интегрализации устройства для измерения параметров аппроксимации характеристик

Рекомендации по интегрализации данного устройства (см. рис. 4.8,а) по существу те же, что и устройства, представленного на рис. 4.5, так как у них имеется ряд однотипных функциональных блоков: аттенюаторы 7, 14, 23, суммирующе-вычитающие блоки 9, 15, 24, 28, СД 3, 4, 21, 22, пропорциональные модуляторы 5, 13, линейные преобразователи 16, 20 переменного напряжения в постоянное, сравнивающие блоки 8, 12, 17, генераторы 19, 33 синусоидальных сигналов, генератор 6 импульсов, блок 34 напряжений смещения.

К принципиально новым функциональным блокам устройства (см. рис. 4.8,а) относятся управляемый напряжением аттенюатор 18 и МП 26, которые могут быть реализованы по одной из схем МП, представленных на рис. 1.48,б, а также делитель 25 и перемножающий блок 27, выполняемых по схемам на основе ПС (см. рис. 2.1).

Блок 11 опорных напряжений можно осуществить по схеме СН (см. рис. 1.38,а) или по одной из схем ИОН, изложенных в [6].

При необходимости и данное устройство может быть реализовано в виде одной большой ИС с органами управления, вынесенными за ее пределы.

ЛИТЕРАТУРА

1. С в и р и д В.Л. Микросхемотехника аналоговых электронных устройств: Учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов. – Мн.: Дизайн ПРО, 1998. – 256 с.

2. С в и р и д В.Л. Экспериментальная микросхемотехника: Лаб. практикум по курсу «Микросхемотехника». В 3 ч. Ч. 3: Микроэлектронные селективные цепи. – Мн.: БГУИР, 1997. – 68 с.

3. С в и р и д В.Л. Высокоточный времяамплитудный преобразователь // Новые информационные технологии в науке и производстве: Материалы международ. науч.-техн. конф. – Мн.: БГУИР, 1998. – С. 177–178.

4. Пат. 2020616 РФ, МКИ⁵ G 01 C 27/00. Аналоговое запоминающее устройство / В.Л. Свирид. – Заявл. 25.02.91; Опубл. 30.09.94, Бюл. № 18. – 7 с.

5. К о л о м б е т Е.А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов. – М.: Радио и связь, 1991. – 376 с.

6. С в и р и д В.Л. Проектирование микроэлектронных устройств: Учеб. пособие по курсу «Микросхемотехника». В 4 ч. Ч. 4.: Проектирование и расчет измерительных преобразователей электрических сигналов. – Мн.: БГУИР, 2000. – 131 с.

7. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности: Справочник / А.А. Зайцев, А.И. Миркин, В.В. Мокряков и др.; Под ред. А.В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1989. – 384 с.

8. А.с. 1132258 СССР, МКИ³ G 01 R 27/26. Устройство для автоматического измерения параметров нелинейных элементов / В.Л. Свирид. – Заявл. 02.08.83; Опубл. 30.12.84, Бюл. № 48. – 17 с.
9. А.с. 1406525 СССР, МКИ⁴ G 01 R 27/26. Устройство для автоматического измерения параметров колебательных контуров / В.Л. Свирид. – Заявл. 18.08.86; Опубл. 30.06.88, Бюл. № 24. – 22 с.
10. С в и р и д В.Л. Экспериментальная микросхемотехника: Лаб. практикум по курсу «Микросхемотехника». В 3 ч. Ч. 1: Исследование дифференциальных и операционных усилителей. – Мн.: БГУИР, 1995. – 61 с.
11. С в и р и д В.Л. Учеб. пособие по курсу «Микросхемотехника и применение интегральных схем». В 3 ч. Ч. 1. – Мн.: МРТИ, 1987. – 104 с.
12. С в и р и д В.Л. Проектирование микроэлектронных устройств: Учеб. пособие по курсу «Микросхемотехника». В 4 ч. Ч. 2: Методология, основы метрологии, проектирование и расчет электронно-управляемых образцовых проводимостей. – Мн.: БГУИР, 1994. – 76 с.
13. С в и р и д В.Л. Проектирование микроэлектронных устройств: Учеб. пособие по курсу «Микросхемотехника». В 4 ч. Ч. 3: Схемотехническое проектирование и расчет конверторов сопротивлений и гираторов. – Мн.: БГУИР, 1995. – 96 с.
14. С в и р и д В.Л. Оценка стабильности прецизионных источников напряжения // Известия Белорусской инженерной академии. – Мн.: УП «Бестпринт», 2002. – № 2(14)/2. – С. 124–126.
15. С в и р и д В.Л. Анализ микроэлектронного стабилизатора напряжения с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току // Известия Белорусской инженерной академии. – Мн.: УП «Бестпринт», 2002. – № 2(14)/2. – С. 127–129.
16. Д о с т а л И. Операционные усилители: Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
17. Резисторы: Справочник / В.В. Дубровский, Д.М. Иванов, Н.Я. Пратусевич и др.; Под общ. ред. И.И. Четверткова и В.М. Терехова. – М.: Радио и связь, 1987. – 352 с.
18. Справочник по электрическим конденсаторам / М.Н. Дьяконов, В.И. Карабанов, В.И. Присняков и др.; Под ред. И.И. Четверткова и В.Ф. Смирнова. – М.: Радио и связь, 1983. – 576 с.
19. Г у т н и к о в В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отделение, 1988. – 304 с.
20. С в и р и д В.Л., К о р о б о в Р.М. Экспериментальная микросхемотехника: Лаб. практикум по курсу «Микросхемотехника». В 3 ч. Ч. 2: Исследование перемножителей сигналов. – Мн.: БГУИР, 1996. – 32 с.
21. Т и т ц е У., Ш е н к К. Полупроводниковая схемотехника: Справ. руководство: Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
22. Я к у б о в с к и й С.В., Б а р к а н о в Н.А., Н и с с е л ь с о н Л.И. и др. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы: Справ. пособие / Под

ред. С.В. Якубовского. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1985. – 432 с. (Проектирование РЭА на интегральных микросхемах).

23. Пат. 50-19231 Япон., МКИ² G11C27/00, H03K7/02. Запоминающее устройство / Мацумото Эйхиса, Нагатомото Йосинори. – Оpubл. 04.07.75.

24. С в и р и д В.Л. Проектирование микроэлектронных устройств: Учеб. пособие по курсу «Микросхемотехника». В 4 ч. Ч. 1: Схемотехническое проектирование и расчет операционных усилителей и устройств выборки-хранения информации. – Мн.: МРТИ, 1993. – 64 с.

25. А.с. 1322196 СССР, МКИ⁴ G01R27/26. Устройство для автоматического измерения логарифмического декремента затухания колебательных систем / В.Л. Свирид. – Заявл. 4.11.85; Оpubл. 7.07.87, Бюл. № 25. – 15 с.

26. А.с. 1429051 СССР, МКИ⁴ G0127/26. Устройство для автоматического измерения параметров радиотехнических элементов / В.Л. Свирид. – Заявл. 25.04.86; Оpubл. 7.10.88, Бюл. № 37. – 16 с.

27. И г л о в с к и й И.Г., В л а д и м и р о в Г.В. Справочник по слаботочным электрическим реле. – 3-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1990. – 560 с.

28. А л е к с е н к о А.Г., К о л о м б е т Е.А., С т а р о д у б Г.И. Применение прецизионных аналоговых ИС. – М.: Радио и связь, 1981. – С.182.

29. Б у л ы ч е в А.Л., Г а л к и н В.И., П р о х о р е н к о В.А. Аналоговые интегральные схемы: Справочник. – 2-е изд., перераб. и доп. – Мн.: Беларусь, 1993. – 382 с.

30. С в и р и д В.Л. Принципы системотехнического проектирования автоматизированной аппаратуры контроля параметров полевых транзисторов // Перспективы развития и применения автоматизированной радиоизмерительной аппаратуры в народном хозяйстве: Тез. докл. НТК. – Мн.: БелНИИНТИ, 1985. – С. 89–90.

31. Р и ч м а н П. Физические основы полевых транзисторов с изолированным затвором / Пер. с англ.; Под ред. Г.Г. Смолко. – М.: Сов. радио, 1971. – 144 с.

32. А.с. 524144 СССР, МКИ² G01R 31/26. Способ измерения напряжения отсечки полевых транзисторов / В.Л. Свирид. – Заявл. 11.11.73; Оpubл. 5.11.76, Бюл. № 29. – 2 с.

33. С в и р и д В.Л. Метод измерения напряжения отсечки полевых транзисторов // Радиотехника и электроника. – Вып. 12. – Мн.: Выш. шк., 1983. – С. 103–109.

34. Пат. 3648170 США, МКИ G01R 31/32. Измерение напряжения перекрытия канала полевого транзистора / Embree Milton L., Huber William R. – Оpubл. 07.03.72.

35. W i l n a i A m o s. Определение порогового напряжения транзистора посредством одного измерения // Electronics. – 1972. – V. 45. – № 19. – P. 129.

36. С в и р и д В.Л. Оценка точности метода измерения напряжения отсечки полевых транзисторов // Радиотехника и электроника. – Вып. 13. – Мн.: Выш. шк., 1984. – С. 62–65.

37. А.с. 543894 СССР, МКИ² G01R 31/26. Устройство для измерения напряжения отсечки полевых транзисторов / В.Л. Свирид. – Заявл. 19.09.75; Опубл. 18.05.77, Бюл. № 3. – 3 с.

38. А.с. 998982 СССР, МКИ³ G01 R31/26. Устройство для измерения параметров аппроксимации характеристик нелинейных элементов / В.Л. Свирид. – Заявл. 21.09.81; Опубл. 23.02.83, Бюл. № 7. – 14 с.

39. А л е к с е н к о А.Г. Основы микросхемотехники. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: ЮНИМЕДИАСТАЙЛ, 2002. – 448 с.

Св. план 2003, поз. 67

Учебное издание

Свирид Владимир Лукич

***АНАЛОГОВАЯ
МИКРОСХЕМОТЕХНИКА***

Учебное пособие
для студентов специальности «Радиотехника»
всех форм обучения

В 3-х частях

Часть 1. *ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ.
СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ*

Ответственный за выпуск Г.И. Лещенко
Редактор Т.А. Лейко
Корректор Е.Н. Батурчик
Компьютерная верстка Т.В. Шестакова

Подписано в печать 02.04.2003.
Печать ризографическая.
Уч.-изд. л. 14,2.

Формат 60x84x 1/16.
Гарнитура «Таймс».
Тираж 300 экз.

Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 13,7.
Заказ 761. _____

Издатель и полиграфическое исполнение:
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».
Лицензия ЛП № 156 от 30.12.2002.
Лицензия ЛВ № 509 от 03.08.2001.
220013, Минск, П. Бровки, 6

Рисунки к учебному пособию:

Аналоговая микросхемотехника: учеб. пособие для студентов специальности «Радиотехника» всех форм обучения. В 3 ч. Ч. 1: Интегр. микросхемы. Системотехн. проектирование радиоэлектр. аппаратуры / В.Л.Свирид. – Мн.: БГУИР, 2003. – 232 с.: ил.

Библиотека БГУИР

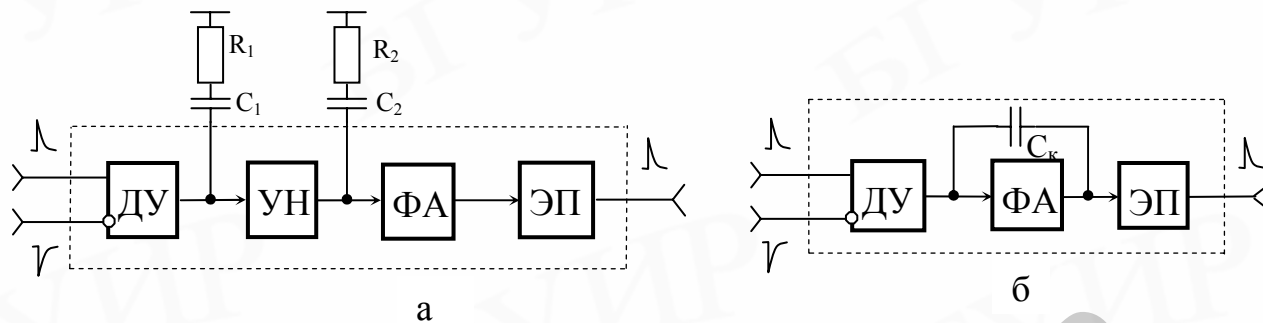


Рис.1.1. Трёхкаскадная (а) и двухкаскадная (б) модели ОУ

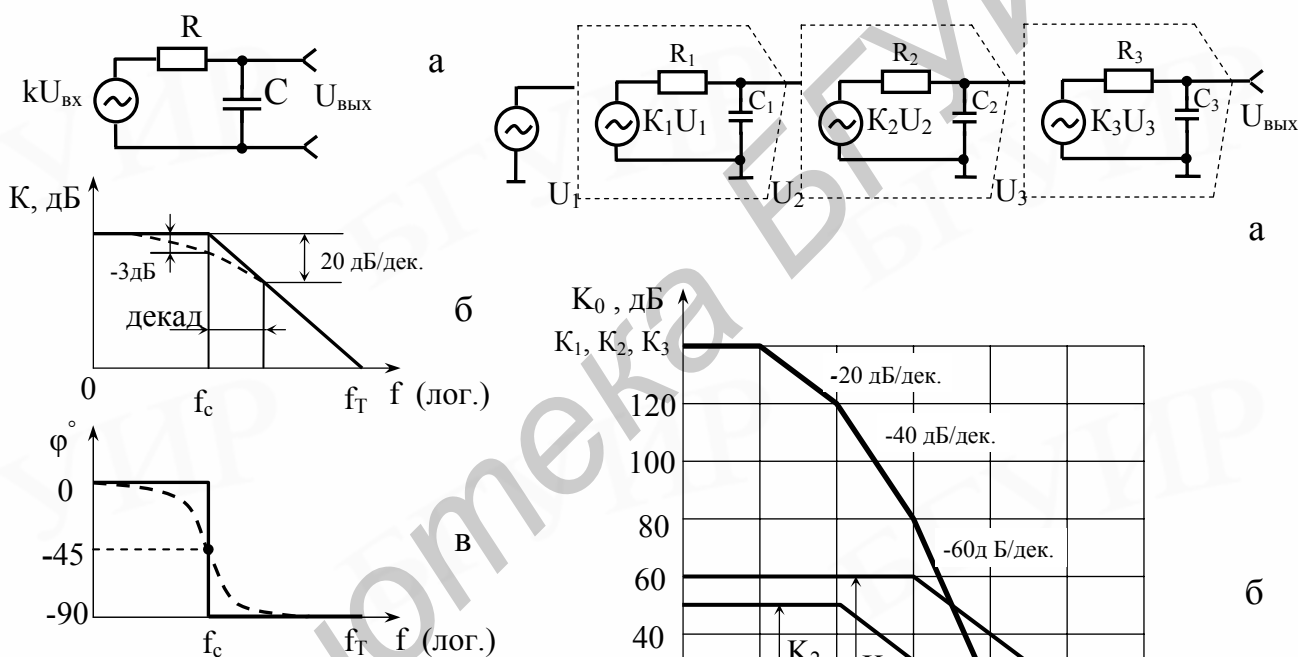


Рис.1.2. Эквивалентная схема одного каскада ОУ(а) и его АЧХ (б) и ФЧХ (в)

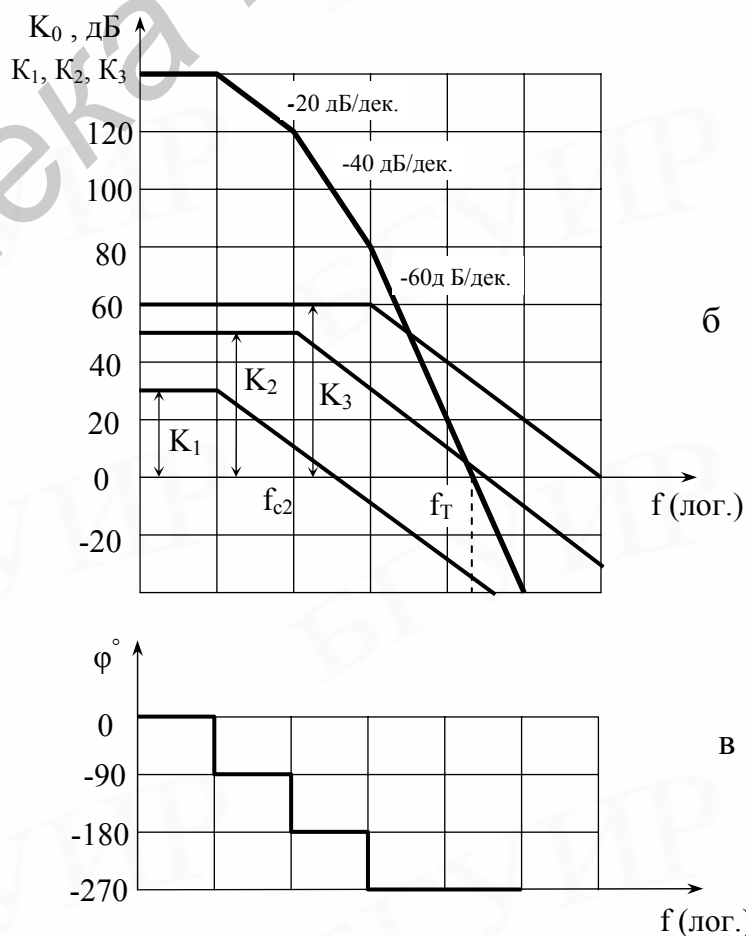


Рис.1.3. Эквивалентная схема трехкаскадного ОУ (а) и его логарифмические АЧХ (б) и ФЧХ (в)

