

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

Кафедра радиотехнических устройств

**В. Л. Свирид**

***МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ  
И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ  
УСТРОЙСТВА***

Учебное пособие

для студентов специальности «Радиоинформатика»  
всех форм обучения

В 2-х частях

Часть 1

**Микроэлектронные устройства**

Минск 2005

УДК 621.382.8 (075.8)  
ББК 32.844.1 я 73

**Р е ц е н з е н т ы:**

кафедра телекоммуникационных систем ВГКС,  
доцент кафедры электроники БГУИР, канд. техн. наук Ф.А. Ткаченко

**Свирид В.Л.**

С 24 Микроэлектронные и преобразовательные устройства: Учеб. пособие для студ. спец. “Радиоинформатика” всех форм обуч. В 2 ч. Ч.1: Микроэлектронные устройства / В. Л. Свирид. – Мн.: БГУИР, 2005. – 134 с.: ил.

ISBN 985-444-866-5 (ч.1)

Первая часть пособия содержит описание и методику проведения первых четырех умеренно сложных работ. Содержание пособия, основанное на оригинальном авторском материале, отражает теоретические сведения о свойствах, методах схемотехнической реализации и методике экспериментальных исследований микроэлектронных дифференциальных и операционных усилителей, перемножителей сигналов и полевого транзистора как источника термостабильного тока и опорного напряжения, что позволяет студентам использовать пособие для самостоятельной работы при изучении данной дисциплины.

При постановке лабораторной работы, связанной с исследованием полевого транзистора как источника термостабильного тока и опорного напряжения, использованы результаты выполненных исследований по программе INTAS в рамках проекта № 2000/61.

**УДК 621.382.8(075.8)**  
**ББК 32.844.1 я 73**

**ISBN 985-444-866-5 (ч.1)**  
**ISBN 985-444-898-3**

© Свирид В.Л., 2005  
© БГУИР, 2005

# СОДЕРЖАНИЕ

<b>ПРЕДИСЛОВИЕ</b> .....	
<b>СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ</b> .....	
<b>ОБЩИЕ УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ</b> .....	
Подготовка к работам и оформление отчета.....	
Правила безопасности жизнедеятельности при выполнении лабораторных работ.....	
Самостоятельная управляемая работа студентов.....	
<b>1. ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ И ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ</b> .....	
1.1. Цель работы .....	
1.2. Дифференциальный усилитель как активный элемент схемотехники.....	
1.2.1. Свойства и особенности работы дифференциального усилителя.....	
1.2.2. Малосигнальные параметры и характерные режимы работы.....	
1.2.3. Нормирование характеристик коллекторных токов.....	
1.2.4. Ширина активной области, режим и порог ограничения сигналов.....	
1.2.5. Нормирование характеристик крутизны и их аппроксимация.....	
1.2.6. Оценка нелинейных искажений и их сравнение с искажениями в каскаде с общим эмиттером.....	
1.2.7. Особенности реализации автоматической регулировки усиления.....	
1.2.8. Измерение малосигнальных параметров дифференциальных усилителей.....	
1.3. Операционные усилители в радиотехнических устройствах.....	
1.3.1. Реальные параметры и идеализированные свойства операционных усилителей.....	
1.3.2. Инвертирующая операционная схема, оценка точности и реализация на ее основе сумматора сигналов и преобразователя тока в напряжение.....	
1.3.3. Неинвертирующая операционная схема, оценка точности и реализация на ее основе повторителя сигналов (трансформатора сопротивлений).....	
1.3.4. Дифференциальная операционная схема, оценка точности и реализация на ее основе вычитающего и сравнивающего устройств.....	
1.3.5. Генератор стабильного тока с изолированной нагрузкой и его точность.....	
1.3.6. Логарифмирующие устройства на основе операционных усилителей.....	
1.3.7. Экстрематоры сигналов на основе операционных усилителей.....	
1.3.8. Линейные преобразователи переменного напряжения в постоянное....	
1.3.9. Линейные преобразователи проводимости (сопротивления) в напряжение.....	
1.3.10. Высокоточное измерение основных параметров полевых транзисторов с помощью операционного усилителя.....	
1.3.11. Электронные устройства на основе сочетания полевого транзистора и операционного усилителя.....	
1.4. Описание лабораторной установки.....	
1.5. Подготовка к работе.....	

1.6. Выполнение работы.....	
1.6.1. Исследование интегрального дифференциального усилителя.....	
1.6.2. Исследование операционных схем и устройств на основе операционных усилителей.....	
1.7. Темы для СУРС.....	
1.8. Контрольные вопросы.....	
<b>2. ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕМНОЖИТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ.....</b>	
2.1. Цель работы.....	
2.2. Перемножители сигналов в микроэлектронных и преобразовательных устройствах.....	
2.2.1. Основные свойства и параметры перемножителей сигналов.....	
2.2.2. Реализация математических операций на основе перемножителей сигналов.....	
2.2.3. Типы аналоговых перемножителей сигналов и их отличительные особенности.....	
2.2.4. Особенности применения перемножителей сигналов как балансных модуляторов.....	
2.2.5. Амплитудный модулятор.....	
2.2.6. Фазовый и частотный демодуляторы.....	
2.2.7. Синхронный (линейный) амплитудный демодулятор.....	
2.2.8. Квадратор как нелинейный амплитудный демодулятор.....	
2.2.9. Методы реализации перемножителей сигналов.....	
2.2.10. Аналоговый перемножитель на основе логарифмирования и антилогарифмирования сигналов.....	
2.2.11. Вреямплитудный перемножитель сигналов.....	
2.3. Описание лабораторной установки.....	
2.4. Подготовка к работе.....	
2.5. Выполнение работы.....	
2.5.1. Исследование устройств на основе перемножителей сигналов.....	
2.5.2. Исследование перемножителя сигналов на основе вреямплитудного преобразования.....	
2.6. Темы для СУРС.....	
2.7. Контрольные вопросы.....	
<b>3. ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА КАК ИСТОЧНИКА ТЕРМОСТАБИЛЬНОГО ТОКА И ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ПРЕЦИЗИОННОГО ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ЕГО ОСНОВЕ.....</b>	
3.1. Цель работы.....	
3.2. Полевой транзистор как источник термостабильного тока и опорного напряжения.....	
3.2.1. Теоретические основы полевого транзистора в режиме термостабильного тока и опорного напряжения.....	
3.2.2. Экспресс-измеритель параметров и характеристик полевых транзисторов.....	
3.2.3. Методика измерения статических параметров полевых транзисторов.....	

3.2.4. Методика измерения основных параметров генератора термостабильного тока и источника опорного напряжения на полевых транзисторах.....	
3.3. Прецизионные источники опорного напряжения на основе полевых транзисторов.....	
3.3.1. Теоретические основы источников опорного напряжения на полевых транзисторах и операционных усилителях.....	
3.3.2. Методика измерения основных параметров операционных усилителей.....	
3.3.3. Методика измерения основных параметров прецизионного источника опорного напряжения.....	
3.4. Описание лабораторной установки.....	
3.5. Подготовка к работе.....	
3.6. Выполнение работы.....	
3.6.1. Подготовка лабораторной установки к работе.....	
3.6.2. Исследование полевого транзистора как источника термостабильного тока и опорного напряжения.....	
3.6.3. Исследование прецизионного источника опорного напряжения.....	
3.7. Темы для СУРС.....	
3.8. Контрольные вопросы.....	
<b>ЛИТЕРАТУРА.....</b>	

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Дисциплина “Микроэлектронные и преобразовательные устройства”, введенная в учебный план специальности “Радиоинформатика”, является одной из основных, обеспечивающих научную и техническую подготовку специалистов радиотехнического профиля. К сожалению, в настоящее время эта дисциплина не обеспечена в полном объеме научной и учебно-методической литературой.

Предлагаемое учебное пособие, основанное на оригинальном авторском материале, по существу является первым учебным изданием, отражающим важные разделы типовой программы курса. Его новизна и оригинальность заключена в изложении ряда вопросов теоретического и практического характера, которые не были ранее освещены в источниках. К таким вопросам можно отнести представление дифференциального усилителя в виде обобщенных эквивалентных схем замещения, позволяющих использовать реальные параметры активных элементов с учетом их трансформации в зависимости от схемной конфигурации и вида усиливаемых сигналов, а также использование полевых транзисторов в режиме термостабильного тока для реализации прецизионных источников опорных напряжений и разработку соответствующих методик их экспериментального исследования с оценкой собственных параметров применяемых операционных усилителей и т. д.

Ориентация на самостоятельную управляемую работу студентов определяет необходимость изложения в полном объеме теоретических основ изучаемых тем, а особый режим приобретения практических навыков в составе целых групп студентов предполагает целесообразность детального освещения методик экспериментального исследования и описаний лабораторных установок с учетом их конкретной реализации.

В связи с этим принята следующая структура каждого из разделов пособия: формулировка цели исследования, изложение теоретических основ рассматриваемых устройств, практическая реализация теоретических положений в виде описаний экспериментальных установок для исследований, методик проведения эксперимента, формулировка тем для самостоятельной управляемой работы и контрольных вопросов для самооценки приобретаемых знаний.