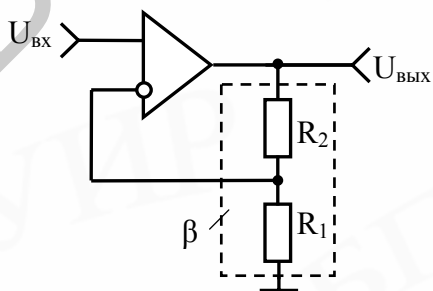


Рис.1.4. ОУ с цепью ООС

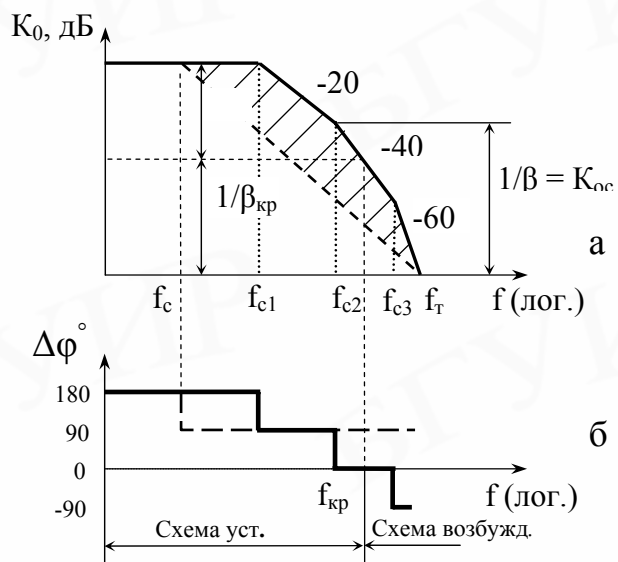


Рис.1.5. Логарифмические АЧХ (а) и ФЧХ (б) трёхкаскадного ОУ с цепью ООС

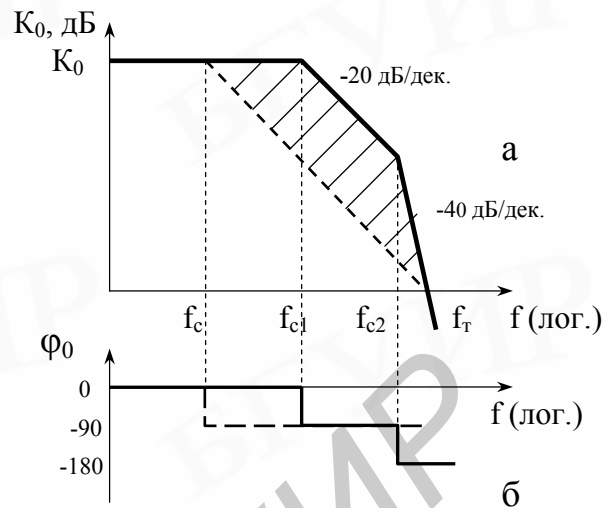


Рис.1.6. Логарифмические АЧХ (а) и ФЧХ (б) двухкаскадной модели ОУ

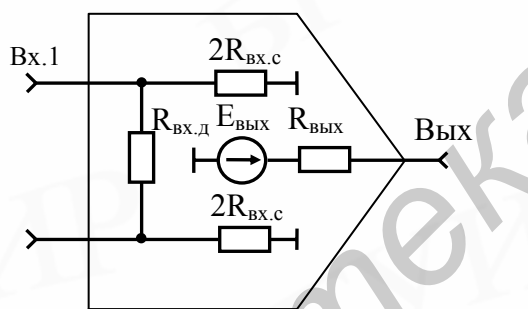


Рис.1.7. Обобщённая эквивалентная схема замещения ОУ

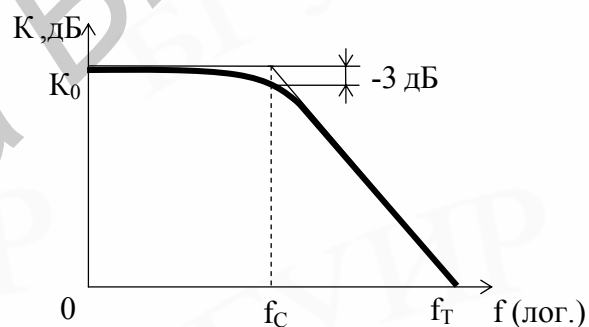


Рис.1.8. Малосигнальная АЧХ двухкаскадной модели ОУ

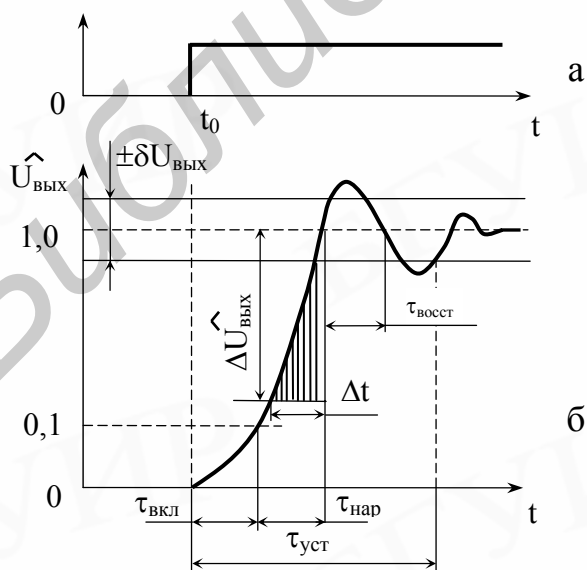


Рис.1.9. Диаграммы, отражающие формирование параметров переходной характеристики ОУ

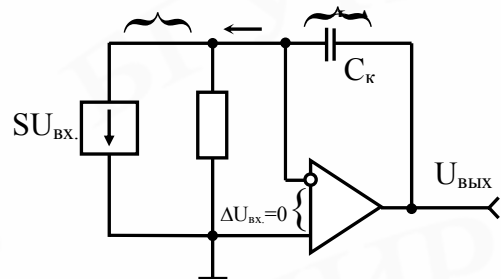


Рис.1.10. Эквивалентная схема, характеризующая усилительную способность двухкаскадной модели ОУ

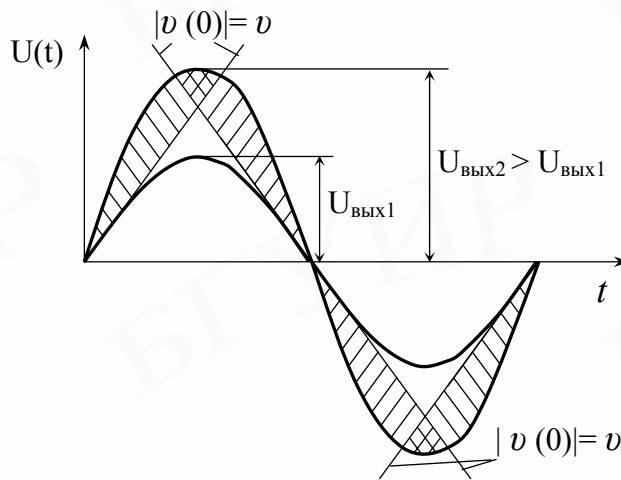


Рис.1.11. Диаграммы, показывающие образование треугольных ограниченных по скорости нарастания выходных сигналов ОУ при разных амплитудах выходных сигналов с одинаковыми частотами

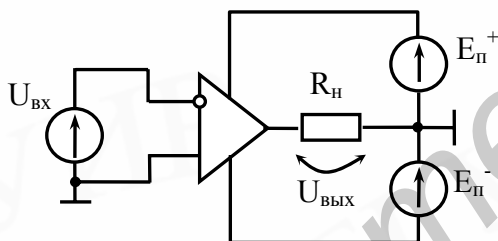


Рис.1.12. Включение ОУ по постоянному току

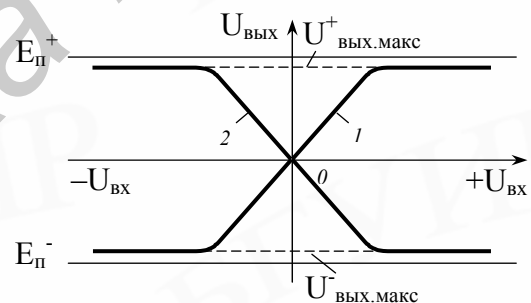


Рис.1.13. Амплитудные характеристики ОУ для неинвертирующей (1) и инвертирующей (2) ОС

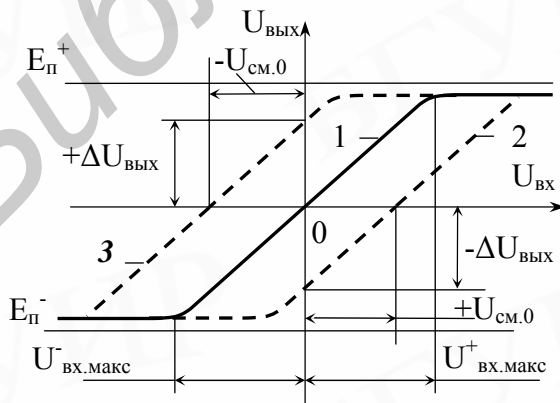


Рис.1.14. Образование входного напряжения смещения нуля ОУ (1—сбалансирован, 2,3—разбалансирован)

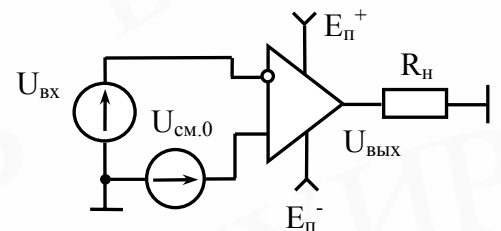


Рис.1.15. Эквивалентная схема компенсации разбаланса ОУ с помощью генератора $U_{см.0}$

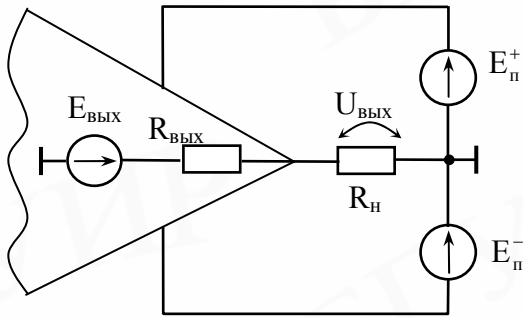


Рис.1.16. Эквивалентная схема выходной цепи ОУ с подключенной нагрузкой

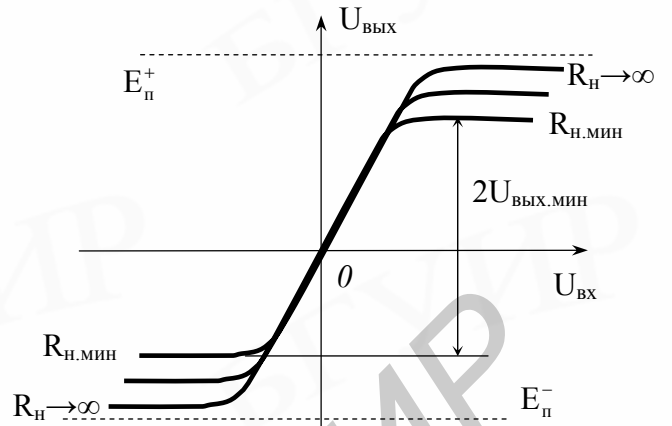


Рис.1.17. Нагрузочная способность ОУ

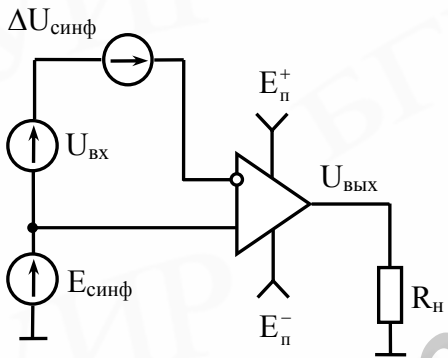


Рис.1.18. Схема компенсации разбаланса, обусловленного синфазной ЭДС, с помощью генератора $\Delta U_{\text{СИНФ}}$

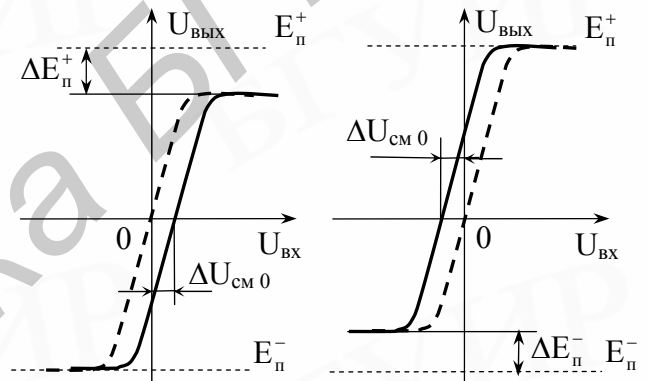


Рис.1.19. Сдвиг амплитудной характеристики и образование $\Delta U_{\text{СМ.0}}$ за счёт уменьшения $E_{\text{П}}^+$ и $E_{\text{П}}^-$ на $\Delta E_{\text{П}}^+$ и $\Delta E_{\text{П}}^-$

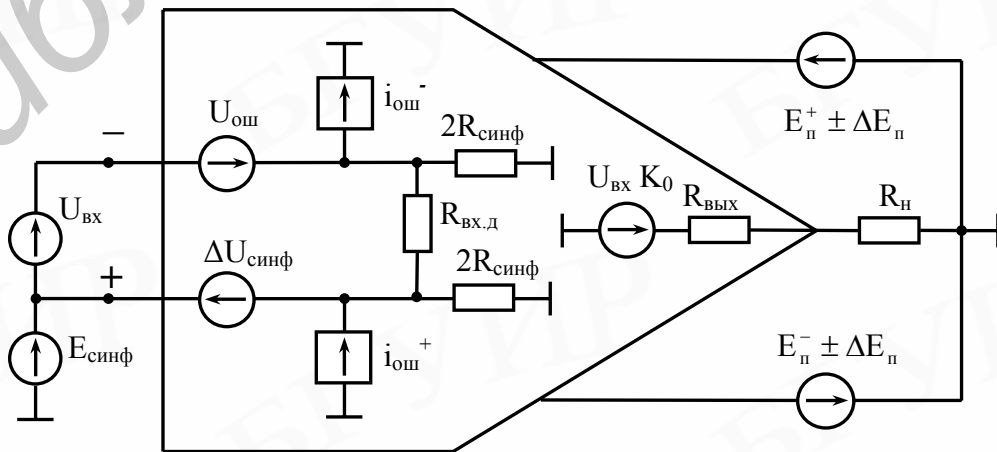


Рис.1.20. Эквивалентная схема ОУ с учётом генераторов ошибок усиления постоянной составляющей

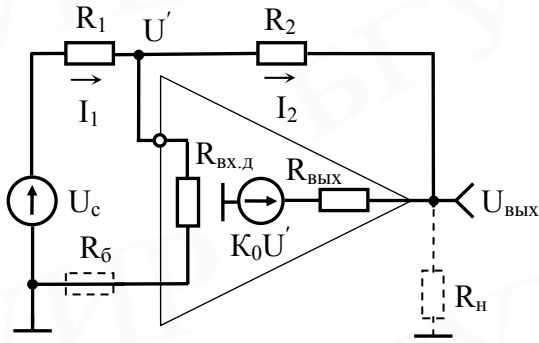


Рис.1.21. Эквивалентная инвертирующая ОС

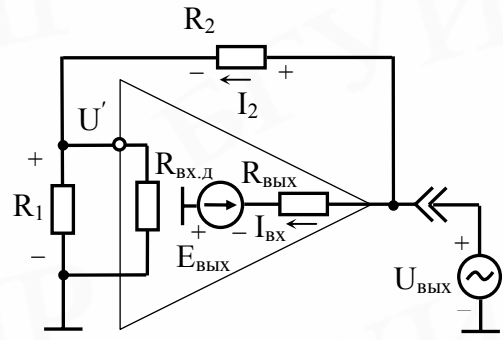


Рис.1.22. Эквивалентная схема ДУ для определения выходного сопротивления инвертирующей ОС

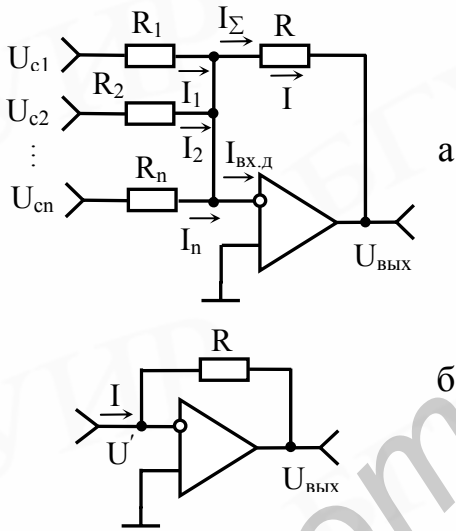


Рис.1.23. Схемы инвертирующего многовходного сумматора (а) и преобразователя тока в напряжение (б)

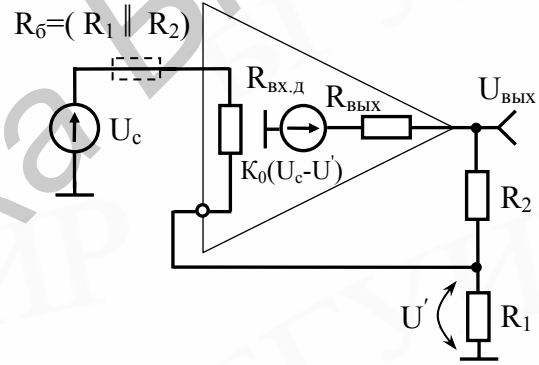


Рис.1.24. Эквивалентная неинвертирующая ОС

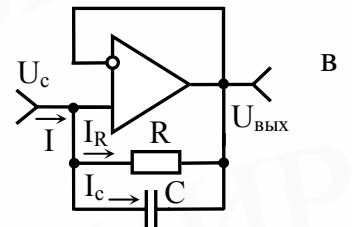
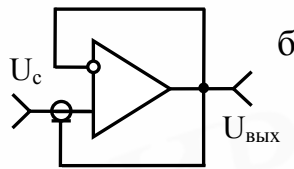
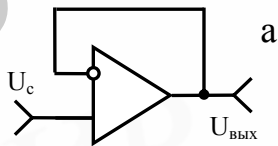