Пособие состоит из двух частей, издаваемых отдельно. Первая часть посвящена микроэлектронным устройствам, реализуемым на основе дифференциальных и операционных усилителей, перемножителей сигналов и полевых транзисторов в режиме термостабильного тока и опорного напряжения; вторая – преобразовательным устройствам, связанным с анализом и методикой экспериментальных исследований стабилизаторов напряжений, активных фильтрующих устройств, преобразователей полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение, конверторов и инверторов сопротивлений.

При изложении разделов, связанных с исследованием полевого транзистора как источника термостабильного тока и опорного напряжения, а также прецизионных стабилизаторов напряжения, использованы результаты выполненных исследований по программе INTAS в рамках проекта № 2000/61.

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АК – аналоговый коммутатор  
АМ – амплитудная модуляция  
АРУ – автоматическая регулировка усиления  
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика  
АЭ – активный элемент  
БМ – балансный модулятор  
БТ – биполярный транзистор  
ВАП – времяамплитудное преобразование  
ВАХ – вольт-амперная характеристика  
ГСТ – генератор стабильного тока  
ДД – динамический диапазон  
ДУ – дифференциальный усилитель  
ДТС – диодно-транзисторная структура  
ИОН – источник опорного напряжения  
ИП – измерительный прибор  
ИС – интегральная микросхема  
КГИ – коэффициент гармонических искажений  
КНИ – коэффициент нелинейных искажений  
КТ – контрольная точка  
МОП – металл-окисел-полупроводник  
МП – масштабный преобразователь  
МЭИПУ – микроэлектронные и преобразовательные устройства  
МЭУ – микроэлектронное устройство  
ОБ – общая база  
ОК – общий коллектор  
ООВП – отрицательное ослабление влияния напряжения питания  
ООС – отрицательная обратная связь  
ОС – операционная схема  
ОУ – операционный усилитель  
ОЭ – общий эмиттер  
ПН – преобразователь напряжений  
ПОС – положительная обратная связь  
ПС – перемножитель сигналов  
ПТ – полевой транзистор  
ПТН – преобразователь тока в напряжение  
ПФ – полосовой фильтр  
РТ – рабочая точка  
РТУ – радиотехническое устройство  
СД – синхронный демодулятор  
СУРС – самостоятельная управляемая работа студентов  
ТК – температурный коэффициент  
ТСТ – термостабильная точка  
ТУ – технические условия  
УВХ – устройство выборки-хранения информации  
ФД – фазовый демодулятор  
ФНЧ – фильтр нижних частот  
ШИМ – широтно-импульсная модуляция  
ЧМ – частотная модуляция  
ЭДС – электродвижущая сила

# ОБЩИЕ УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ

## Подготовка к работам и оформление отчета

Для эффективного использования лабораторного времени и получения максимальной пользы от практикума каждой лабораторной работе должна предшествовать подготовительная работа дома. Во время этой подготовки студент обязан:

- изучить соответствующие разделы курса, методические указания к лабораторной работе и правила безопасности жизнедеятельности человека;

- изучить схему лабораторного макета, его устройство, органы управления и контроля, а также описание контрольно-измерительной аппаратуры, используемой в работе, и правила пользования ею;

- четко уяснить лабораторное задание и порядок его выполнения, продумать методику проведения эксперимента;

- вычертить принципиальную и структурную схемы установки для проведения эксперимента, а также необходимые таблицы и координатные сетки;

- выполнить расчеты, предусмотренные заданием.

Предварительная работа включает в себя также оформление отчета по предыдущей лабораторной работе и подготовку к ее защите.

Отчет, составляемый индивидуально и подписываемый с указанием даты каждым студентом, должен содержать:

- структурную схему лабораторной установки с указанием используемой контрольно-измерительной аппаратуры;

- принципиальные схемы исследуемых устройств и диаграммы, поясняющие их работу;

- рисунки кривых, полученных на экране индикаторных устройств;

- результаты выполненных теоретических и экспериментальных исследований, сведенные в таблицы или оформленные в виде графиков, диаграмм, рисунков;

- результаты расчетов и соответствие их эксперименту;

- выводы и замечания по результатам исследований с приведением соответствующих доказательств.

Схемы вычерчиваются аккуратно от руки с учетом требований государственных стандартов. Графики могут вычерчиваться на миллиметровой бумаге. Минимальный размер графиков – не менее 9×12 см.



## **Правила безопасности жизнедеятельности при выполнении лабораторных работ**

1. Не приступать к работе, не ознакомившись с правилами настоящей инструкции.
2. Не включать лабораторные установки без разрешения преподавателя.
3. Перед включением установки необходимо убедиться в наличии заземления у всех измерительных приборов и экспериментальной установки.
4. После включения установки не прикасаться к неизолированным и незаземленным элементам схемы, которые находятся или могут находиться под напряжением.
5. Не прикасаться к корпусам двух приборов одновременно.
6. В случае неисправности измерительных приборов или макетов, отсутствия напряжения в сети необходимо сообщить об этом преподавателю или инженеру лаборатории.
7. После окончания работы не отключать лабораторные установки без разрешения преподавателя.

### **Самостоятельная управляемая работа студентов**

Целью самостоятельной управляемой работы студентов (СУРС) является приобретение студентами новых знаний, закрепление и углубление получаемых ими знаний, овладение навыками самостоятельного обучения. СУРС может проводиться по теме каждого лабораторного занятия. Однако задания по СУРС имеют в целом нестандартный характер и могут выходить за пределы инструкции к лабораторной работе. Объем СУРС должен соответствовать реальному времени, предусмотренному на лабораторный практикум и на его самостоятельную подготовку. Ориентировочные темы заданий по СУРС приводятся в конце описания каждой лабораторной работы.

В пределах настоящего лабораторного практикума организация СУРС осуществляется следующим образом:

- получение задания;
- изучение обязательной и дополнительной литературы;
- теоретический анализ функциональных устройств и определение методики их экспериментального исследования;
- составление плана эксперимента и его обсуждение;
- проведение эксперимента и обработка результатов исследования;
- формулировка выводов;
- оформление и защита отчета по работе.

# 1. ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ И ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

## 1.1. Цель работы

Изучение теоретических основ и методики экспериментального исследования основных свойств и режимов работы интегральных дифференциальных (ДУ) и операционных (ОУ) усилителей в различных радиотехнических устройствах.

## 1.2. Дифференциальный усилитель как активный элемент схемотехники

### 1.2.1. Свойства и особенности работы дифференциального усилителя

Рассматриваемый ДУ [1] получил свое название от способности усиления разностных (дифференциальных) сигналов, действующих между его входами. Простейший ДУ (рис. 1.1) включает два идентичных по параметрам транзистора Т1 и Т2 с одинаковыми по номиналу нагрузочными резисторами  $R_{K1}$  и  $R_{K2}$  в цепи коллекторов и ГСТ, питающий ток  $I_0$  эмиттеры БТ. Проектировщики ДУ стремились к получению полной симметрии схемы, которая достигается не только при условии идентичности параметров и режимов работы обоих транзисторов, но и при условии исключительной стабильности тока  $I_0$ , фиксирующего по существу все усилительные параметры ДУ.

В симметричном ДУ с идеальным ГСТ при отсутствии входного дифференциального сигнала ( $U_{сд} = 0$ ) напряжение между его выходами  $U_{ВЫХ.2} - U_{ВЫХ.1} = 0$ , что способствует режиму баланса. Этим самым подчеркивается нечувствительность балансных схем к дестабилизирующим факторам. В этом режиме ток  $I_0$  делится поровну между усилительными элементами и, если пренебречь токами базы, то можно считать, что коллекторные токи тоже одинаковые:

$$I_{K1} = I_{K2} = I_0 / 2. \quad (1.1)$$

Токи (1.1), протекая по резисторам  $R_{K1} = R_{K2} = R_K$ , создают синфазный уровень напряжения баланса  $U_{БАЛ} = U_{ВЫХ.1} = U_{ВЫХ.2}$ , который можно определить по формуле

$$U_{БАЛ} = E_{П}^+ - \frac{I_0}{2} R_K. \quad (1.2)$$

Режиму баланса соответствует начальный участок потенциальной диаграммы ДУ, изображенной на рис. 1.2, а.