Рис.1.25. Схемы повторителей напряжения

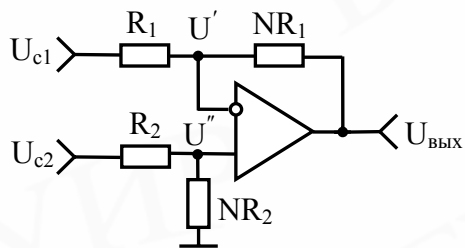


Рис.1.26. Дифференциальная ОС

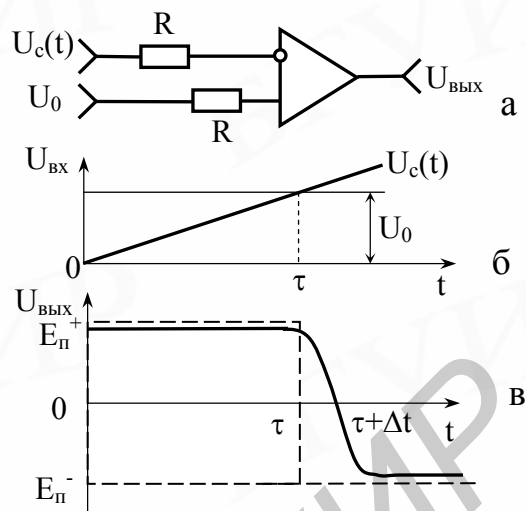


Рис.1.27. Дифференциальная ОС в режиме компаратора (а) и протекающие в ней процессы (б,в)

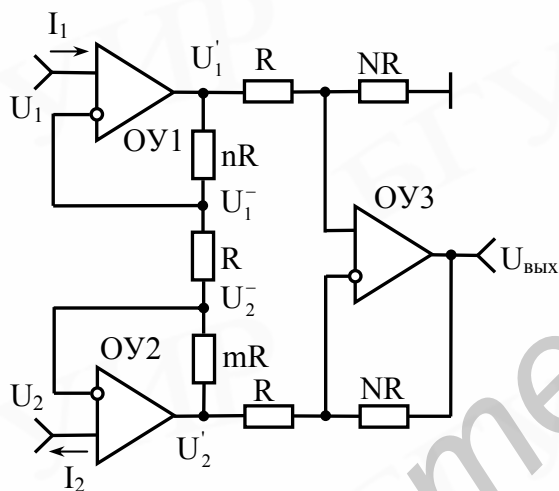


Рис.1.28. Электрометрический измерительный ПН (изолированный от корпуса вольтметр)

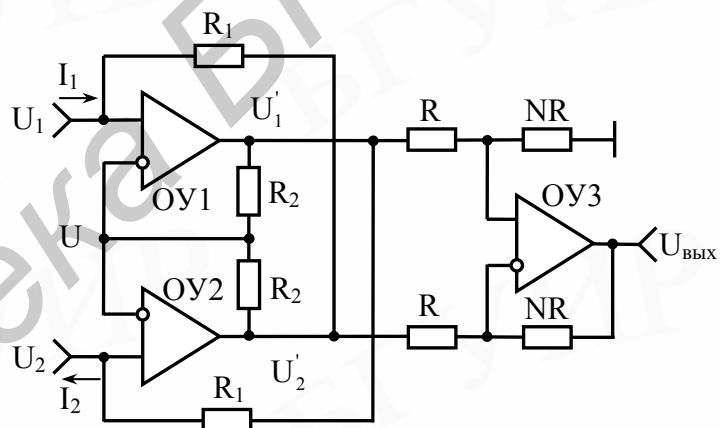


Рис.1.29. Незаземлённый ПТН (изолированный от корпуса амперметр)

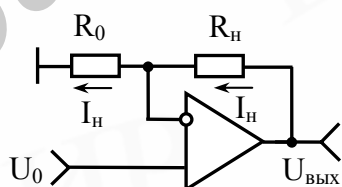


Рис.1.30. ГСТ с незаземленной нагрузкой на основе неинвертирующей ОС

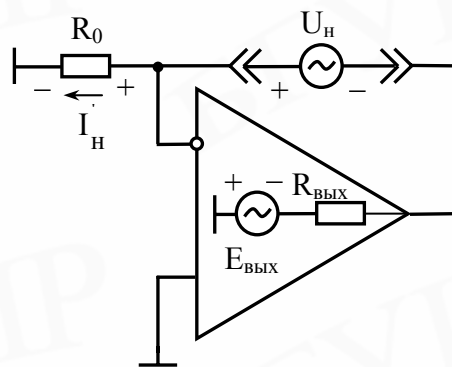


Рис.1.31. Эквивалентная схема для определения внутреннего сопротивления ГСТ

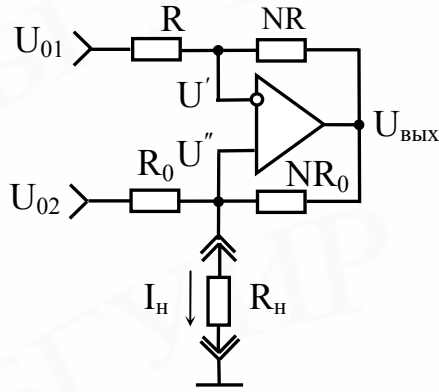


Рис.1.32. ГСТ с заземленной нагрузкой

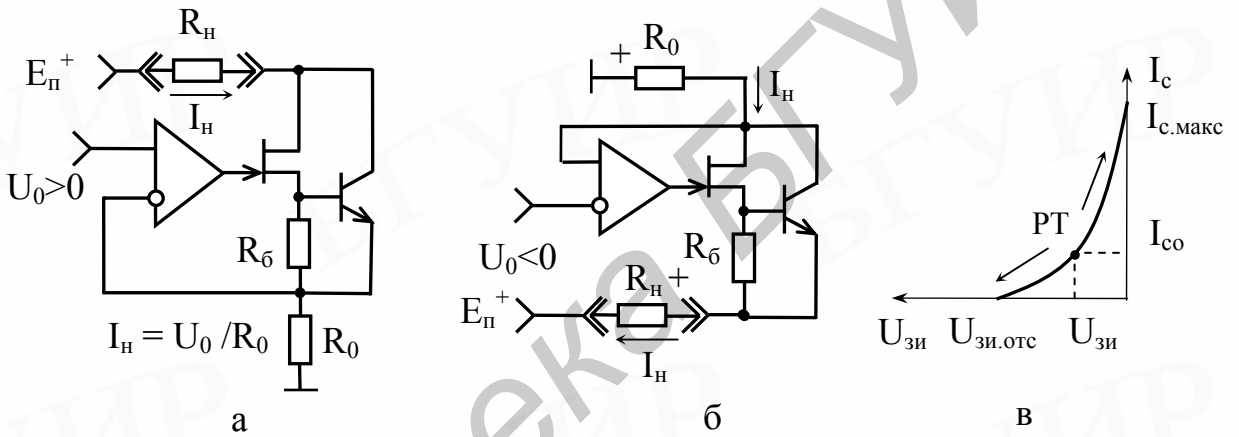


Рис.1.33. Генераторы втекающего (а) и вытекающего (б) стабильных токов и сток-затворная характеристика (в) ПТ, поясняющая принцип стабилизации тока

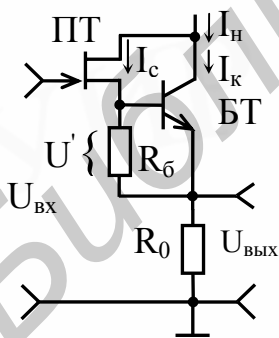


Рис. 1.34. Фрагмент схемы повторителя напряжения

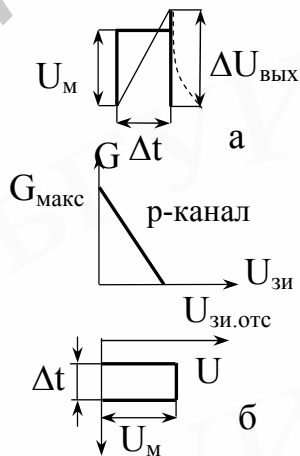


Рис. 1.35. Преобразуемый импульс (а) и характеристика проводимости (б) ПТ, совмещённая с этим импульсом

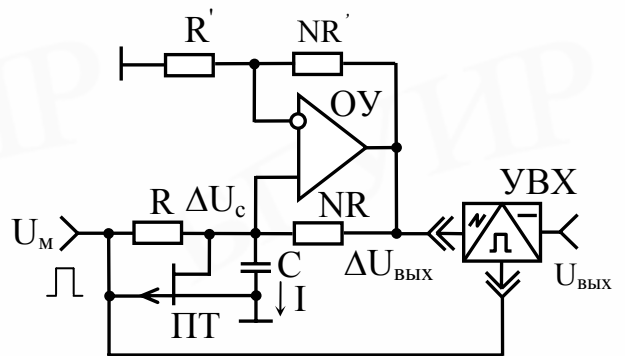


Рис. 1.36. Схема ВАП с УВХ

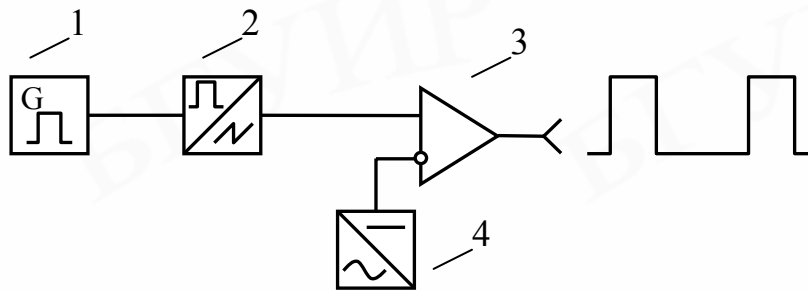


Рис.1.37. Структурная схема модулятора по длительности прямоугольных импульсов

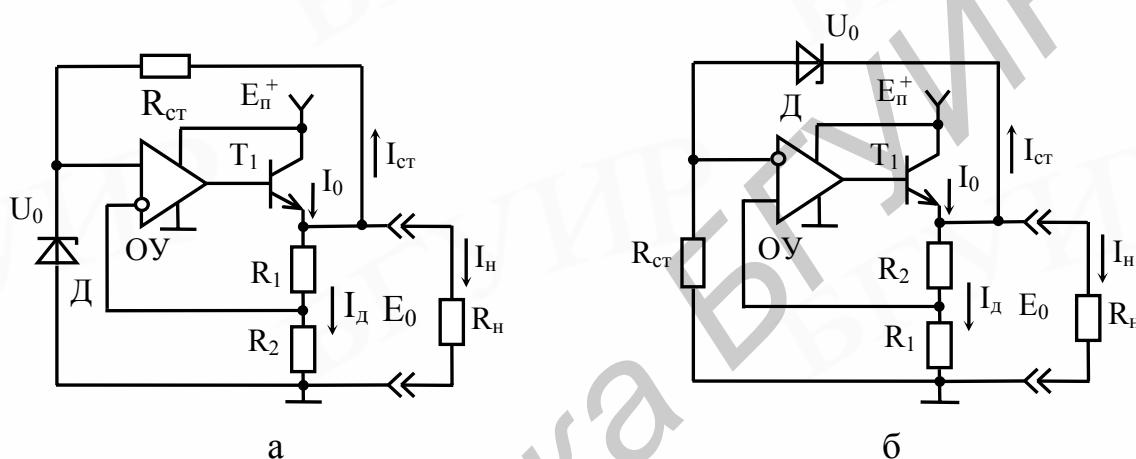


Рис. 1.38. Стабилизаторы напряжения с повышенным коэффициентом фильтрации питающего напряжения

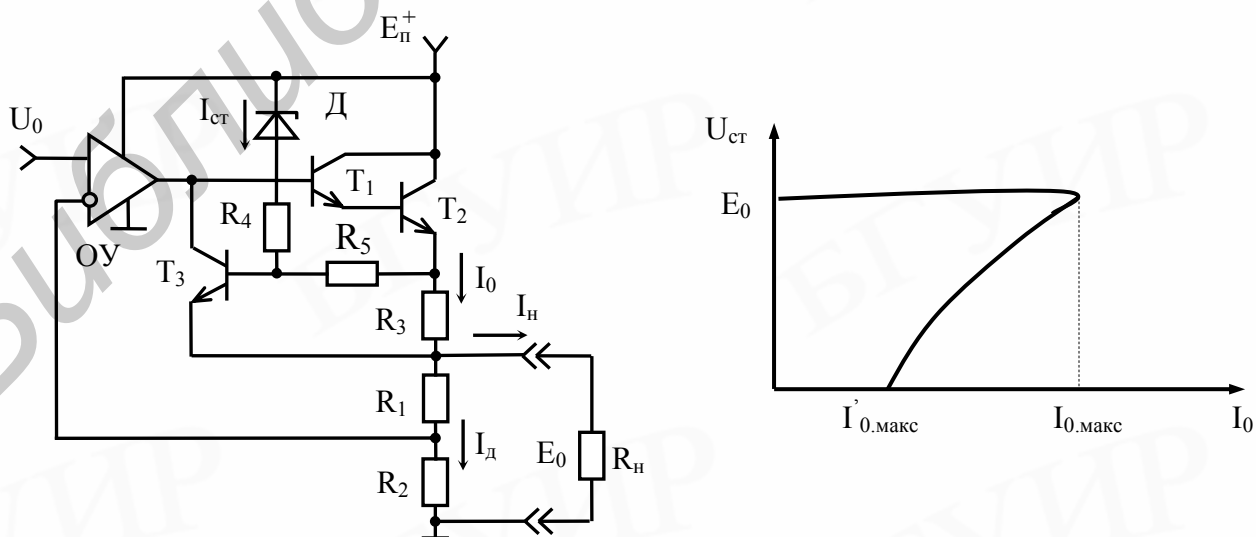


Рис. 1.39. СН с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току

Рис. 1.40. Нагрузочная характеристика СН с двойной

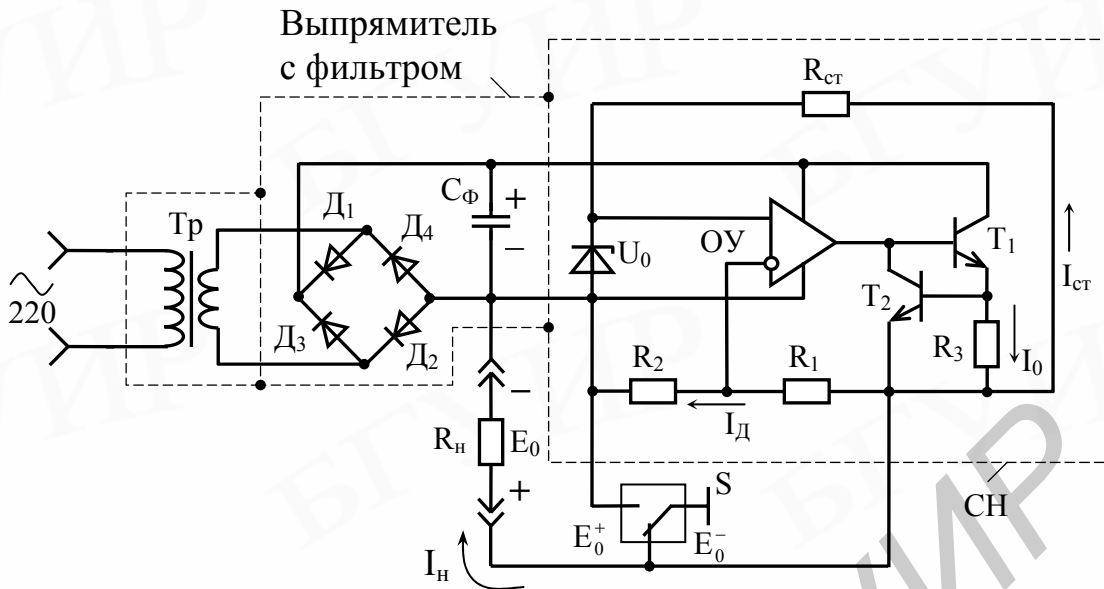


Рис.1.41. Стабилизатор с переключаемой полярностью напряжений

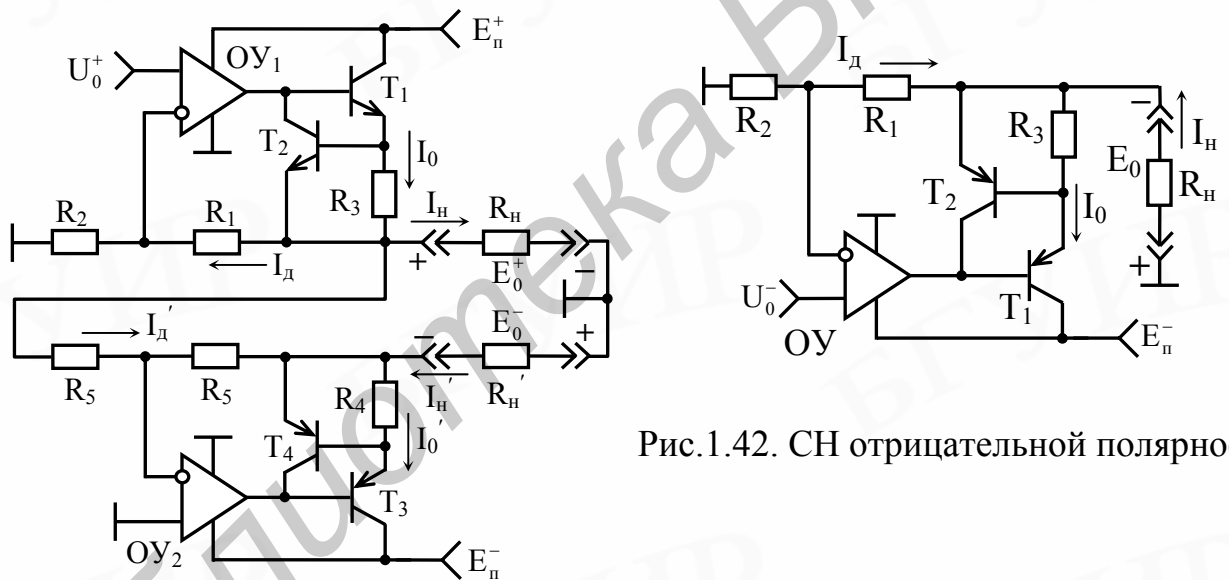


Рис.1.42. СН отрицательной полярности

Рис.1.43. Следящий стабилизатор разнополярных напряжений

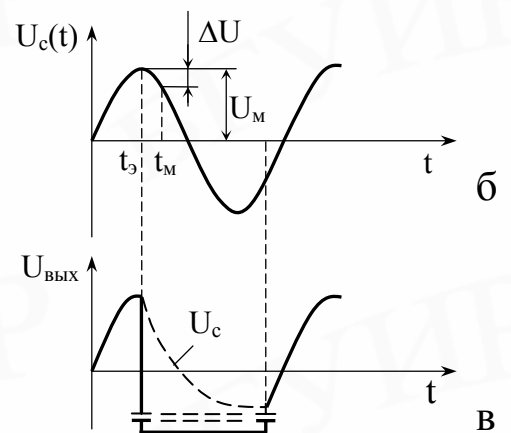
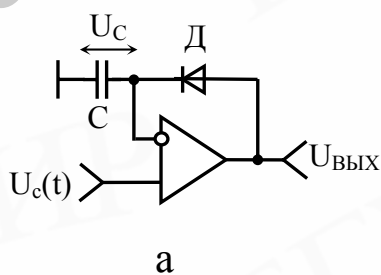