Если в момент времени  $t_1$  на входе ДУ появится дифференциальный сигнал  $U_{сд}$  в виде линейно возрастающего напряжения (рис. 1.2, б), то коллектор-

Библиотека БГУИР

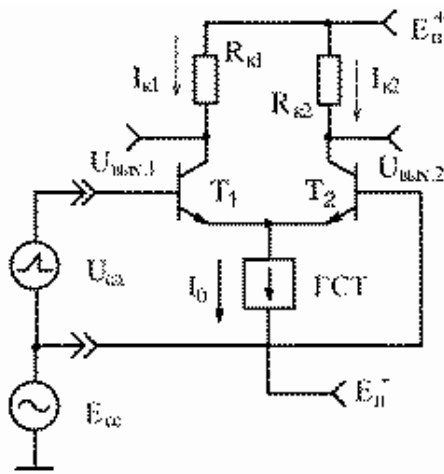


Рис. 1.1. Упрощённая схема ДУ с подключенными источниками сигналов

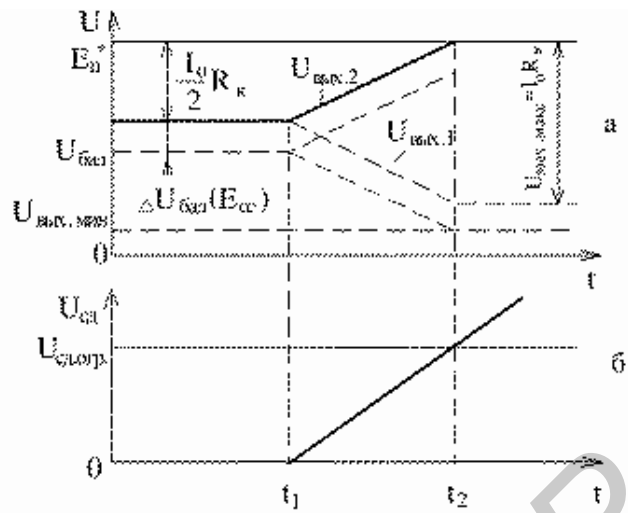


Рис. 1.2. Потенциальные диаграммы выходного (а) и входного (б) сигналов ДУ

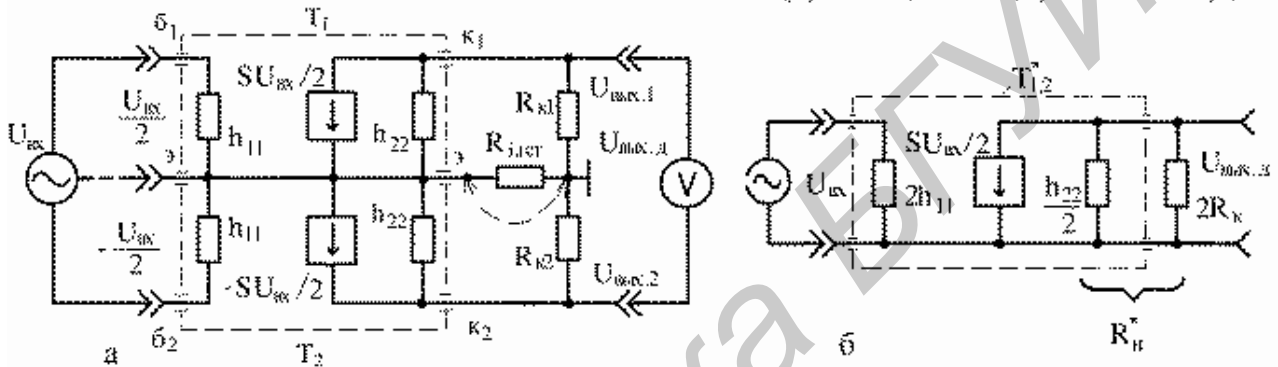


Рис. 1.3. Низкочастотные исходная (а) и преобразованная (б) схемы замещения ДУ для дифференциального сигнала

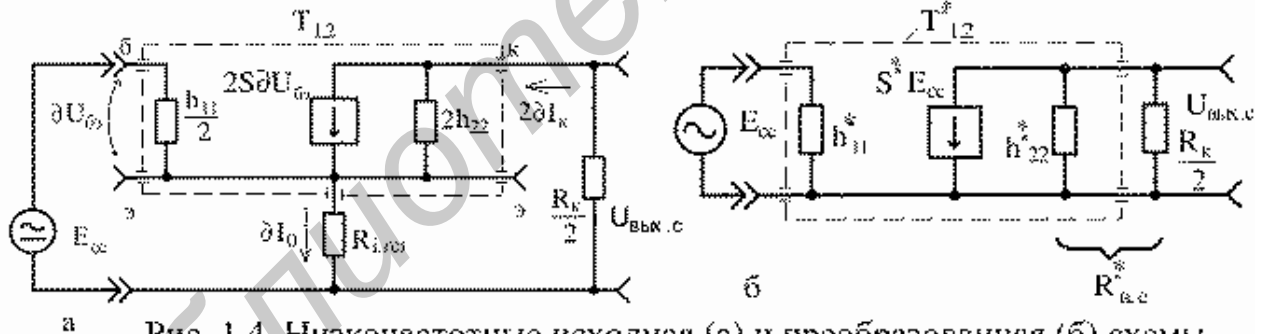


Рис. 1.4. Низкочастотные исходная (а) и преобразованная (б) схемы замещения ДУ для синфазного сигнала

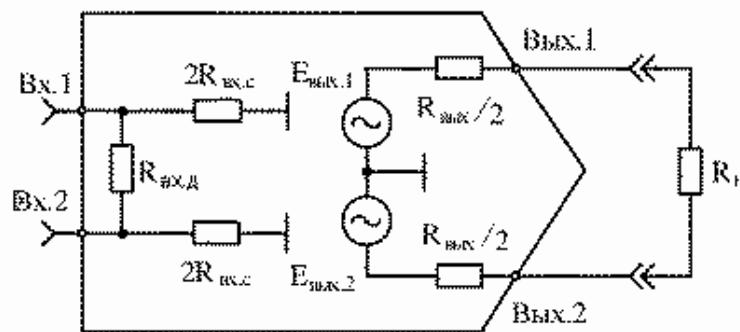


Рис. 1.5. Обобщенная эквивалентная схема ДУ

ные токи БТ Т1 и Т2 начнут перераспределяться: ток  $I_{K1}$  – увеличиваться, а ток  $I_{K2}$  – уменьшаться с сохранением равенства

$$I_{K1} + I_{K2} = I_0, \quad (1.3)$$

которое гарантируется идеальным ГСТ.

При этом выходные напряжения  $U_{ВЫХ.1}$ ,  $U_{ВЫХ.2}$  изменяются так, как показано на потенциальной диаграмме (рис. 1.2, а). Напряжение  $U_{ВЫХ.1} = E_{П}^+ - I_{K1}R_K$  инвертируется по фазе, а напряжение  $U_{ВЫХ.2} = E_{П}^+ - I_{K2}R_K$  не инвертируется по фазе относительно входного сигнала. В связи с этим первый выход ДУ называют инвертирующим, а второй – неинвертирующим.

Дифференциальный сигнал, действуя между выходами ДУ, определяется разностью выходных напряжений:

$$U_{ВЫХ.Д} = U_{ВЫХ.2} - U_{ВЫХ.1} = (I_{K1} - I_{K2})R_K. \quad (1.4)$$

К моменту времени  $t_2$ , когда перераспределение токов заканчивается, изменение выходных уровней ДУ прекращается и наступает режим отсечки, при котором весь ток  $I_0$  проходит только через транзистор Т1. При превышении входным сигналом уровня  $U_{СД,ОГР}$  ДУ становится неуправляемым. Выходной дифференциальный сигнал (1.4) приобретает максимальную величину

$$U_{ВЫХ.Д.МАКС} = I_0R_K, \quad (1.5)$$

а постоянное напряжение на коллекторе транзистора Т1 становится минимальным:

$$U_{ВЫХ.МИН} = E_{П}^+ - I_0R_K. \quad (1.6)$$

При изменении полярности входного сигнала процессы в ДУ протекают в обратном порядке. Таким образом, ДУ управляется разностью напряжений, действующих между его входами. Такой сигнал называют дифференциальным. Точка заземления источника дифференциального сигнала может быть выбрана произвольно. От этой точки через переходы база-эмиттер и источник питания  $E_{П}^-$  стекают токи смещения транзисторов ДУ.

Если подать одновременно на оба входа ДУ общий так называемый синфазный сигнал  $E_{СС}$  (см. рис. 1.1), имеющий одинаковое амплитудно-фазовое соотношение, то у симметричного ДУ с идеальным ГСТ не должно наблюдаться изменений выходных уровней. В реальных ДУ при значительных синфазных напряжениях или при изменении температуры окружающей среды могут изменяться как напряжение база-эмиттер  $U_{БЭ}$  транзисторов Т1 и Т2, так и уровень тока  $I_0$ , что вызывает изменение падений напряжений на нагрузочных резисторах ДУ и, следовательно, нарушение уровня баланса (1.2), создавая ошибку  $\Delta U_{БАЛ}(E_{СС})$  (см. рис. 1.2, а). В таком случае, если на фоне большой синфазной ЭДС  $E_{СС}$  присутствует малый дифференциальный сигнал  $U_{СД}$ , который вызывает выходной дифференциальный сигнал (1.4) не больше чем  $\Delta U_{БАЛ}(E_{СС})$ , то его практически невозможно отличить от этой синфазной ошибки.

Способность обнаружения малых дифференциальных сигналов на фоне больших синфазных ЭДС является одной из важнейших характеристик качества исполнения ДУ.

### 1.2.2. Малосигнальные параметры и характерные режимы работы

К основным малосигнальным (дифференциальным) параметрам ДУ относятся: дифференциальный  $K_d$  и синфазный  $K_c$  коэффициенты передачи, коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{ос.с}$ , дифференциальное  $R_{вх.д}$  и синфазное  $R_{вх.с}$  входные сопротивления, а также выходное сопротивление  $R_{вых}$ .

Дифференциальный коэффициент передачи ДУ можно определить с помощью исходной схемы (см. рис. 1.1), исключив из нее источник синфазного сигнала  $E_{сс}$  и представив реализуемое ГСТ сопротивление в виде эквивалентного  $R_{i.ГСТ}$ , а БТ Т1 и Т2 – в виде их низкочастотных схем замещения (рис. 1.3, а), содержащих входные сопротивления  $h_{11}$ , выходные проводимости  $h_{22}$  и зависимые генераторы тока  $SU_{вх}/2$ , включаемые последовательно относительно источника дифференциального сигнала  $U_{вх}$ , распределяющегося в режиме баланса поровну ( $U_{вх}/2$ ) между входами ДУ. При этом нагрузочные сопротивления  $R_{к1}$ ,  $R_{к2}$  и ГСТ по переменному току через источник питания соответственно  $E_{п}^+$  и  $E_{п}^-$  соединяются с общей шиной.

В связи с тем что ГСТ независимо от распределения токов в дифференциальной паре транзисторов сохраняет свой ток  $I_0$  (1.3) неизменным, переменная составляющая напряжения на его выходе не образуется и, следовательно, он и эмиттеры БТ оказываются виртуально заземленными, так же как и средняя точка источника дифференциального сигнала  $U_{вх}$  (см. штриховые линии, соединенные с общей (заземляющей) шиной, на эквивалентной схеме замещения ДУ по переменному току, представленной на рис. 1.3, а).

Принимая во внимания вышеизложенное, ДУ и его эквивалентную схему можно рассматривать как две симметричные части, возбуждаемые половинным входным сигналом  $U_{вх}/2$  и образуемым при этом половинным выходным дифференциальным напряжением  $U_{вых.д}/2$ , каждая из которых по своим свойствам эквивалентна каскаду с общим эмиттером (ОЭ) на одном БТ.

Очевидно, более точно можно характеризовать свойства ДУ, если его рассматривать по отношению к полным входному  $U_{вх}$  и выходному  $U_{вых.д}$  дифференциальным сигналам, пересчитав соответствующим образом параметры БТ и нагрузки, и представить в виде преобразованной эквивалентной схемы по переменному току (рис. 1.3, б).

Так как по отношению к источникам входного  $U_{вх}$  и выходного  $U_{вых.д}$  сигналов БТ и коллекторные сопротивления  $R_k$  соединены последовательно, то их входные сопротивления удваиваются ( $2h_{11}$ ), выходные проводимости вдвое уменьшаются ( $h_{22}/2$ ), а зависимые генераторы тока сохраняют свой ток неизменным ( $SU_{вх}/2$ ), при этом сопротивление коллекторной нагрузки удваивается ( $2R_k$ ).

В общем случае сопротивление нагрузки ДУ определяется не только сопротивлениями резисторов в цепи коллекторов БТ ( $2R_K$ ), которые могут быть динамическими с большим номиналом, но и расчетной выходной проводимостью ( $h_{22}/2$ ) эквивалентного транзистора  $T_{1,2}^*$  (см. рис. 1.3, б), а также сопротивлением, которое может подключаться к выходу ДУ в виде, например, входного сопротивления следующего каскада  $R_{ВХ.СЛ}$ . Таким образом, на эквивалентной схеме (см. рис. 1.3, б) под расчетным сопротивлением нагрузки следует понимать параллельное соединение всех этих сопротивлений:

$$R_H^* = \left( \frac{1}{\frac{1}{2R_K} + \frac{h_{22}}{2} + \frac{1}{R_{ВХ.СЛ}}} \right) \Bigg|_{\frac{1}{2R_K} \gg \left( \frac{h_{22}}{2} + \frac{1}{R_{ВХ.СЛ}} \right)} = 2R_K, \quad (1.7)$$

где  $h_{22}$  – выходная проводимость транзисторов Т1, Т2, определяемая с использованием напряжения Эрли, которое для БТ структуры n-p-n принимается равным  $U_A' = 200$  В, а для структуры p-n-p – вдвое меньше  $U_A'' = 100$  В; для использованных транзисторов

$$h_{22} = \frac{I_0}{2U_A'}. \quad (1.8)$$

Ток зависимого генератора  $SU_{ВХ}/2$  на эквивалентном сопротивлении нагрузки (1.7) создает выходное дифференциальное напряжение  $U_{ВЫХ.Д}$ , которое, будучи отнесенным к входному  $U_{ВХ}$ , определяет коэффициент передачи ДУ для дифференциального сигнала в режиме баланса:

$$K_D = \frac{U_{ВЫХ.Д}}{U_{ВХ}} = \frac{SU_{ВХ}R_H^*}{2U_{ВХ}} = S \frac{R_H^*}{2} \Bigg|_{R_H^* \rightarrow 2R_K} = SR_K, \quad (1.9)$$

где  $S$  – крутизна входной экспоненциальной характеристики эмиттерного тока  $I_{Э} = f(U_{Э})$  эквивалентного транзистора  $T_{1,2}^*$ , соответствующая крутизне каждого в отдельности БТ, используемых в ДУ по схеме с ОЭ;

$$S = \frac{I_{Э}}{\varphi_T} = \frac{I_0}{2\varphi_T}. \quad (1.10)$$

Таким образом, дифференциальный коэффициент передачи ДУ соответствует коэффициенту передачи одиночного каскада, выполненного на БТ по схеме с ОЭ, и, как видим из выражений (1.9) и (1.10), он прямо пропорционален сопротивлению нагрузки  $R_H^*$ , уровню тока  $I_0$ , обратно пропорционален температурному потенциалу  $\varphi_T$  и не зависит от коэффициентов передачи тока  $h_{21}$  транзисторов дифференциальной пары. При нормальных температурных условиях ( $T = 300$  К)  $\varphi_T \approx 26$  мВ.

В соответствии с эквивалентной схемой (см. рис. 1.3, б) источник дифференциального сигнала  $U_{ВХ}$  по существу нагружается только на сумму входных сопротивлений ( $2h_{11}$ ) транзисторов дифференциальной пары и, следовательно,

входное дифференциальное сопротивление ДУ, образуемое между его входами (см. рис. 1.1), можно записать в виде

$$R_{\text{вх.д}} = 2h_{11} = \frac{2\varphi_T}{I_0} = 4\varphi_T \frac{h_{21} + 1}{I_0}. \quad (1.11)$$

Входное дифференциальное сопротивление ДУ (1.11), выполненного на БТ, прямо пропорционально параметру  $h_{21}$ , температуре ( $\varphi_T$ ) и обратно пропорционально уровню тока  $I_0$ . В связи с этим первоначально с целью повышения сопротивления  $R_{\text{вх.д}}$  в ДУ стремились уменьшать ток  $I_0$ , что снижало коэффициент передачи  $K_{\text{д}}$ . Данное противоречие было разрешено после использования динамических нагрузок в виде ДТС и разработки супер-бета-транзисторов.

Выходное сопротивление для дифференциального сигнала, определяемое в соответствии с эквивалентной схемой (см. рис. 1.3, б) как эквивалентное (расчетное) сопротивление нагрузки  $R_{\text{н}}^*$  (1.7) без учета входного сопротивления следующего каскада ( $R_{\text{вх.сл}} \rightarrow \infty$ ),

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{н}}^* \Big|_{R_{\text{вх.сл}} \rightarrow \infty} = \frac{2}{\frac{1}{R_{\text{к}}} + h_{22}} = 2R_{\text{к}}. \quad (1.12)$$

Синфазный коэффициент передачи определим с помощью исходной схемы (см. рис. 1.1), исключив из нее источник дифференциального сигнала  $U_{\text{сд}}$  (соединив входы), и эквивалентной схемы ДУ, составленной для синфазного сигнала (рис. 1.4, а).

В соответствии с этой схемой БТ Т1 и Т2, соединенные параллельно (базы и эмиттеры непосредственно, а коллекторы – виртуально, так как в режиме баланса по каждому из сопротивлений  $R_{\text{к}}$  протекает половинный ток ГСТ ( $I_0/2$ ) и, следовательно, разность напряжений между ними не создается), образуют новый транзистор  $T_{1,2}$  с эквивалентными параметрами: входным сопротивлением  $h_{11}/2$ , выходной проводимостью  $2h_{22}$  и зависимым генератором тока  $2S\partial U_{\text{сд}}$ . При этом сопротивление коллекторных резисторов становится вдвое меньше ( $R_{\text{к}}/2$ ).

Действующее в цепи эмиттера транзистора  $T_{1,2}$  эквивалентное сопротивление ГСТ  $R_{\text{гст}}$  создает последовательную по току ООС (Z-связь), которая трансформирует параметры рассматриваемой эквивалентной схемы (см. рис. 1.4, а) и приводит ее к удобной для практического использования схеме замещения нового транзистора  $T_{1,2}^*$  (рис. 1.4, б). На преобразованной схеме (см. рис. 1.4, б) эквивалентные параметры, помеченные звездочкой \*, имеют следующие значения.