Рис.1.44. Схема однополярного экстрематора (а) и диаграммы напряжений (б, в), описывающие его работу

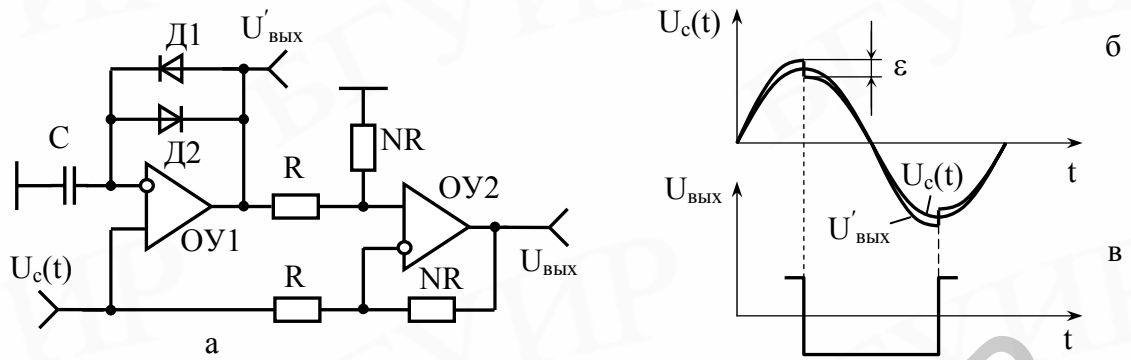


Рис.1.45. Схема двухполярного экстрематора (а) и диаграммы напряжений (б, в) в этой схеме

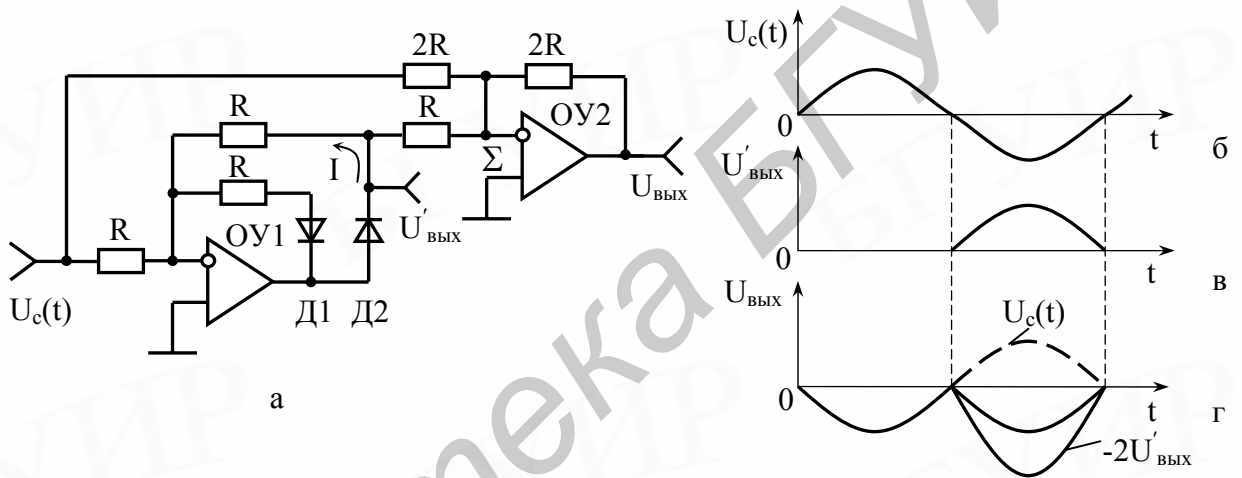


Рис.1.46. Линейный преобразователь переменного напряжения (формирователь модуля) (а) и диаграммы напряжений (б-г), поясняющие принцип его работы

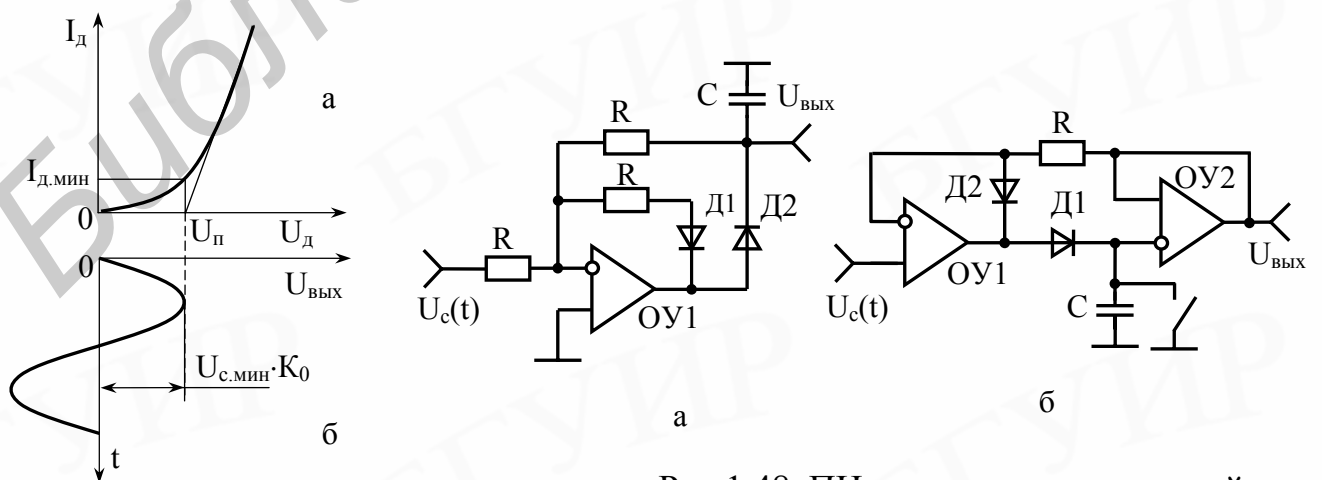


Рис.1.47. Графическая интерпретация критерия малости преобразуемого напряжения

Рис.1.48. ПН амплитудных значений (пиковые детекторы) с нормальной (а) и повышенной (б) постоянной времени разряда

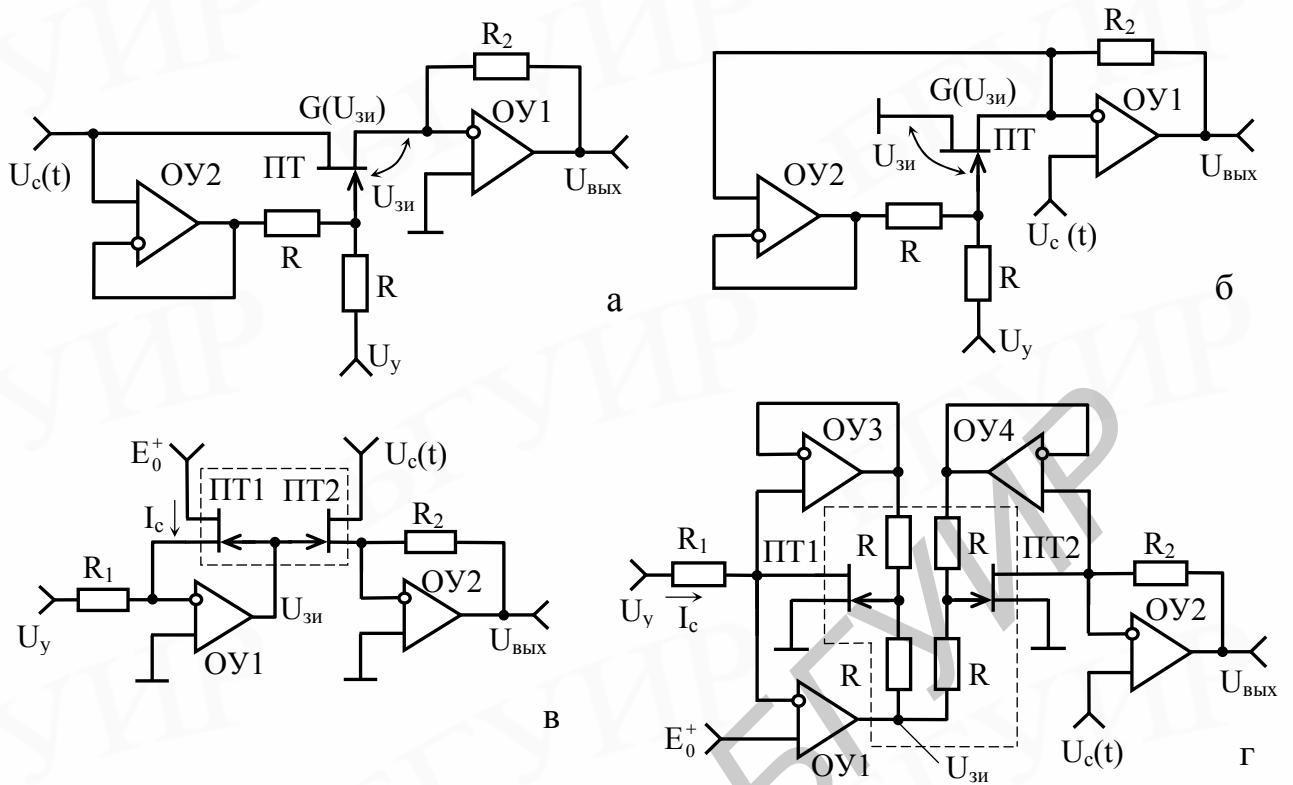


Рис.1.49. Электронно-управляемые МП с линейным управлением коэффициента передачи

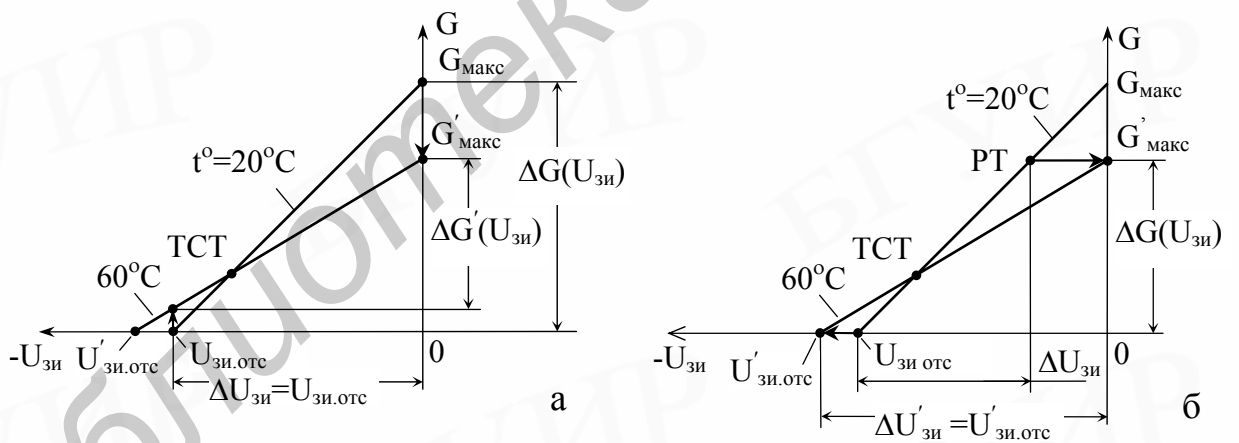


Рис.1.50. Характеристики проводимости канала ПТ при двух значениях температуры и их использование в электронно-управляемых МП

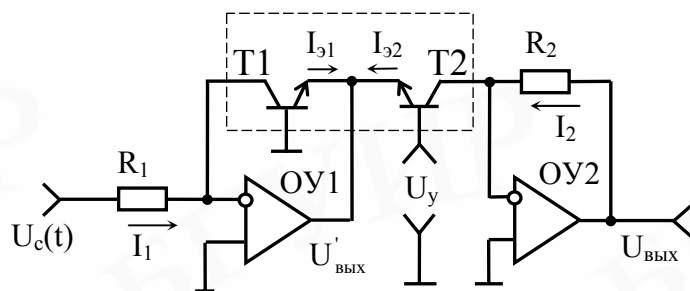


Рис.1.51. МП с экспоненциальным управлением

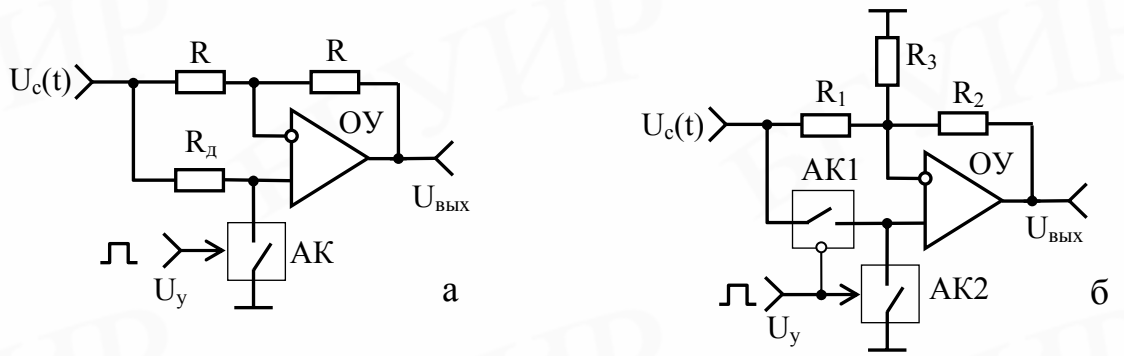


Рис.1.52. МП с электронным переключением полярности коэффициента передачи

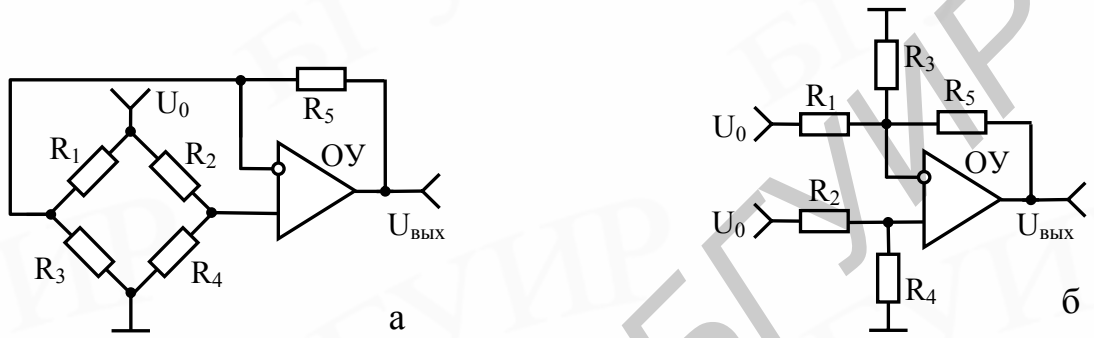


Рис.1.53. Варианты представления схемы мостового усилителя

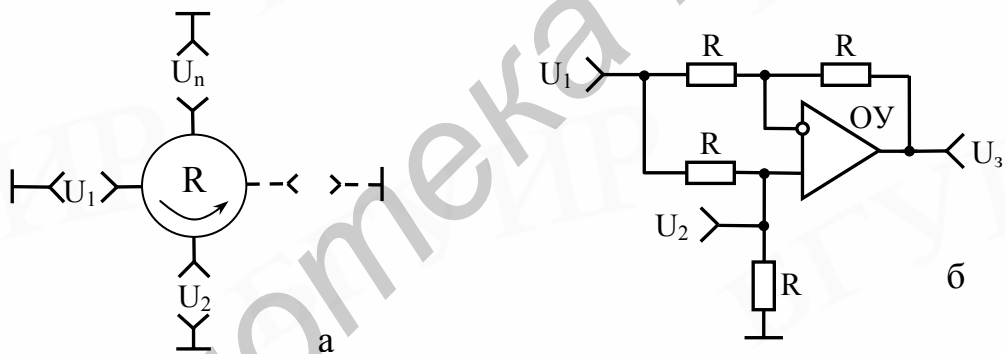


Рис.1.54. Условное обозначение циркулятора сигналов (а) и одно его звено (б)

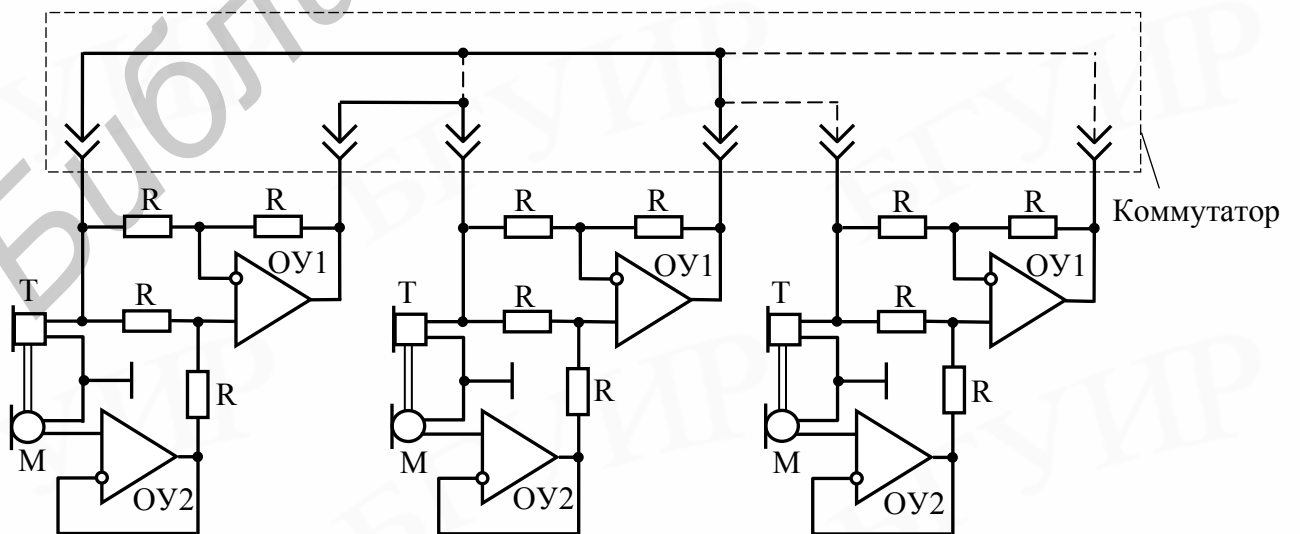


Рис.1.55. Циркулятор сигналов в переговорном устройстве

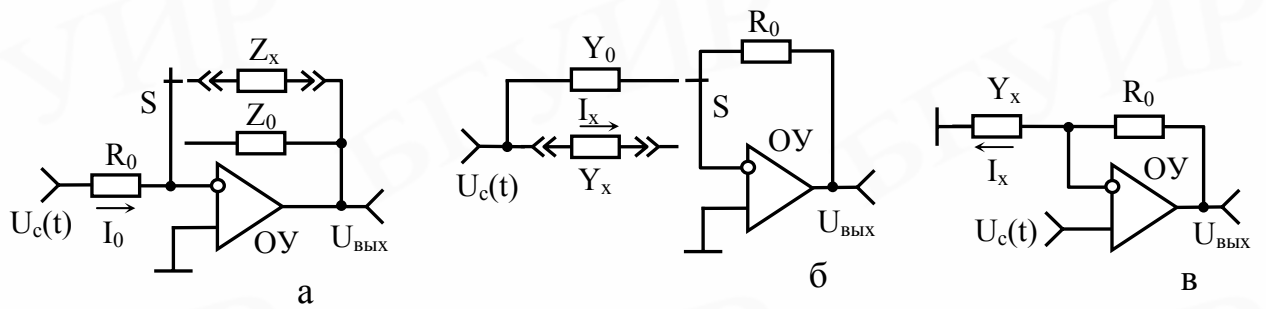


Рис.1.56. Базовые схемы преобразователей полных сопротивлений (а) и проводимостей (б, в) в напряжение

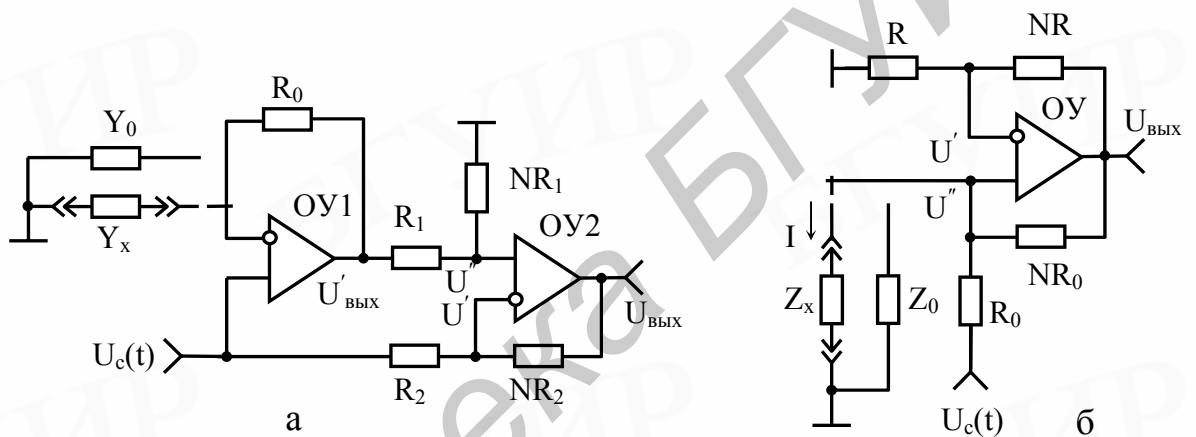


Рис.1.57. Преобразователи полных проводимостей (а) и полных сопротивлений (б) в напряжение

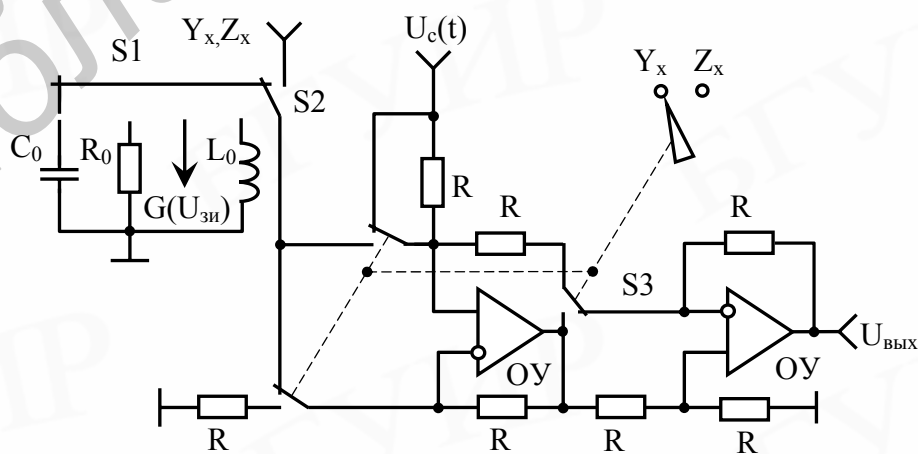


Рис.1.58. Обобщенная схема преобразователя полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение

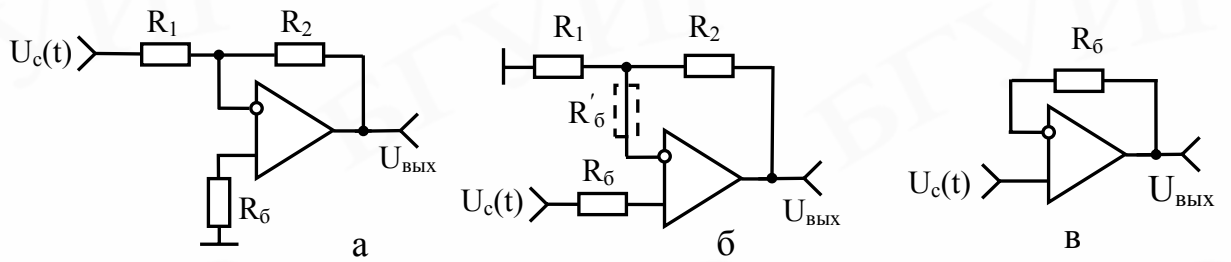


Рис.1.59. Включение резистора балансировки токов в основные ОС

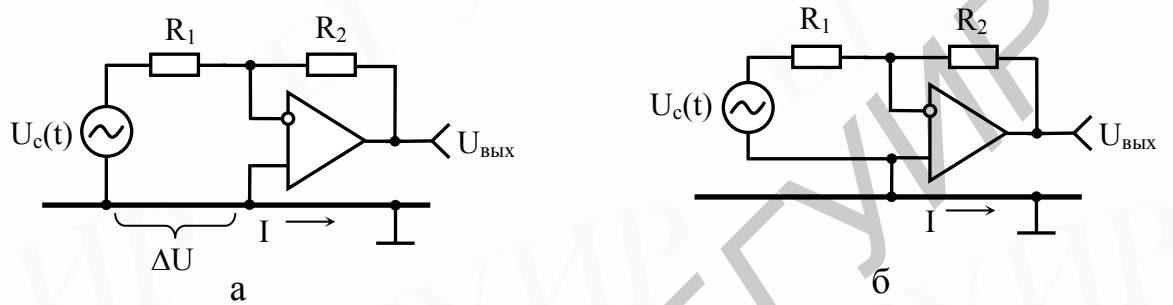


Рис.1.60. Образование (а) и исключение влияния (б) напряжений на общей шине

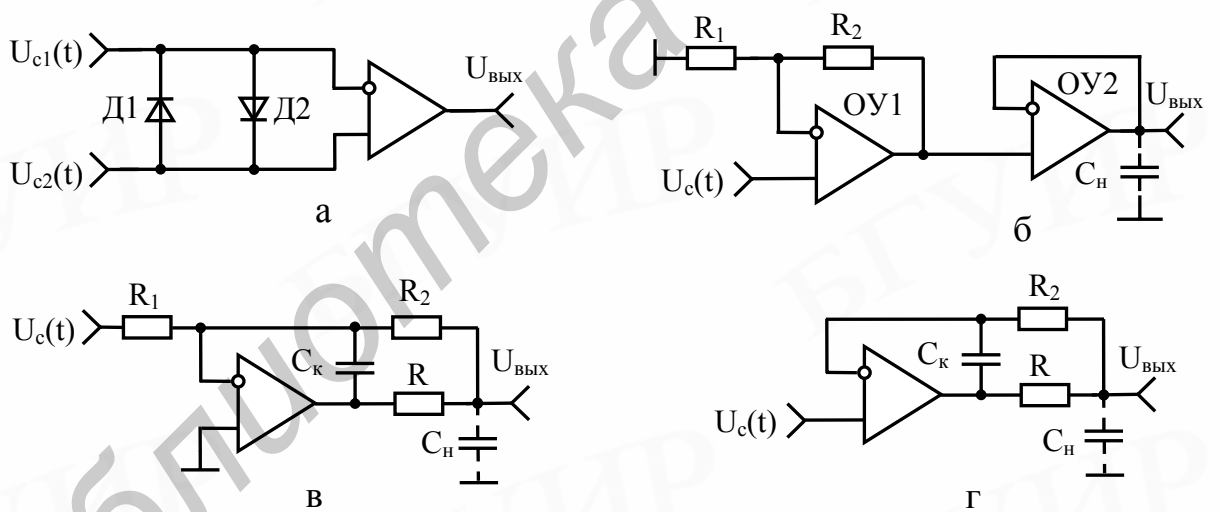


Рис.1.61. Схемы защиты ОУ от перенапряжений по входу (а) и от самовозбуждения за счет реактивной нагрузки (б–г)

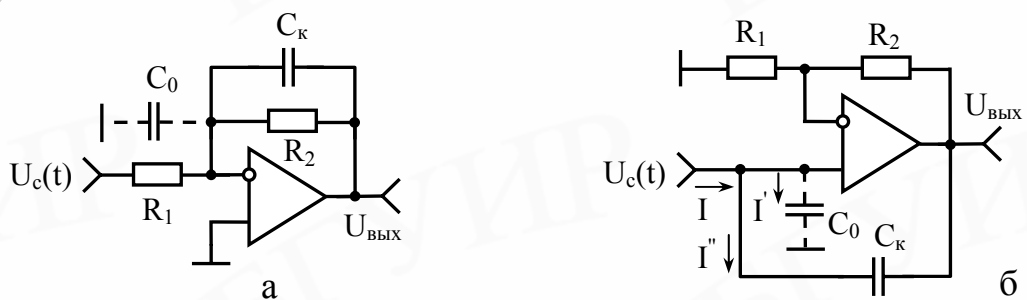


Рис.1.62. Компенсация входной ёмкости в инвертирующей (а) и неинвертирующей (б) ОС

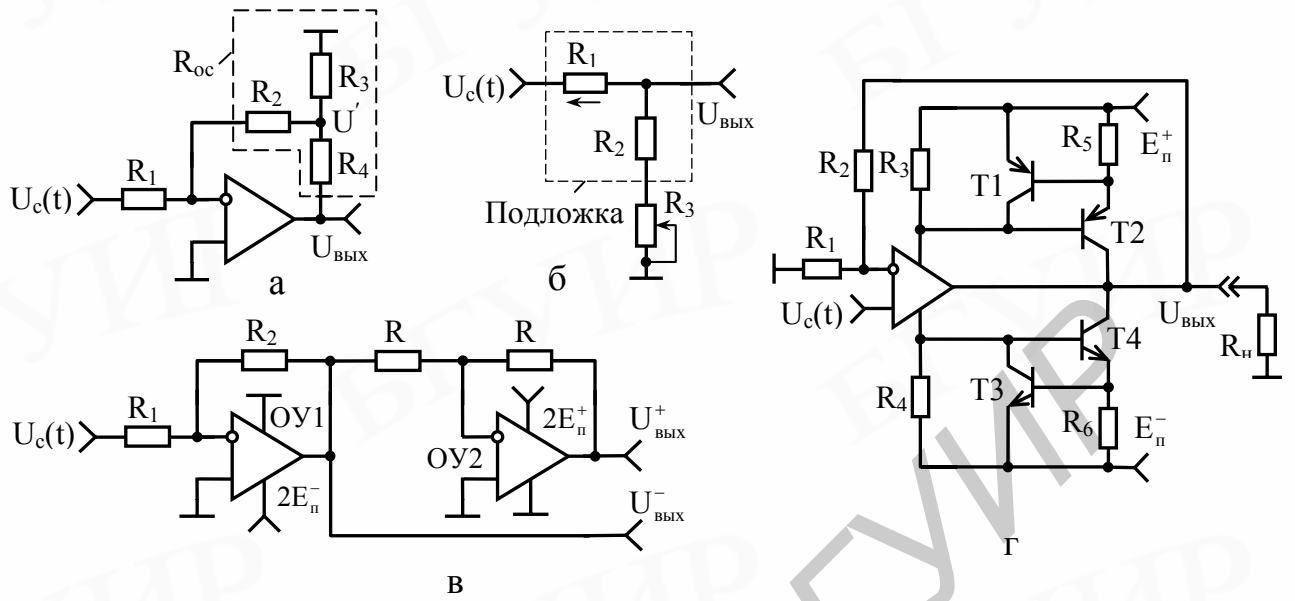


Рис.1.63. Схемы повышения сопротивления ООС (а), точности делителя (б), выходного напряжения (в) и выходной мощности (г) ОУ

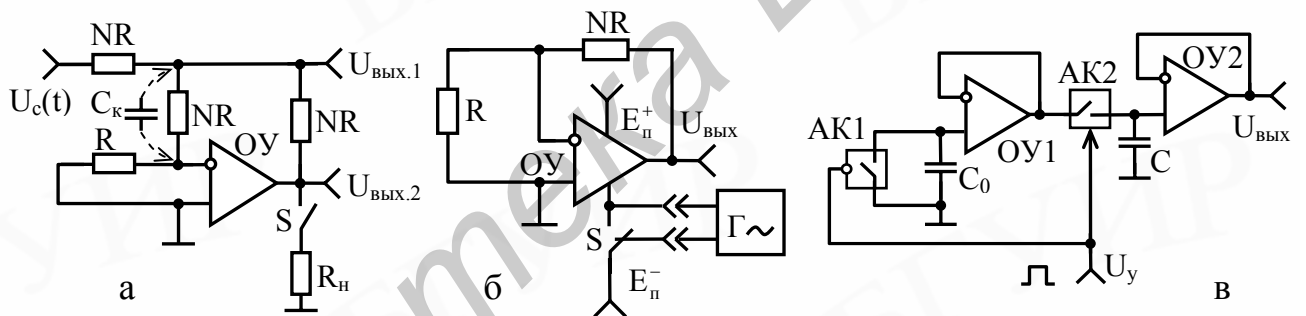


Рис.1.64. Схемы для измерения основных параметров ОУ

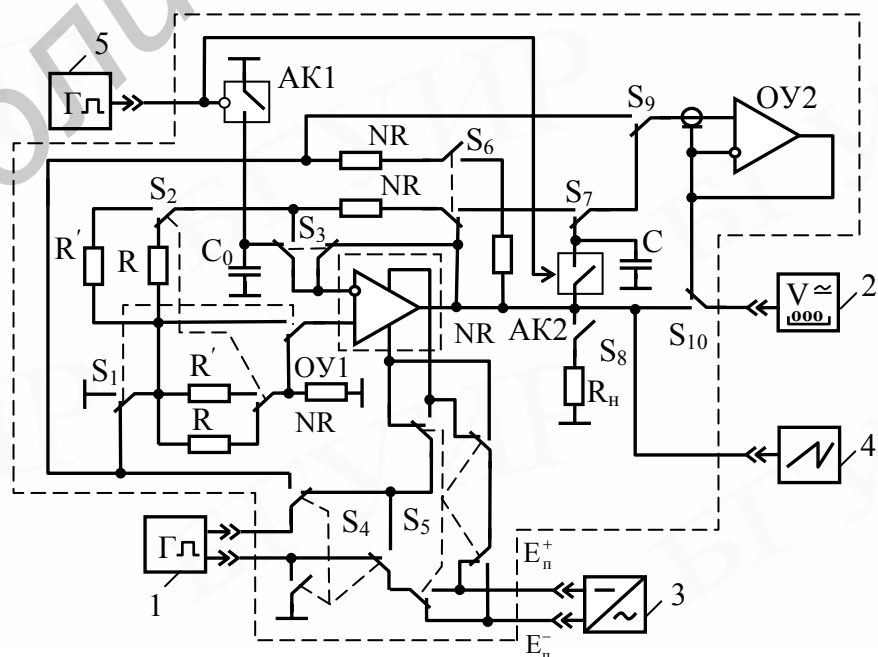


Рис.1.65. Обобщенная схема экспресс-измерителя основных параметров ОУ

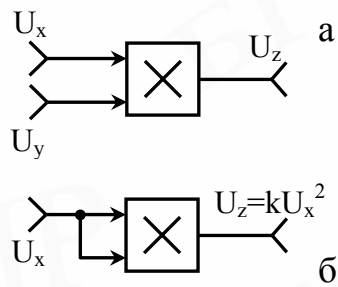


Рис.2.1. ПС в режиме умножения (а) и возведения в квадрат (б)