Расчетное входное сопротивление  $h_{11}^*$ , характеризующее входное сопротивление для синфазного сигнала  $R_{\text{вх.с}}$ , оценивается соотношением

$$R_{\text{вх.с}} = h_{11}^* = \frac{h_{11}}{2} + R_{\text{гст}}^* (h_{21} + 1) = R_{\text{гст}}^* (h_{21} + 1), \quad (1.13)$$



где  $R_{i,\Gamma CT}^*$  – расчетное внутреннее сопротивление ГСТ, учитывающее параллельное соединение собственного сопротивления  $R_{i,\Gamma CT}$  и выходной проводимости  $2h_{22}$  эквивалентного транзистора  $T_{1,2}$  (см. рис. 1.4, а);

$$R_{i,\Gamma CT}^* = \frac{1}{\frac{1}{R_{i,\Gamma CT}} + 2h_{22}} = \frac{R_{i,\Gamma CT}}{1 + 2h_{22}R_{i,\Gamma CT}} \Bigg|_{2h_{22}R_{i,\Gamma CT} \gg 1} = \frac{1}{2h_{22}} = \frac{U'_A}{I_0}. \quad (1.14)$$

Эквивалентная (расчетная) крутизна, вычисляемая с учетом параметров (1.10) и (1.14),

$$S^* = \frac{2S}{1 + 2SR_{i,\Gamma CT}} \Bigg|_{2SR_{i,\Gamma CT}^* \gg 1} = \frac{1}{R_{i,\Gamma CT}^*}. \quad (1.15)$$

Выходная проводимость эквивалентного транзистора  $T_{1,2}^*$  с учетом соотношения (1.8)

$$h_{22}^* = \frac{2h_{22}}{1 + \frac{h_{21} + 1}{h_{21}} \left( 2h_{22} + \frac{1}{\frac{\varphi_T}{2I_0} + \frac{R_{i,\Gamma CT}}{h_{21} + 1}} \right) R_{i,\Gamma CT}} \Bigg|_{\substack{h_{21} \gg 1, \\ R_{i,\Gamma CT} \gg \frac{h_{11}}{2}}} = \frac{1}{R_{i,\Gamma CT} + \frac{U'_A(h_{21} + 2)}{I_0}}. \quad (1.16)$$

Эквивалентное сопротивление нагрузки для синфазного сигнала (см. рис. 1.4, б) определяется по аналогии с (1.7):

$$R_{H.C}^* = \left( \frac{1}{\frac{2}{R_K} + h_{22}^* + \frac{1}{R_{BХ.СЛ}}} \right) \Bigg|_{\frac{2}{R_K} \gg \left( h_{22}^* + \frac{1}{R_{BХ.СЛ}} \right)} = \frac{R_K}{2}. \quad (1.17)$$

На основании эквивалентной схемы (см. рис. 1.4, б) с учетом полученных параметров (1.15) и (1.17) можем по аналогии с (1.9) записать коэффициент передачи ДУ для синфазного сигнала:

$$K_C = \frac{U_{BЫХ.С}}{E_{СС}} = S^* R_{H.C}^* \Bigg|_{\substack{S^* \rightarrow 1/R_{i,\Gamma CT}^*, \\ R_{H.C}^* \rightarrow R_K/2}} = \frac{R_K}{2R_{i,\Gamma CT}^*}. \quad (1.18)$$

Выходное сопротивление ДУ для синфазного сигнала, определяемое в соответствии с эквивалентной схемой (см. рис. 1.4, б) так же, как и для дифференциального сигнала (1.12), сопротивлением нагрузки  $R_{H.C}^*$  (1.17) без учета входного сопротивления следующего каскада ( $R_{BХ.СЛ} \rightarrow \infty$ ), равно

$$R_{\text{ВХ.СЛ}} = R_{\text{Н.С}}^* \Big|_{R_{\text{ВХ.СЛ}} \rightarrow \infty} = \frac{1}{\frac{2}{R_{\text{К}}} + h_{22}^*} \Big|_{\frac{2}{R_{\text{К}}} \gg h_{22}^*} = \frac{R_{\text{К}}}{2}. \quad (1.19)$$

Способность ДУ различать малый дифференциальный сигнал на фоне большого синфазного напряжения принято характеризовать коэффициентом ослабления синфазного сигнала [20], представляющим собой логарифмическую форму отношения коэффициентов  $K_{\text{Д}}$  (1.9) и  $K_{\text{С}}$  (1.18), выражаемого в децибелах,

$$K_{\text{ОСС}} = 20 \lg \frac{K_{\text{Д}}}{K_{\text{С}}} \quad [\text{дБ}]. \quad (1.20)$$

Современные ДУ имеют  $K_{\text{ОСС}}$  (1.20) в интервале 60...120 дБ.

Синфазное входное сопротивление ДУ  $R_{\text{ВХ.С}}$  (1.13), на несколько порядков превышающее  $R_{\text{ВХ.Д}}$  (1.11), определяется, как и  $K_{\text{С}}$  (1.18), в основном эквивалентным сопротивлением  $R_{\text{ГСТ}}^*$  (1.14) ГСТ. В связи с тем что  $R_{\text{ВХ.С}}$  достаточно велико, источник синфазного сигнала  $E_{\text{СС}}$  на приведенных схемах ДУ (см. рис. 1.1 и 1.4) моделируется только генератором ЭДС без учета его внутреннего сопротивления.

Обобщенная эквивалентная схема ДУ, включающая входные и выходные сопротивления, а также зависимый генератор ЭДС, показана на рис. 1.5. В соответствии с этой схемой дифференциальное входное сопротивление  $R_{\text{ВХ.Д}}$  действует между входами ДУ, а синфазное  $R_{\text{ВХ.С}}$  – между каждым из входов и общей шиной ДУ, эквивалентные величины которых составляют  $2R_{\text{ВХ.С}}$ .

Выходное сопротивление ДУ (1.12), действующее между его выходами, формируется путем последовательного включения сопротивлений каждого из выходов по отношению к общей шине ДУ и на обобщенной эквивалентной схеме определяется его половинным значением  $R_{\text{ВЫХ}}/2$ . Усилительная способность ДУ представлена в виде двух зависимых генераторов ЭДС  $E_{\text{ВЫХ.1}}$  и  $E_{\text{ВЫХ.2}}$  с внутренними сопротивлениями, соответствующими  $R_{\text{ВЫХ}}/2$ , нагруженных внешним сопротивлением  $R_{\text{Н}}$ . Суммарная ЭДС этих генераторов определяется произведением входного дифференциального сигнала  $U_{\text{ВХ}}$  и коэффициента  $K_{\text{Д}}$  (1.9):

$$E_{\text{ВЫХ}} = E_{\text{ВЫХ.1}} + E_{\text{ВЫХ.2}} = U_{\text{ВХ}} K_{\text{Д}}. \quad (1.21)$$

Свойства ДУ благоприятно реализуются не только на постоянном и медленно меняющемся токах. Они представляют интерес и для приемно-усилительной техники, работающей в области более высоких частот. К характерным режимам работы ДУ следует отнести: ограничение, автоматическую регулировку усиления (АРУ), перемножение. Рассмотрим подробнее эти режимы работы с точки зрения усиления сигналов.

### 1.2.3. Нормирование характеристик коллекторных токов

Используя экспоненциальную аппроксимацию тока эмиттера БТ и полагая, что под влиянием внешнего дифференциального сигнала  $U_{BX}$  на первом входе ДУ (см. рис. 1.1) действует сумма напряжений  $U_{\text{бэ}} + U_{BX}/2$ , а на втором — их разность

$$U_{\text{бэ}} - U_{BX}/2,$$

для токов эмиттеров первого и второго транзисторов дифференциальной пары, включающих синфазную и дифференциальную составляющие, можно записать:

$$I_{\text{Э1}} = I_{\text{Э0}} e^{\frac{U_{\text{бэ}} + U_{BX}/2}{\varphi_T}} = I_{\text{Э0}} e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{\varphi_T}} e^{\frac{U_{BX}}{2\varphi_T}} = \frac{I_0}{2} e^{\frac{U_{BX}}{2\varphi_T}}, \quad (1.22)$$

$$I_{\text{Э2}} = I_{\text{Э0}} e^{\frac{U_{\text{бэ}} - U_{BX}/2}{\varphi_T}} = \frac{I_0}{2} e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{\varphi_T}} e^{-\frac{U_{BX}}{2\varphi_T}}. \quad (1.23)$$

Благодаря ГСТ сумма токов эмиттеров в ДУ всегда постоянна (1.3) и равна

$$I_0 = I_{\text{Э1}} + I_{\text{Э2}} = I_{\text{Э1}} \left( 1 + \frac{I_{\text{Э2}}}{I_{\text{Э1}}} \right) = I_{\text{Э2}} \left( 1 + \frac{I_{\text{Э1}}}{I_{\text{Э2}}} \right),$$

или, с учетом соотношений (1.22) и (1.23):

$$I_0 = I_{\text{Э1}} \left( 1 + e^{-\frac{U_{BX}}{\varphi_T}} \right) = I_{\text{Э2}} \left( 1 + e^{\frac{U_{BX}}{\varphi_T}} \right). \quad (1.24)$$

С помощью выражения (1.24) пронормируем токи коллектора каждого из транзисторов Т1 и Т2 (см. рис. 1.1) относительно тока  $I_0$ :

$$\frac{I_{\text{К1}}}{I_0} = \frac{I_{\text{К1}}}{h_{21\sigma} I_0} = \frac{1}{1 + e^{-U_{BX}/\varphi_T}}, \quad (1.25)$$

$$\frac{I_{\text{К2}}}{I_0} = \frac{I_{\text{К2}}}{h_{21\sigma} I_0} = \frac{1}{1 + e^{U_{BX}/\varphi_T}}, \quad (1.26)$$

где  $h_{21\sigma}$  — коэффициент передачи эмиттерного тока в схеме с ОБ. Для современных БТ  $h_{21\sigma} \approx 1$ .

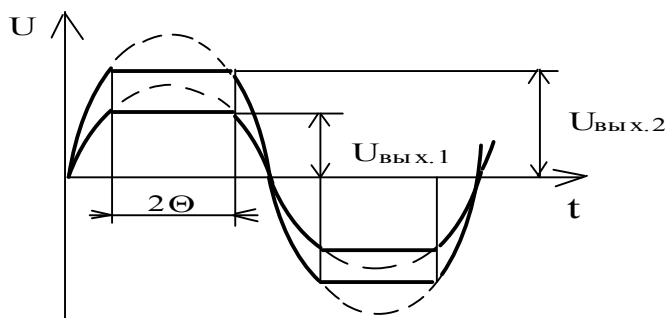
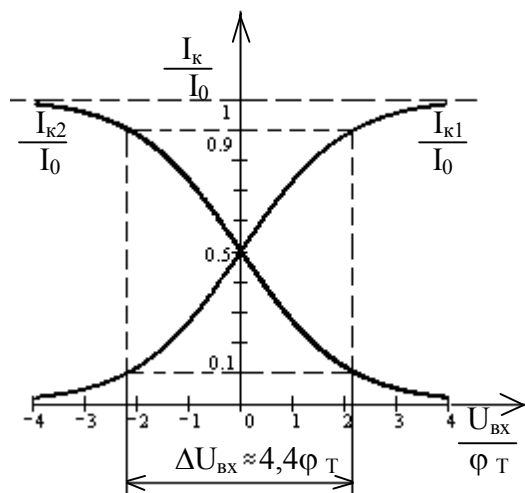


Рис. 1.6. Нормированная характеристика коллекторных токов ДУ

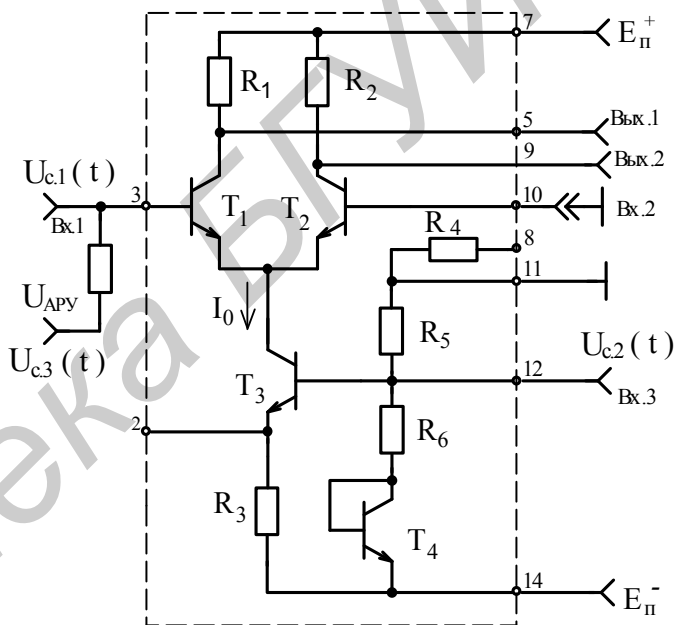
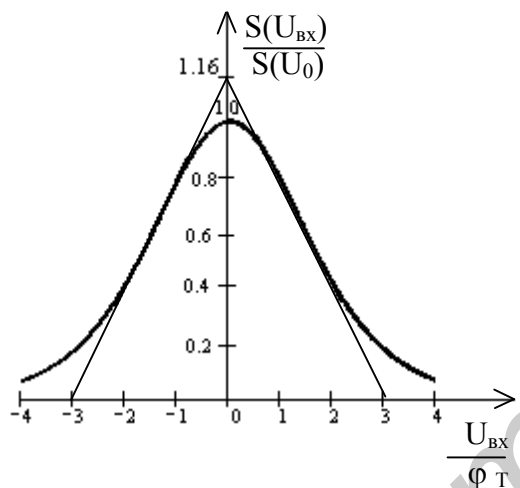


Рис. 1.8. Нормированная характеристика крутизны и ее линейная аппроксимация

Рис. 1.9. Стандартный ДУ типа К118УД1В в режиме перемножения сигналов

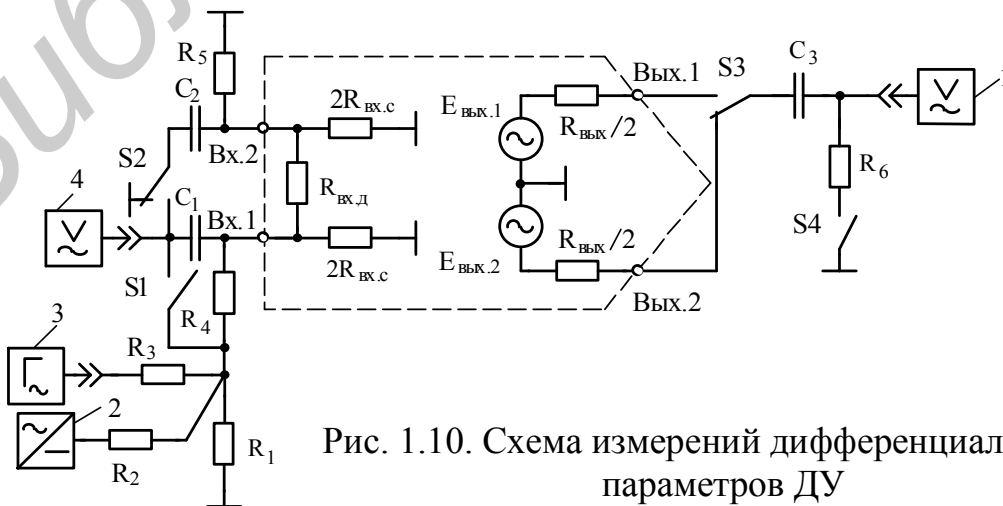


Рис. 1.10. Схема измерений дифференциальных параметров ДУ

Отсюда следует, что перераспределение токов в ДУ определяется только напряжениями на переходах транзисторов дифференциальной пары и не зависит от сопротивлений в цепи коллекторов  $R_{K1}$  и  $R_{K2}$ , а также от эквивалентного сопротивления  $R_{iГСТ}$  (1.14) ГСТ.

На графике (рис. 1.6), построенном в соответствии с выражениями (1.25) и (1.26), можно определить три области: насыщения ( $I_K/I_0 \geq 0,9$ ), отсечки ( $I_K/I_0 \leq 0,1$ ) и активную область, заключенную между двумя первыми.

#### 1.2.4. Ширина активной области, порог и режим ограничения сигналов

Ширину активной области  $\Delta U_{ВХ}$  определим исходя из выбранных граничных условий нормированного тока коллектора и соотношения (1.25), разрешенного относительно активного входного сигнала:

$$U_{ВХ} = \varphi_T \ln \left( \frac{I_0}{I_{K2}} - 1 \right), \quad (1.27)$$

$$\Delta U_{ВХ} = U_{ВХ} \Big|_{\frac{I_{K1}}{I_0}=0,1} - U_{ВХ} \Big|_{\frac{I_{K2}}{I_0}=0,9} \approx 4,4\varphi_T. \quad (1.28)$$

Как видно из выражения (1.28), ширина активной области определяется только температурным потенциалом  $\varphi_T$  и не зависит от величины тока и элементов схемы ДУ. При  $T = 300 \text{ K}$ ,  $\Delta U_{ВХ} \approx 114 \text{ мВ}$ .

Анализируя нормированные характеристики (рис.1.6), нетрудно заметить, что действие входного сигнала  $U_{ВХ}$  (1.27) для каждого транзистора дифференциальной пары противоположно и, следовательно, при заходе в область насыщения ДУ обеспечивает симметричное ограничение; при этом выходной дифференциальный сигнал, как показано на рис. 1.2, а, приобретает максимальную величину (1.5). Таким образом, регулируя ток  $I_0$  или сопротивление нагрузки  $R_K$ , можно получить симметричное ограничение при разных уровнях выходного напряжения. Угол отсечки  $\Theta$  (рис. 1.7) при этом остается неизменным, а порог ограничения определяется только максимальной амплитудой входного напряжения (1.27), соответствующей полуширине активной области (1.28):

$$U_{ВХ.отр} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{2} \approx 2,2\varphi_T. \quad (1.29)$$

#### 1.2.5. Нормирование характеристик крутизны и их аппроксимация

В усилительном режиме ДУ работает в активной области проходных характеристик  $I_K = f(U_{ВХ})$  каждого транзистора дифференциальной пары (1.25), (1.26), крутизна  $S(U_{ВХ})$  которых пропорциональна току  $I_0$  (1.10).