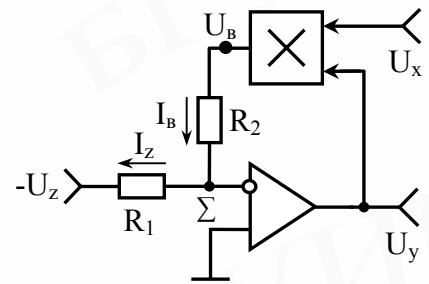


Рис.2.2. Делитель аналоговых сигналов на ПС и ОУ

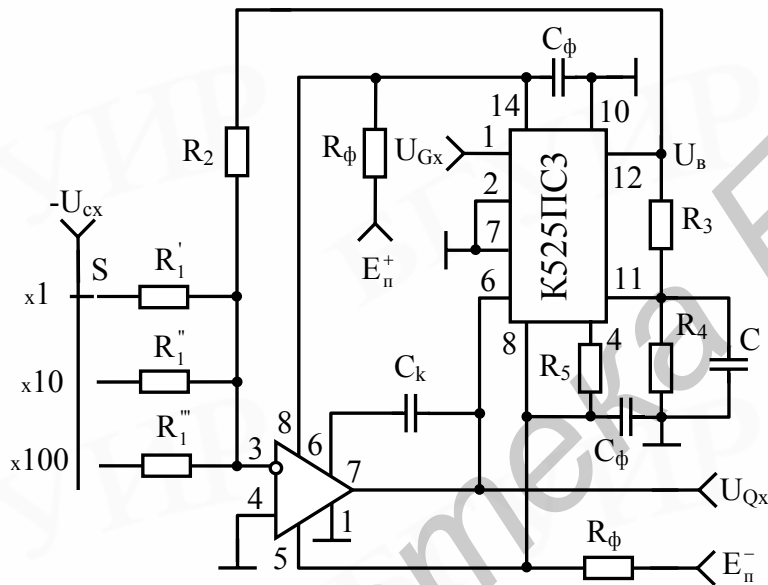


Рис.2.3. Аналоговый делитель на основе ПС для вычисления добротности полной проводимости

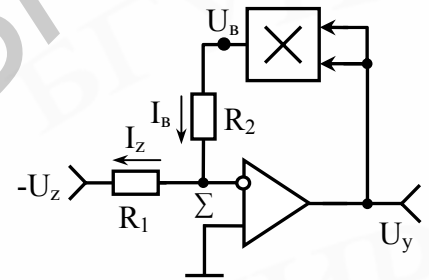


Рис.2.4. Корнеизвлекающее устройство на ПС и ОУ

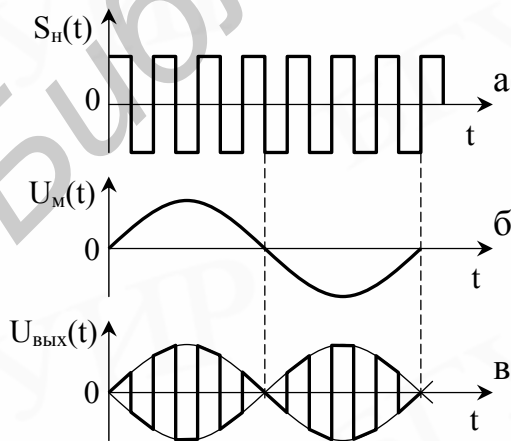


Рис.2.5. Диаграммы, поясняющие работу БМ при воздействии функции коммутации

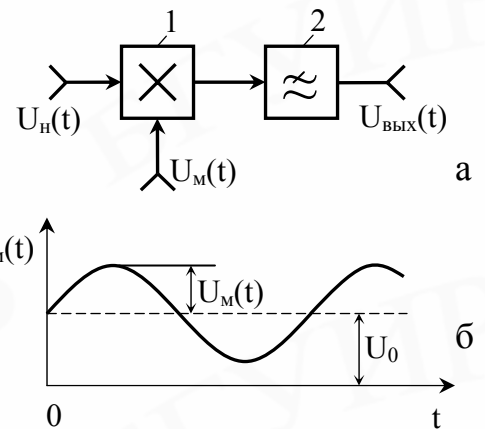


Рис.2.6. БМ с ФНЧ (а) и форма модулирующего сигнала с постоянной составляющей (б)

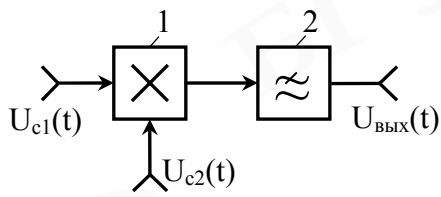


Рис.2.7. Фазовый демодулятор

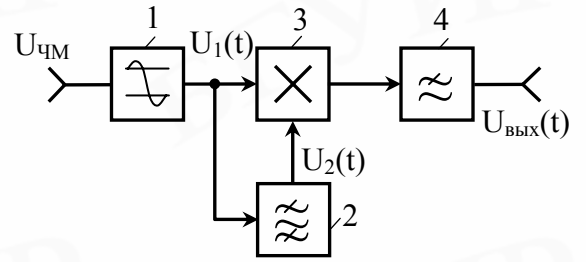


Рис.2.8. Частотный демодулятор

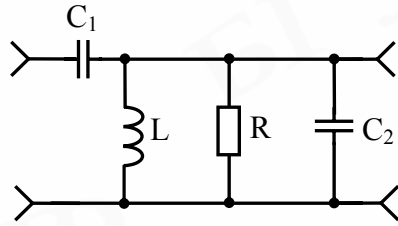


Рис.2.9. Фазосдвигающий ПФ

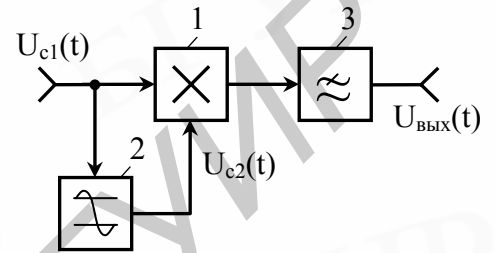


Рис.2.10. Синхронный (линейный) демодулятор АМ сигналов

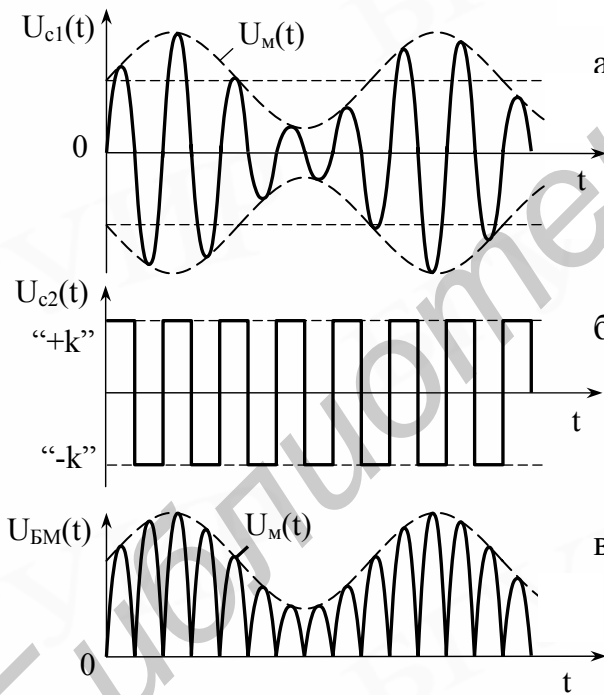


Рис.2.11. Форма сигналов на входах (а, б) и выходе (в) БМ

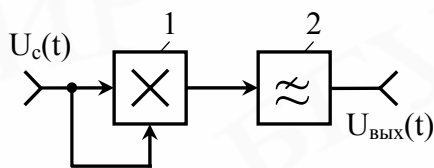


Рис.2.12. Квадратический амплитудный демодулятор

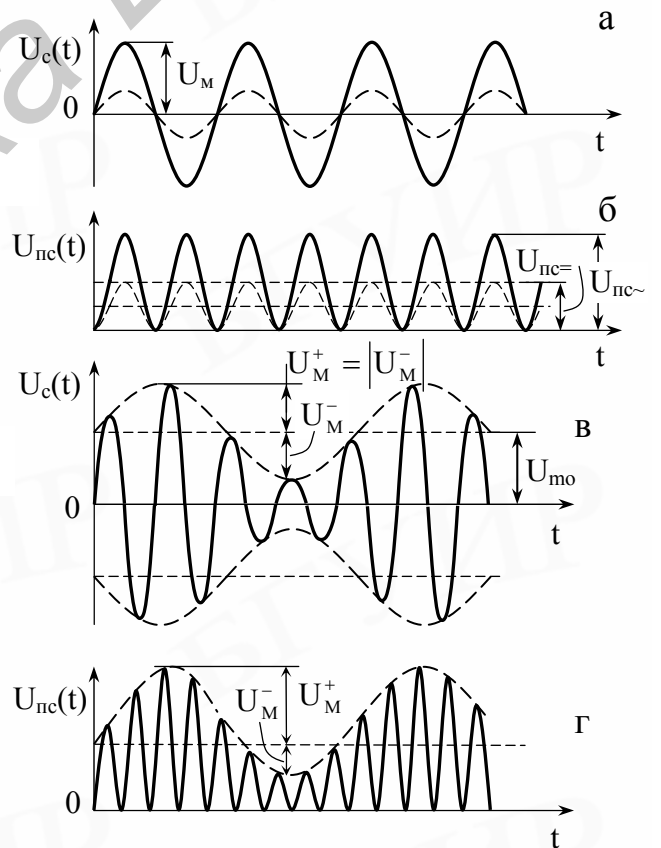


Рис.2.13. Диаграммы, поясняющие работу квадратического амплитудного демодулятора

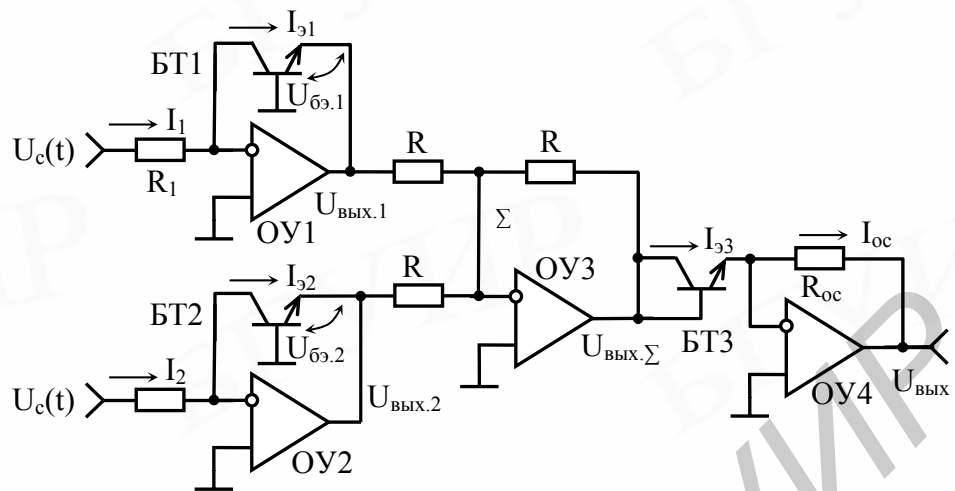


Рис.2.14. Аналоговый ПС на основе логарифмирования и антилогарифмирования сигналов

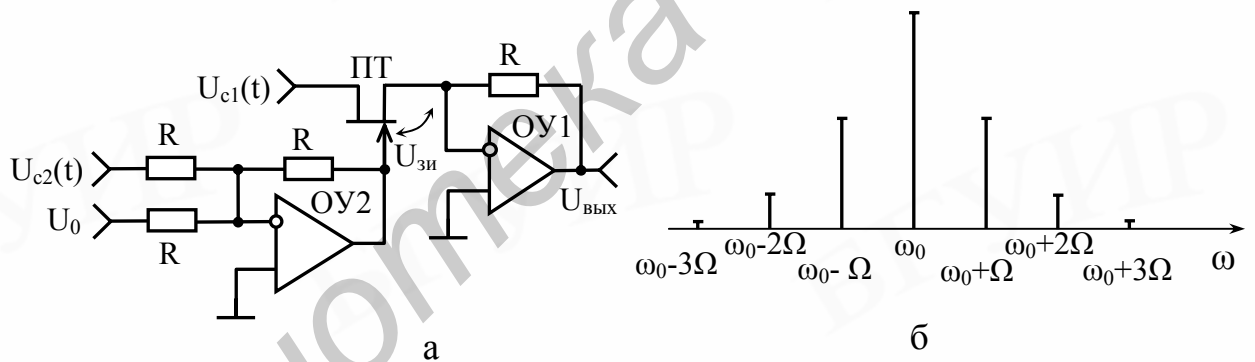


Рис.2.15. Амплитудный модулятор на основе ПТ (а) и его спектр (б)

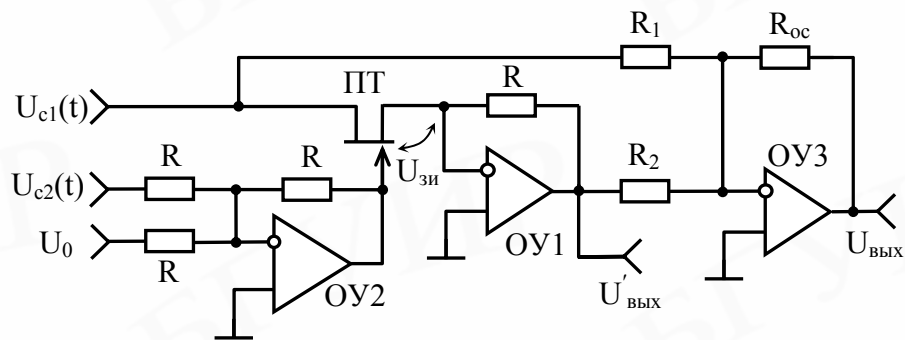


Рис.2.16. Четырехквadrантный ПС на основе ПТ

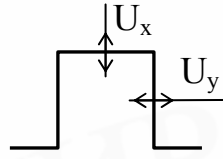


Рис.2.17. Импульс, модулированный по амплитуде и длительности

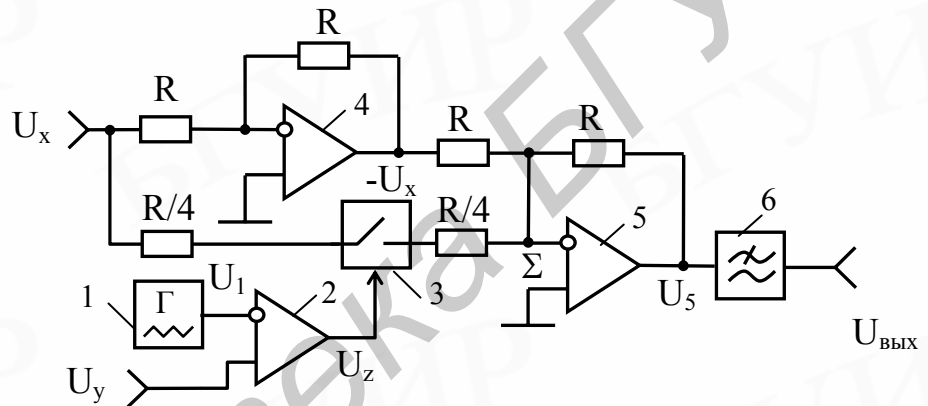


Рис.2.18. Времяамплитудный ПС

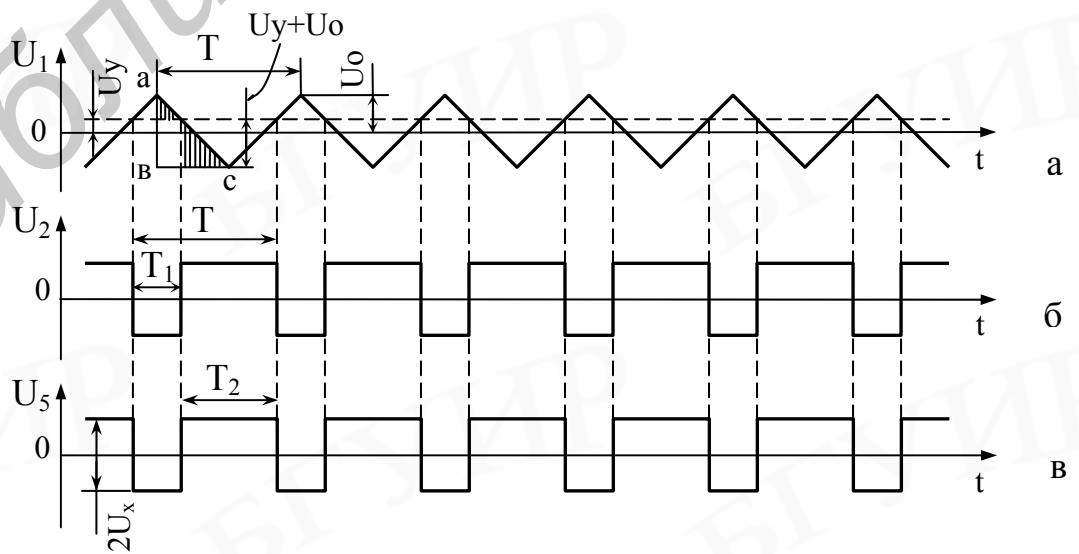


Рис.2.19. Диаграммы, поясняющие принцип действия времяамплитудного ПС

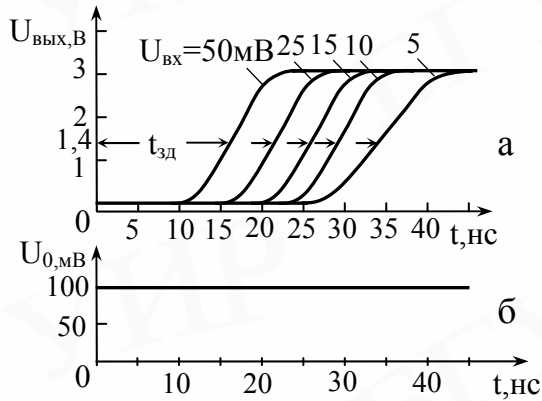


Рис.3.2. Переходные характеристики компаратора 521СА4 (а) и уровень опорного напряжения (б)