Действительно, на основании (1.26) для проходной характеристики транзистора Т2 можно записать

$$S(U_{\text{ВХ}}) = \frac{\partial I_{\text{К}}}{\partial U_{\text{ВХ}}}(U_{\text{ВХ}}) = -\frac{h_{216} I_0 e^{U_{\text{ВХ}}/\varphi_{\text{T}}}}{\varphi_{\text{T}} (1 + e^{U_{\text{ВХ}}/\varphi_{\text{T}}})^2} = \frac{4S(0) e^{U_{\text{ВХ}}/\varphi_{\text{T}}}}{(1 + e^{U_{\text{ВХ}}/\varphi_{\text{T}}})^2}, \quad (1.30)$$

где  $S(0)$  – крутизна в центре проходной характеристики; при отсутствии входного сигнала ( $U_{\text{ВХ}} = 0$ ):

$$S(0) = S(U_{\text{ВХ}}) \Big|_{U_{\text{ВХ}}=0} = -\frac{h_{216} I_0}{4\varphi_{\text{T}}} = -\frac{h_{216} I_{\text{Э}}}{2\varphi_{\text{T}}} = -h_{216} \frac{S}{2} \approx \frac{S}{2}. \quad (1.31)$$

Отсюда видно, что крутизна проходной характеристики одного плеча ДУ (1.31) в два раза меньше крутизны усиления транзистора (1.10) в схеме ОЭ. Это и понятно, так как в режиме, близком к балансу, на каждый транзистор действует половинное входное напряжение ( $U_{\text{ВХ}}/2$ ), и, следовательно, ток зависимого генератора тока ( $S U_{\text{ВХ}}/2$ ), которым моделируется усилительная способность ДУ (см. рис. 1.3), также уменьшается вдвое.

На рис. 1.8 показана нормированная характеристика крутизны дифференциальной пары ДУ, рассчитанная в соответствии с выражением (1.30), из которой следует, что, регулируя управляющее напряжение (производя разбалансировку), можно в относительно широких пределах по нелинейному закону изменять крутизну БТ и тем самым осуществлять АРУ. Аналогичную операцию можно производить и путем регулировки тока  $I_0$ , от уровня которого, как видно из выражения (1.31), происходит линейное изменение крутизны  $S(0)$ .

Участок нормированной характеристики крутизны (см. рис. 1.8), с обеих сторон заключенный в интервале  $\pm(0,5...1,5)U_{\text{ВХ}}/\varphi_{\text{T}}$ , можно достаточно точно аппроксимировать прямой линией

$$S^*(U_{\text{ВХ}}) = 1,16S(0) \left(1 - \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{отс}}}\right), \quad (1.32)$$

где  $U_{\text{отс}} \approx 3\varphi_{\text{T}}$  – напряжение отсечки при линейной аппроксимации скатов характеристики крутизны (см. рис. 1.8)

Сравнивая соотношения (1.32) и (1.30) между собой, оценим погрешность аппроксимации

$$\delta S(U_{\text{ВХ}}) = \frac{S^*(U_{\text{ВХ}})}{S(U_{\text{ВХ}})} - 1 = 0,29 \frac{\left(1 - \frac{U_{\text{ВХ}}}{3\varphi_{\text{T}}}\right) (1 + e^{U_{\text{ВХ}}/\varphi_{\text{T}}})^2}{e^{U_{\text{ВХ}}/\varphi_{\text{T}}}} - 1, \quad (1.33)$$

которая в интервале нормированных входных напряжений  $U_{\text{ВХ}}/\varphi_{\text{T}} = \pm(0,5...1,5)$  не превышает  $\pm 3\%$ . За пределами данного интервала погрешность (1.33) резко возрастает.

Наличие возможности осуществления в ДУ двух независимых регулировок крутизны (1.30), (1.31) обуславливает реализацию функции перемножения трех сигналов  $U_{\text{C1}}(t)$ ,  $U_{\text{C2}}(t)$ ,  $U_{\text{C3}}(t)$ . Однако линейное перемножение в относительно широких пределах возможно только двух сомножителей  $U_{\text{C1}}(t)$  и  $U_{\text{C2}}(t)$ . Третьим сомножителем  $U_{\text{C3}}(t)$  может являться управляющее напряжение АРУ, подаваемое на базу транзистора Т1 совместно с первым сомножителем

лем  $U_{C1}(t)$  (рис. 1.9). Второй сомножитель  $U_{C2}(t)$  воздействует на ток  $I_0$  ГСТ, который в стандартном ДУ (см. рис. 1.9) реализован на основе ДТС, включающей БТ Т3, Т4 и резисторы  $R_3 \dots R_6$ . Нагрузочными сопротивлениями дифференциальной пары Т1, Т2 ДУ являются резисторы  $R_1$  и  $R_2$ .

Представляя крутизну (1.31) линейной функцией напряжения

$$S(U) = K_2 U_{C2}(t), \quad (1.34)$$

где  $K_2$  – коэффициент преобразования напряжения в ток (крутизну), и принимая во внимание, что переменная составляющая тока коллектора второго транзистора Т2 ДУ (см. рис. 1.9) определяется соотношением

$$I_{K2} = S(U_{ВХ}) U_{C1}(t), \quad (1.35)$$

для переменной составляющей напряжения, действующей на неинвертирующем выходе ДУ (Вых.2), на основании (1.32), (1.34), (1.35) можно записать

$$U_{ВЫХ} = I_{K2} R_2 = 1,16 K_2 R_2 U_{C1}(t) U_{C2}(t) \left( 1 - \frac{U_{C3}(t)}{U_{ОТС}} \right). \quad (1.36)$$

Если  $U_{C3}(t) = 0$  или является величиной постоянной, что обычно на практике имеет место, то  $U_{ВЫХ}$  (1.36) является линейной функцией перемножения двух переменных сигналов  $U_{C1}(t)$  и  $U_{C2}(t)$ .

При осуществлении АРУ обычно не требуется высокой линейности характеристик управления. В этом случае диапазон изменения  $U_{ВЫХ}$  может быть расширен за пределы линейного участка  $S(U_{ВХ})$ .

### 1.2.6. Оценка нелинейных искажений и их сравнение с искажением в каскаде с общим эмиттером

Для малых сигналов проходные характеристики (1.25), (1.26) сбалансированного ДУ линейны, ибо первая производная от крутизны (1.30)

$$\frac{\partial S}{\partial U_{ВХ}}(U_{ВХ}) = \frac{1 - e^{U_{ВХ}/\varphi_T}}{\varphi_T (1 + e^{U_{ВХ}/\varphi_T})} S(U_{ВХ}), \quad (1.37)$$

а также и высшие производные при  $U_{ВХ} = 0$  равны нулю. При больших уровнях входных сигналов проявляются нелинейные искажения, которые определим на основании нормированной передаточной характеристики (1.25) распределения коллекторного тока в БТ Т1 (см. рис. 1.6), представив её при  $h_{216} = 1$  в виде гиперболической функции

$$\left[ \frac{1}{1 + e^{-x}} = \frac{2e^x + 1 - 1}{2(1 + e^x)} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{e^{2x/2} - 1}{e^{2x/2} + 1} \right) = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{e^{x/2} - e^{-x/2}}{e^{x/2} + e^{-x/2}} \right) = \frac{1}{2} \left( 1 + \operatorname{th} \frac{x}{2} \right) \right],$$

$$I_{K1} = \frac{I_0}{2} \left( 1 + \operatorname{th} \frac{U_{ВХ}}{2\varphi_T} \right)$$

с последующим разложением в ряд  $(\text{th}x = x - x^3/3 + 2x^5/15 + \dots)$  по степеням параметра

$$U_{\text{ВХ}} = U_m \sin \omega t, \quad (1.38)$$

где  $U_m, \omega$  и  $t$  — амплитуда, частота и текущее время входного синусоидально-го напряжения:

$$I_{\text{К1}} = \frac{I_0}{2} \left( 1 + \frac{U_{\text{ВХ}}}{2\varphi_T} - \frac{U_{\text{ВХ}}^3}{24\varphi_T^3} + \dots \right). \quad (1.39)$$

С учётом (1.38) и равенства  $\sin^3 \omega t = (3 \sin \omega t - \sin 3\omega t)/4$  для тока (1.39) получаем

$$I_{\text{К1}}(t) = \frac{I_0}{2} \left[ 1 + \left( \frac{U_m}{2\varphi_T} - \frac{U_m^3}{32\varphi_T^3} \right) \sin \omega t + \frac{U_m^3}{96\varphi_T^3} \sin 3\omega t + \dots \right]. \quad (1.40)$$

Как видим, в разложении (1.40) преобладают нечетные гармонические составляющие входного сигнала (1.38), что характерно для симметричных относительно начала отсчета характеристик, к которым относятся анализируемые характеристики распределения токов в ДУ (см. рис.1.6).