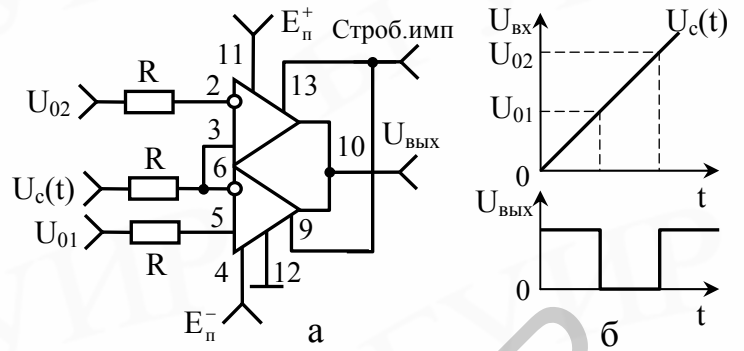


Рис.3.3. Селектор амплитуды на компараторе К554СА1 (а) и диаграммы его работы (б)

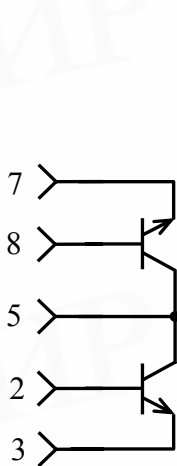


Рис.3.4. АК тока типа 101КТ1

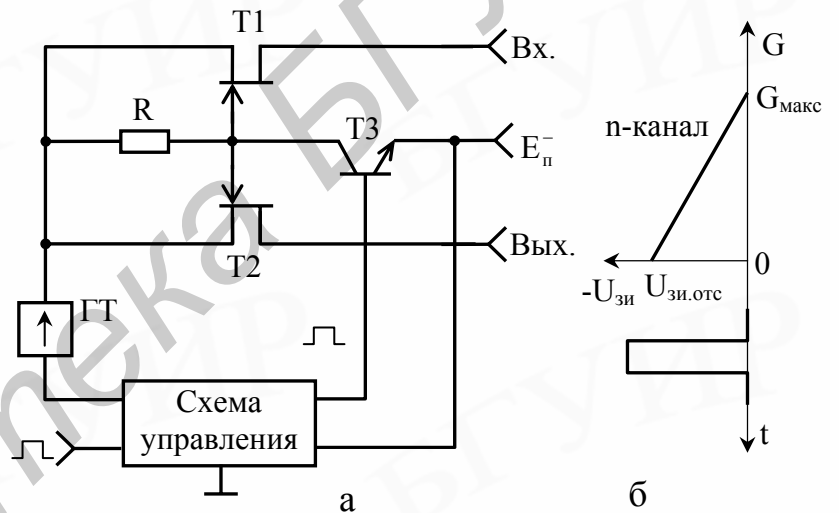


Рис.3.5. АК типа 284КН1 (а) и характеристика управления ПТ с обедняемым n-каналом (б)

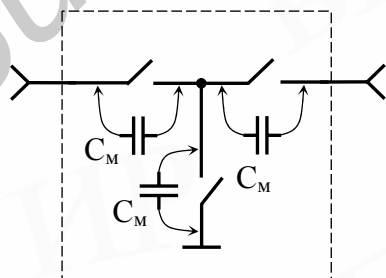


Рис.3.6. Эквивалентная схема АК типа 284КН1

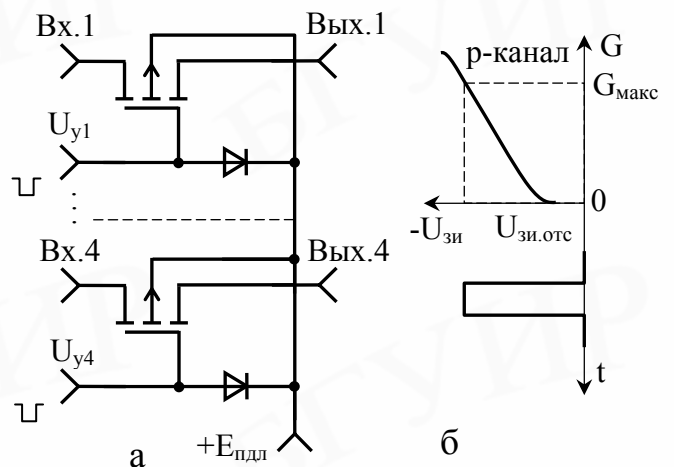


Рис.3.7. Четырёхканальный АК типа 168КТ2 (а) и характеристика управления МОП-транзисторов с обогащаемым р-каналом (б)

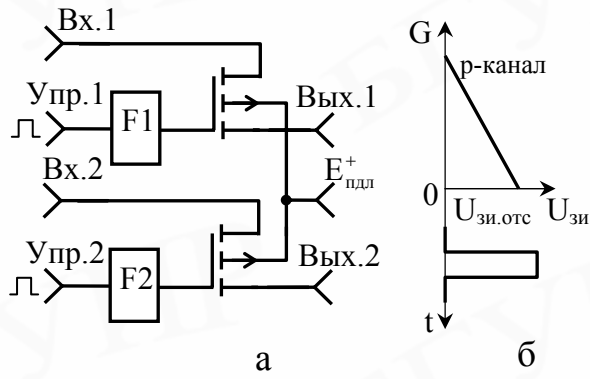


Рис.3.8. АК типа 134КТ1 (а) и характеристика управления МОП-транзистора с обедняемым р-каналом(б)

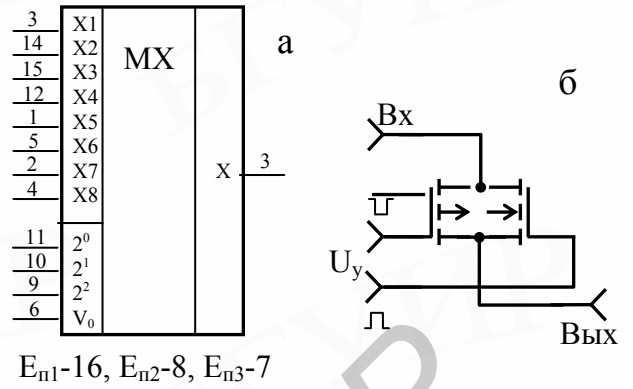


Рис.3.9. Восьмиканальный мультиплексор типа 564КП2 (а) и его АК в виде КМОП-структуры (б)

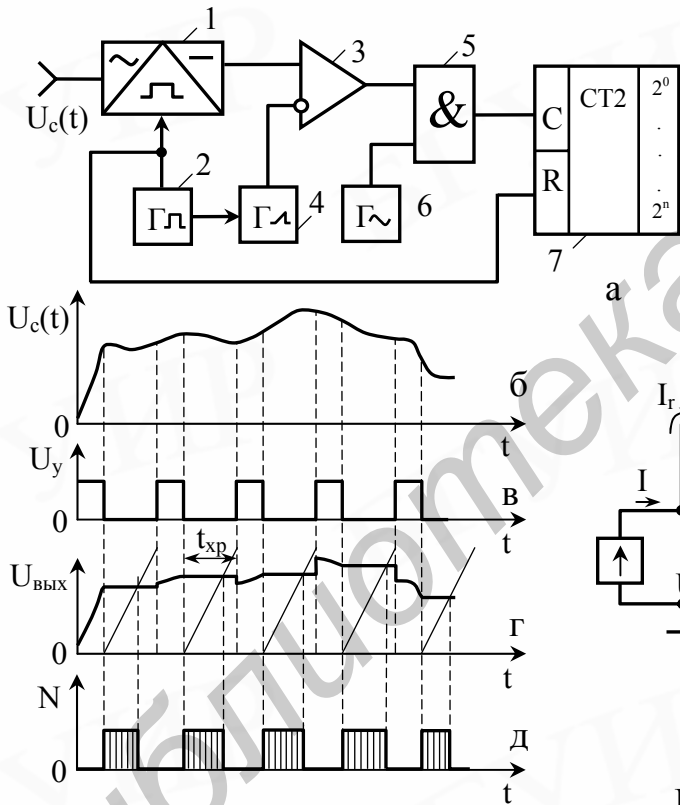


Рис.3.10. Простейший АЦП (а) и диаграммы (б–д), поясняющие его работу совместно с УВХ

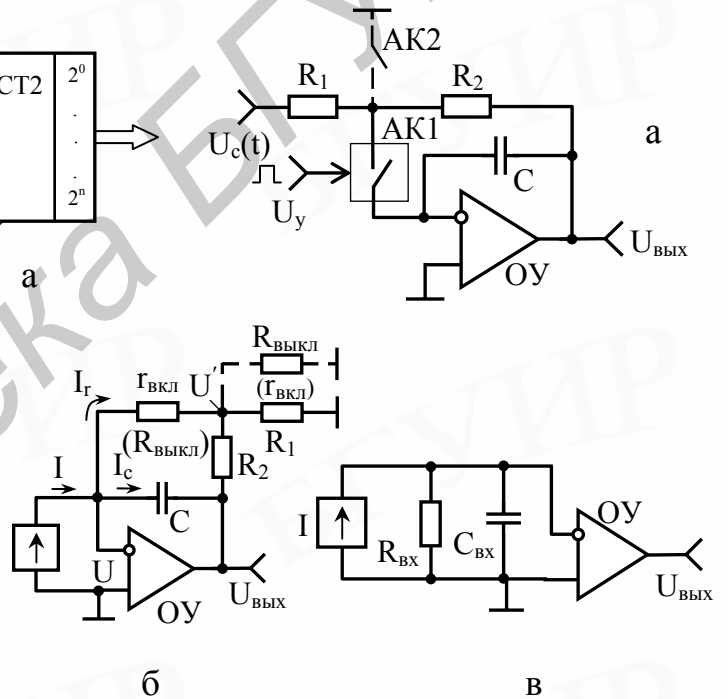


Рис.3.11. Схема простейшего УВХ (а) и его схемы замещения (б, в)

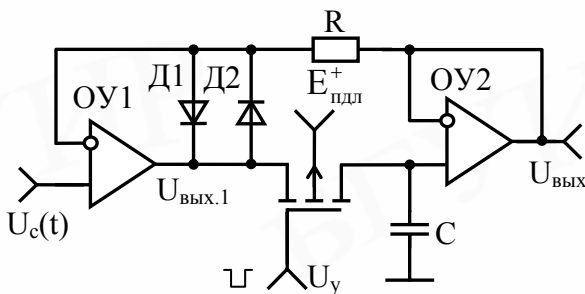


Рис.3.12. Низкодрейфовое УВХ на двух ОУ

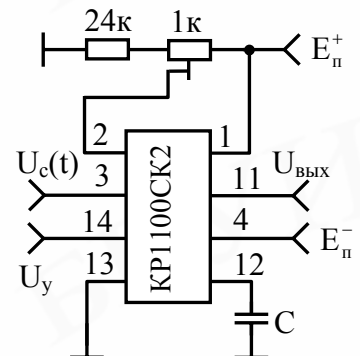


Рис.3.13. Включение УВХ в виде ИС типа КР1100СК2

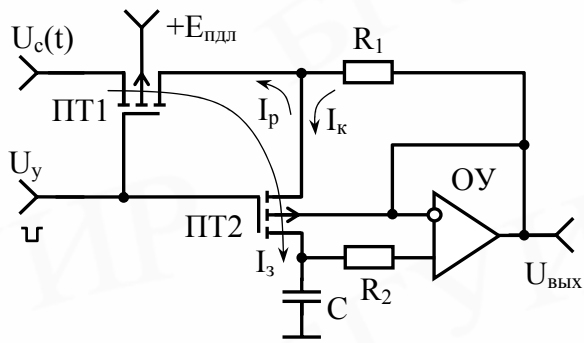


Рис.3.14. УВХ с компенсацией токов утечки ПТ

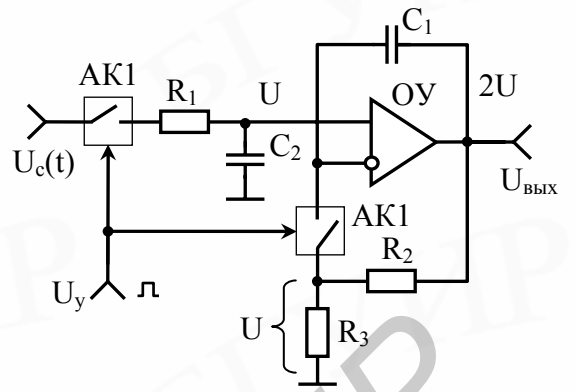


Рис.3.15. УВХ с повышенным временем хранения информации

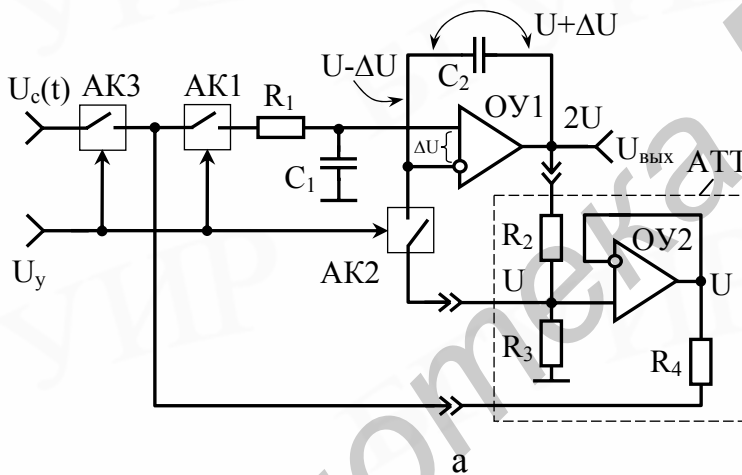


Рис.3.16. Высокоточное УВХ (а) и варианты реализации аттенюатора (б, в) в его составе

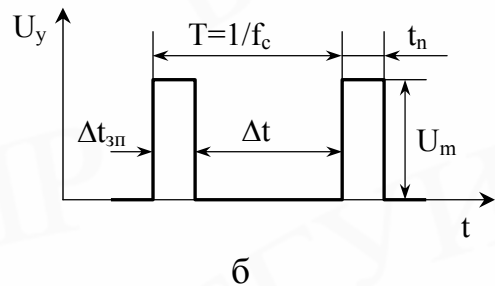
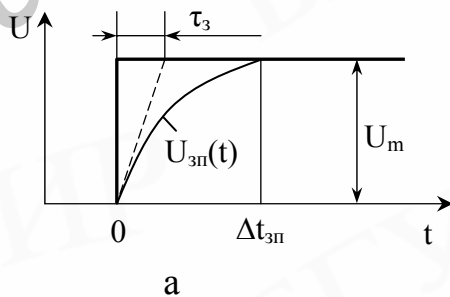


Рис.3.17. Параметр сигналов в режиме заполнения информации (а) с формой управляющих импульсов (б)

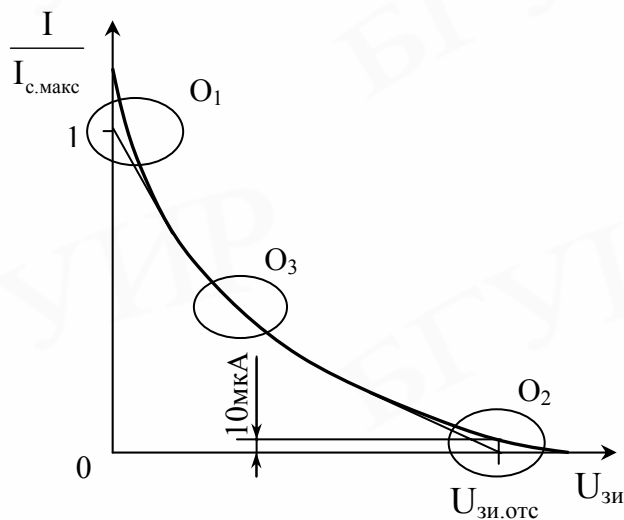


Рис.4.1. Сток-затворная характеристика ПТ, поясняющая общепринятый метод измерения

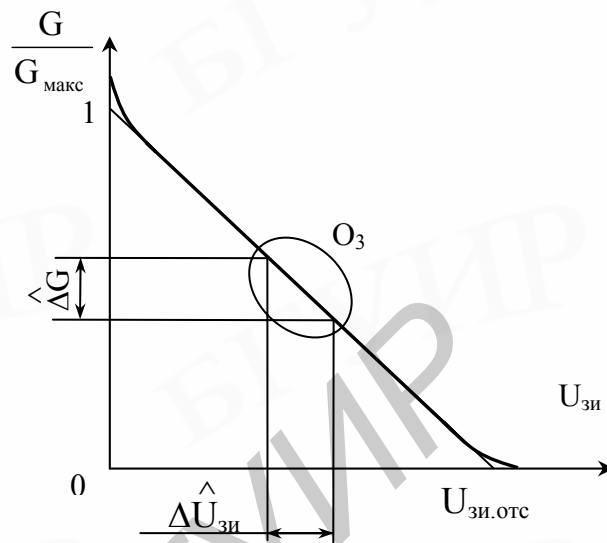


Рис.4.2. Характеристика проводимости ПТ, поясняющая новый метод измерения

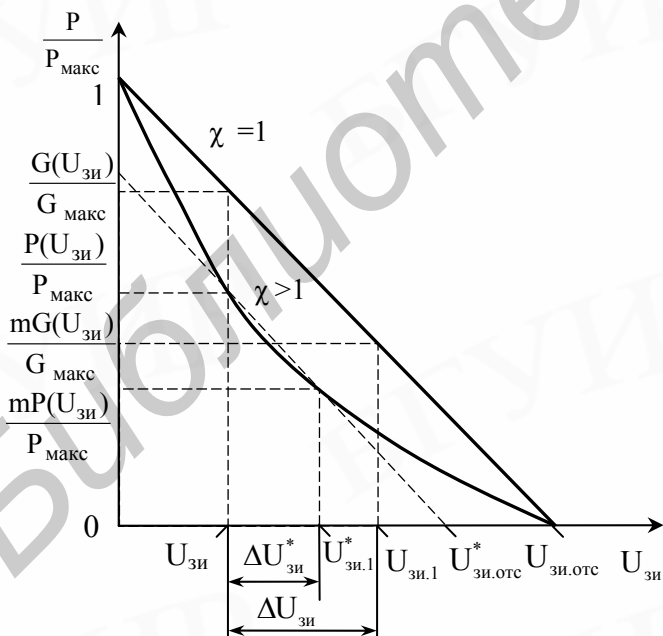


Рис.4.3. Нормированные характеристики ПТ и диаграммы, поясняющие образование погрешности измерения напряжения отсечки

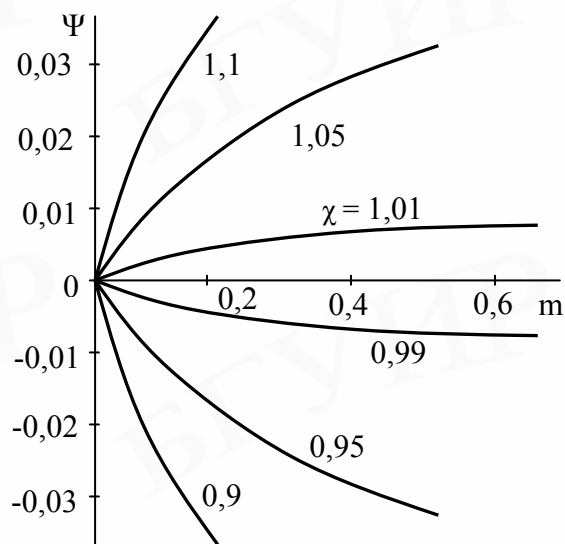


Рис.4.4. Расчетные кривые, характеризующие вклад нелинейности в погрешность измерения напряжения отсечки ПТ

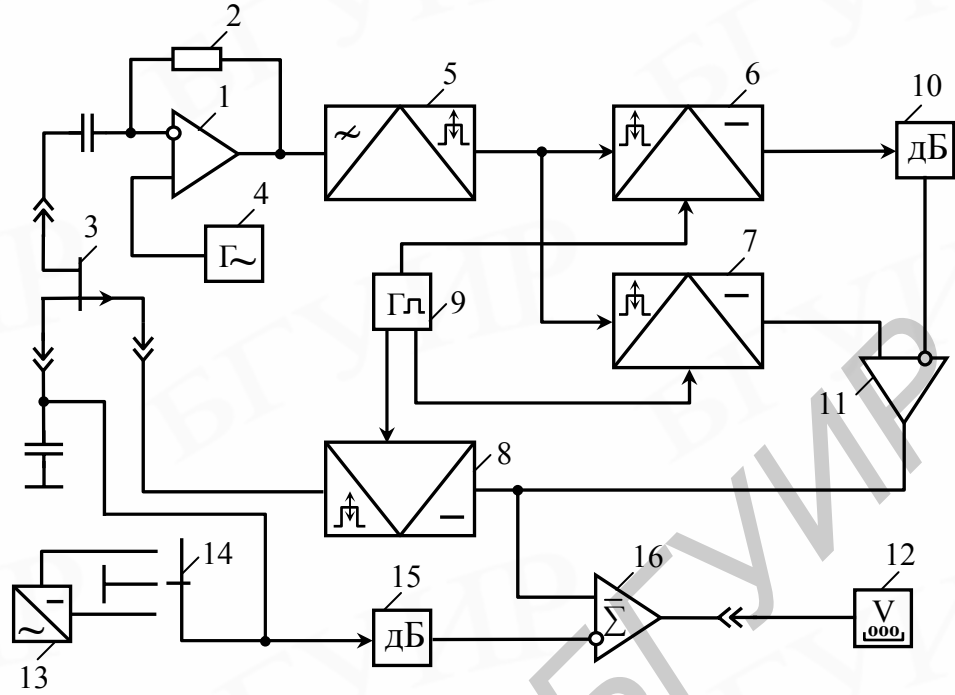


Рис.4.5. Автоматизированное устройство для измерения напряжения отсечки ПТ

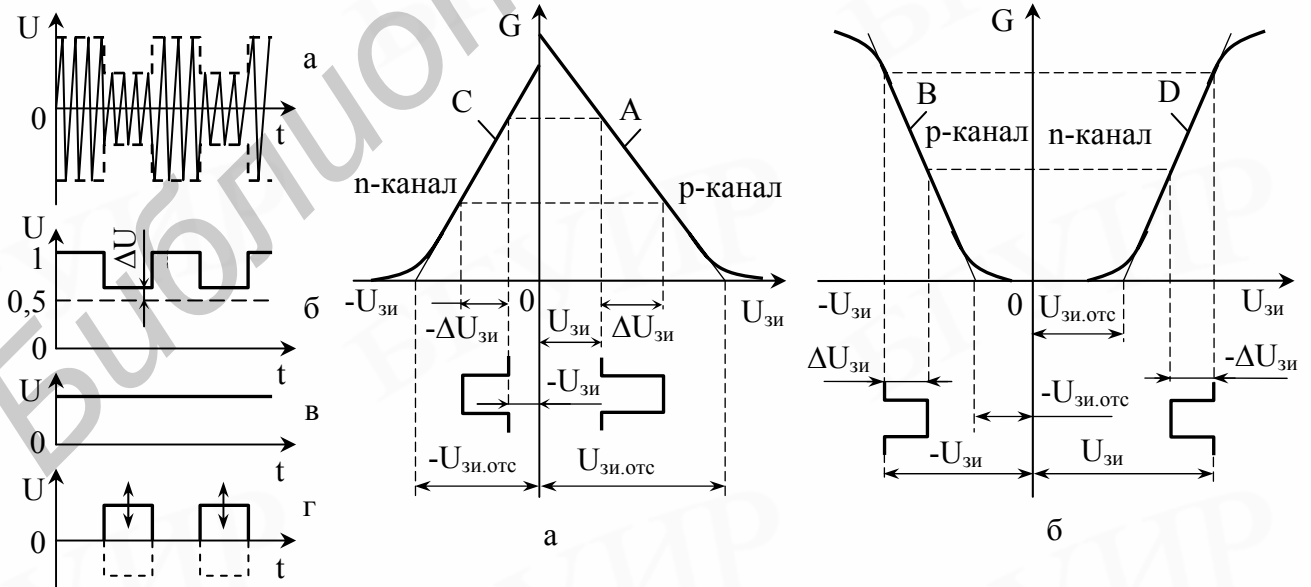
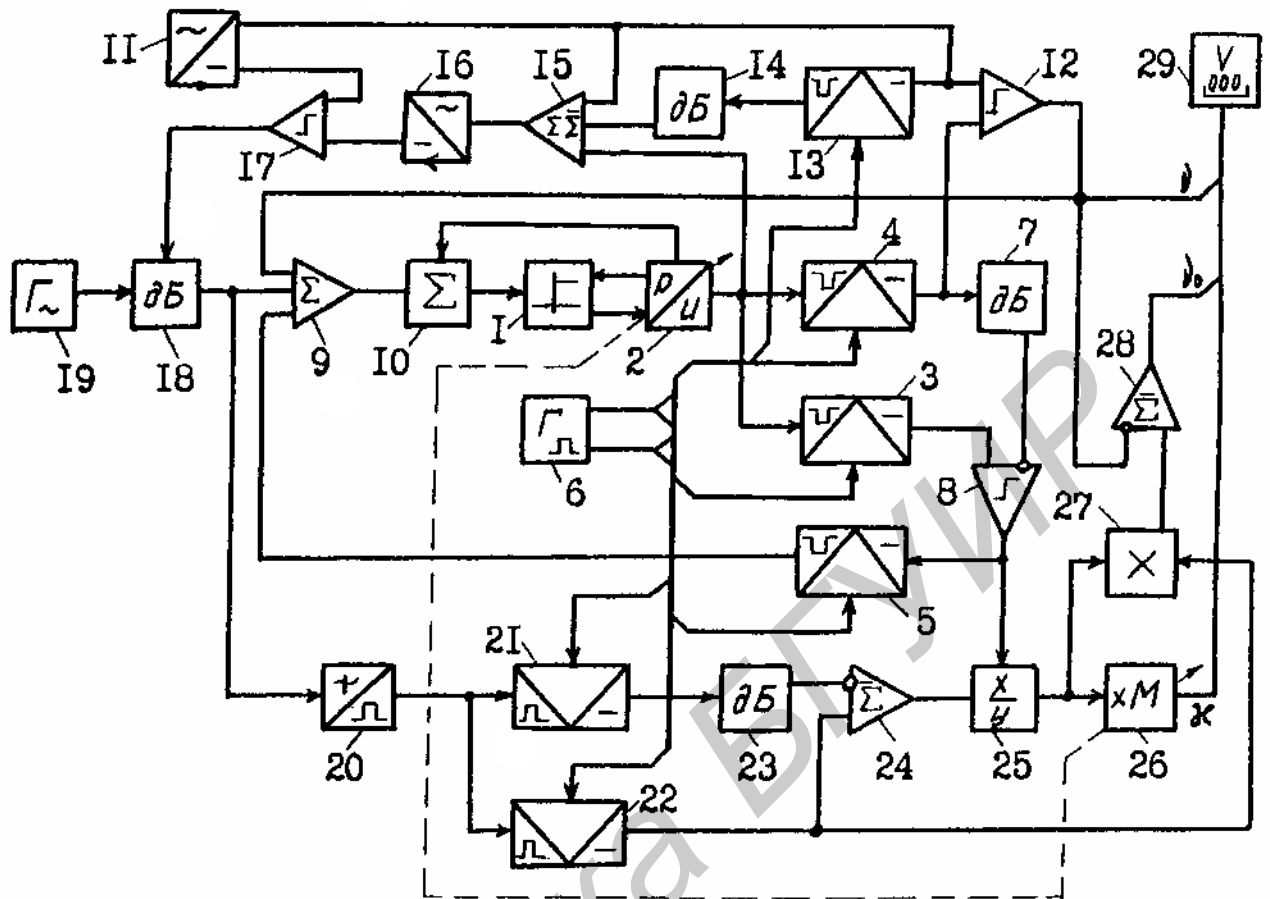
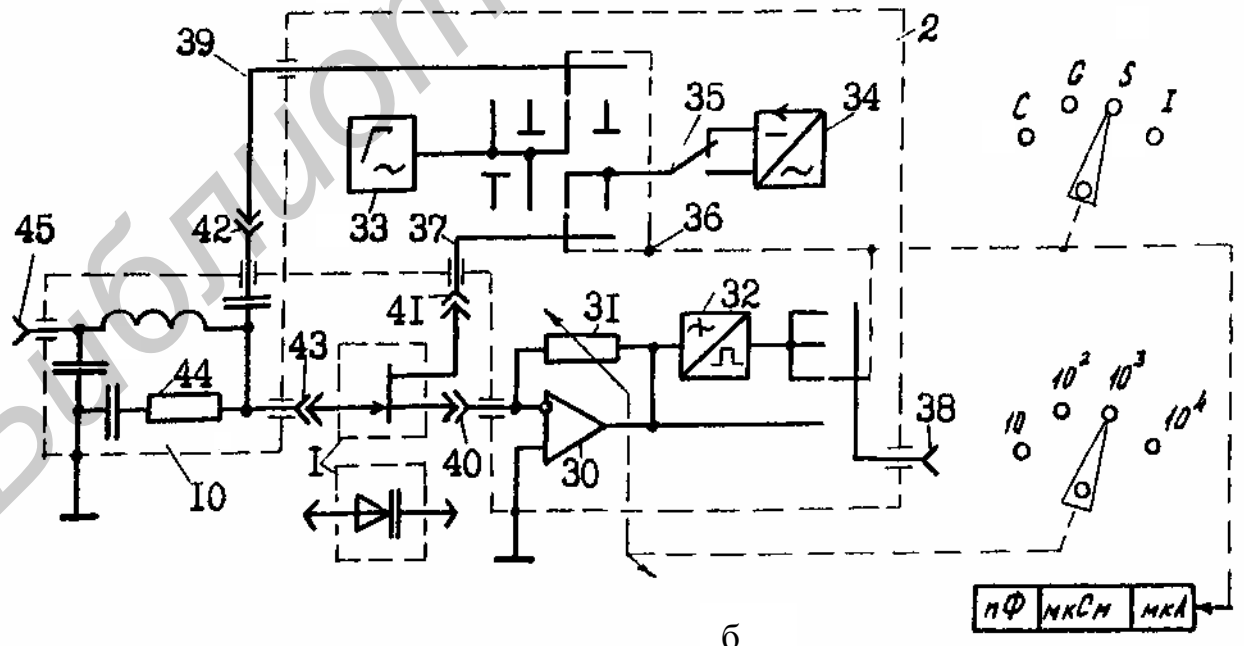


Рис.4.6. Диаграммы, поясняющие принцип действия устройства для измерения напряжения отсечки

Рис.4.7. Характеристики ПТ с p-n-переходом (а) и МОП-структур (б), поясняющие принцип измерения напряжения отсечки



a



б

Рис.4.8. Устройство для измерения параметров аппроксимации характеристик нелинейных элементов (а) и его преобразователь физических параметров в напряжение (б)

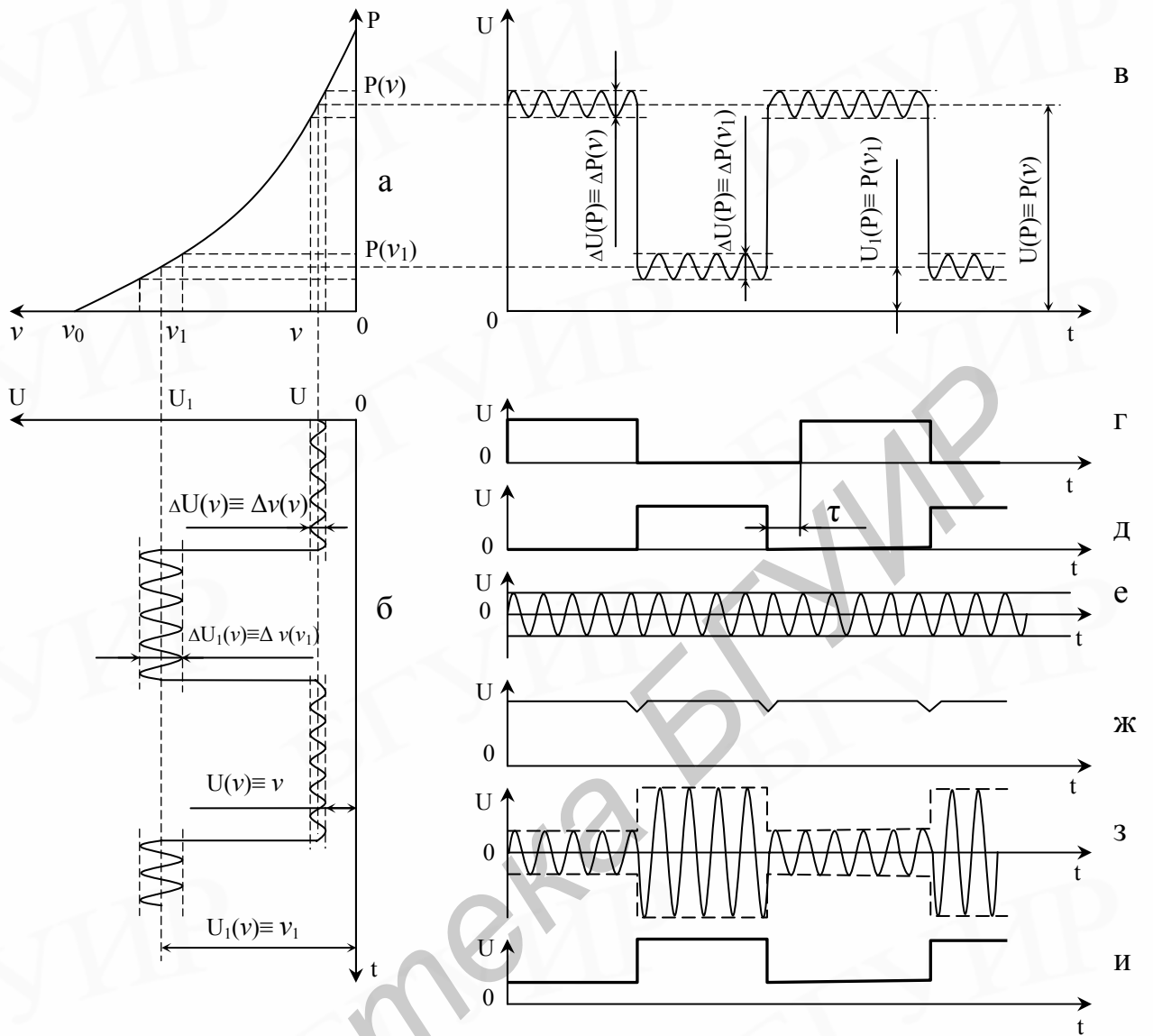


Рис.4.9. Диаграммы, поясняющие принцип действия устройства

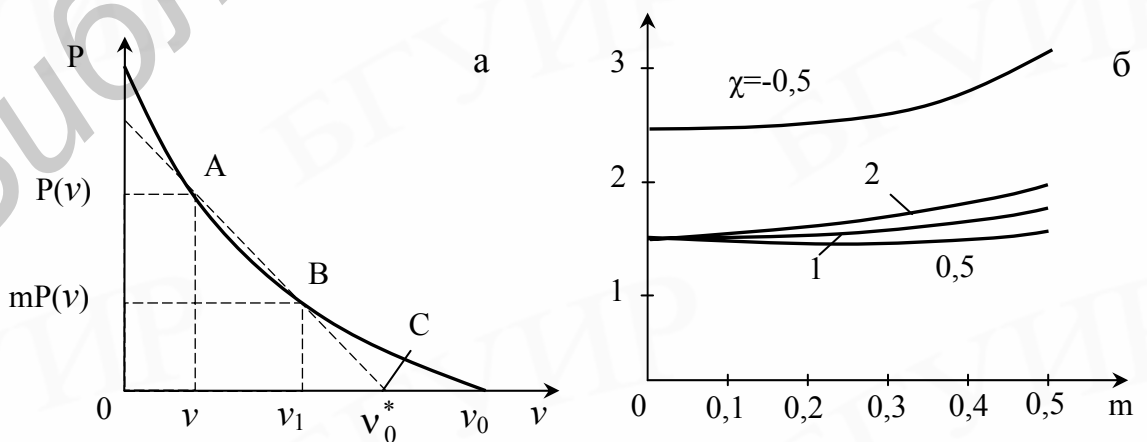


Рис.4.10. Диаграммы, поясняющие образование выигрыша в точности измерений