Оценивая коэффициент гармонических искажений (КГИ) как отношение амплитуд третьей и первой гармоник тока (1.40), можно записать

$$K_{\Gamma} = \frac{\frac{U_m^3}{96\varphi_T^3}}{\left( \frac{U_m}{2\varphi_T} - \frac{U_m^3}{32\varphi_T^3} \right)} \approx \frac{1}{48} \left( \frac{U_m}{\varphi_T} \right)^2. \quad (1.41)$$

Отсюда максимальная амплитуда входного сигнала (1.38)

$$U_m = 4\varphi_T \sqrt{3K_{\Gamma}}, \quad (1.42)$$

которая при заданном коэффициенте (1.41) в один процент ( $K_{\Gamma} = 1\%$ )

$$U_m|_{K_{\Gamma}=1\%} \leq 0,7\varphi_T \approx 18 \text{ мВ.}$$

При амплитуде входного сигнала  $U_m = 2,2\varphi_T$  (1.29), соответствующей полуширине активной области (1.28), КГИ (1.41) не превышает 10% ( $K_{\Gamma}|_{U_m=2,2\varphi_T} = 10\%$ ). Это обстоятельство может быть положено в основу методики экспериментального определения активной области ДУ на БТ (1.28).

Для сравнения оценим максимальную амплитуду входного сигнала каскада с ОЭ при заданном КГИ, воспользовавшись экспоненциальной аппроксимацией тока эмиттера БТ:

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{Э0}} e^{\frac{U_{\text{ОЭ}} + U_{\text{ВХ}}}{\varphi_T}} = I'_0 e^{\frac{U_{\text{ВХ}}}{\varphi_T}}, \quad (1.43)$$

где  $I'_0$  — ток БТ в рабочей точке (РТ).

Разлагая (1.43) в ряд  $(e^x = 1 + x/1! + x^2/2! + x^3/3! + \dots)$  по степеням параметра  $U_{\text{ВХ}}$  (1.38) с учётом равенства  $\sin^2 \omega t = (1 - \cos 2\omega t)/2$ , представляем



$$I_{\Theta}(t) = I_0' \left[ 1 + \frac{U_m}{\Phi_T} \sin \omega t + \frac{U_m^2}{4\Phi_T} (1 - \cos 2\omega t) + \dots \right]. \quad (1.44)$$

Преобладание в разложении (1.44) высших четных гармонических составляющих входного сигнала (1.38) обусловлено тем, что анализируемая характеристика (1.43) является экспоненциальной, т.е. несимметричной относительно начала отсчета.

Определяя КГИ как отношение амплитуд второй и первой гармонических составляющих (1.44), получаем

$$K'_\Gamma = \frac{U_m^2}{4\Phi_T^2} / \frac{U_m}{\Phi_T} = \frac{U_m}{4\Phi_T}. \quad (1.45)$$

Как видим, коэффициент (1.45), не зависящий от положения РТ (уровня тока эмиттера  $I_0'$ ) транзистора, пропорционален амплитуде входного сигнала

$$U_m = 4\Phi_T K'_\Gamma, \quad (1.46)$$

которая при  $K'_\Gamma = 1\%$  составляет всего лишь  $U_m|_{K'_\Gamma=1\%} = 0,04\Phi_T \approx 1$  мВ.

Сравнивая (1.42) и (1.46), замечаем, что ДУ с точки зрения нелинейных искажений является более совершенным устройством и по сравнению с каскадом с ОЭ при  $K_\Gamma = K'_\Gamma$  и прочих равных условиях, например при одинаковых коэффициентах передачи, позволяет получить неискажённую амплитуду сигнала на своём выходе существенно выше с выигрышем

$$B|_{K_\Gamma=K'_\Gamma} = \frac{U_{I_m}|_{(1.42)}}{U_{I_m}|_{(1.46)}} = \sqrt{\frac{3}{K_\Gamma}}. \quad (1.47)$$

При  $K_\Gamma = K'_\Gamma = 0,1\%$  выигрыш  $B$  (1.47) составляет примерно 55 раз, а при  $K_\Gamma = K'_\Gamma = 1,0\%$  –  $\approx 17,3$  раза.

Выигрыш в КГИ при заданных амплитудах входных сигналов следует из соотношений (1.41) и (1.45):

$$B|_{U_m=\text{const}} = \frac{K'_\Gamma}{K_\Gamma} = 12 \frac{\Phi_T}{U_m}.$$

При  $U_m = 1$  мВ выигрыш составляет 312 раз.

### 1.2.7. Особенности реализации автоматической регулировки усиления

При реализации АРУ сигналов ДУ может быть включен по типу усилительных каскадов ОК-ОБ и ОЭ-ОБ (рис. 1.9). В обоих случаях база БТ Т2 (Вх.2) соединяется с общей шиной. При включении ДУ по типу ОК-ОБ источник сигнала  $U_c(t)$  подключается к базам транзисторов Т1 и Т2 дифференциальной пары (Вх.1). Управляющее напряжение АРУ при этом может воздействовать на ток  $I_0$  (Вх.3), а съём сигнала чаще производится с неинвертирующего выхода (Вых.2). Наличие резистора  $R_1$  в таком случае непринципиально, и питание

коллекторной цепи транзистора Т1 может осуществляться непосредственно от источника  $E_{\Pi}^+$  (Вых.1 соединяется с  $E_{\Pi}^+$ ).

При включении ДУ по типу ОЭ-ОБ (каскадное включение) входной сигнал управляет током  $I_0$  ГСТ (Вх.3), а напряжение АРУ подается в цепь базы транзистора Т1 дифференциальной пары (Вх.1). В данном варианте при осуществлении АРУ входная проводимость ДУ остается постоянной, так как режим ГСТ не изменяется.

Отличительной особенностью включения по типу ОК-ОБ и ОЭ-ОБ является то, что ДУ может работать в широкой полосе частот с сохранением высокой устойчивости в отношении дестабилизирующих факторов. По сравнению с усилительным каскадом, выполненным по схеме ОЭ, здесь имеет место уменьшение проводимости обратной передачи  $Y_{12}$ , что улучшает высокочастотные свойства ДУ.

Коэффициент передачи включения ОК-ОБ рассматриваемого ДУ (см. рис. 1.9) вдвое меньше (1.9), так как сигнал снимается с одного выхода (Вых.2):

$$K_{\text{ОК-ОБ}} = \frac{I_0}{4\varphi_T} R_2, \quad (1.48)$$

при этом входное сопротивление  $R_{\text{ВХ. ОК-ОБ}}$  определяется по формуле (1.11).

Ток ГСТ, формируемый ДТС на БТ Т3, Т4 и резисторах  $R_3, R_5, R_6$  (резистор  $R_4$  при этом оказывается незадействованным, он при необходимости соединяется с источником питания  $E_{\Pi}^+$ ),

$$I_0 = \frac{E_{\Pi}^- - U_{\text{бэ(Т4)}}}{(1 + R_5/R_6)R_3}, \quad (1.49)$$

а его внутреннее сопротивление оценивается по формуле

$$R_{\text{ГСТ}} = \frac{U_A'}{I_0} \left( 1 + \frac{R_3}{\frac{\varphi_T}{I_0} + \frac{R_3 + R_6 \parallel R_5}{h_{21} + 1}} \right). \quad (1.50)$$

Коэффициент передачи включения ОК-ОБ для синфазного сигнала  $K_{\text{С.ОК-ОБ}}$ , а также входное  $R_{\text{ВХ.С.ОК-ОБ}}$  и выходное  $R_{\text{ВЫХ.С.ОК-ОБ}}$  сопротивления определяются с учетом (1.50) соответственно по формулам (1.18), (1.13) и (1.19).

Коэффициент передачи ДУ по типу ОЭ-ОБ рассчитывают по формуле [3]

$$K_{\text{ОЭ-ОБ}} = -\frac{R_2}{2R_3}, \quad (1.51)$$

при этом входное сопротивление

$$R_{\text{ВХ.ОЭ-ОБ}} = R_5 \parallel R_6 \parallel \left( \frac{\varphi_T}{I_0} + R_3 \right) (h_{21} + 1) \approx \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6}. \quad (1.52)$$

Частота среза  $f_c$  (полоса пропускания  $\Pi$ ) рассматриваемых включений ограничивается в основном [3] сопротивлением нагрузки  $R_2$  и выходной емкостью  $C_{\text{ВЫХ}}$ , которая состоит из емкостей коллекторного перехода транзистора

$C_K$ , емкости монтажа  $C_M$  и входной динамической емкости следующего каскада  $C_{ВХ.Д.СЛ.}$ , если он подключается к выходу ДУ:

$$C_{ВЫХ} = C_K + C_M + C_{ВХ.Д.СЛ.}, \quad (1.53)$$

$$\Pi = f_c = \frac{1}{2\pi C_{ВЫХ} R_2}. \quad (1.54)$$

В данной ситуации, когда сопротивление нагрузки составляет единицы килоом ( $R_2 = 4 \text{ кОм}$ ), а выходная емкость (1.53) – единицы пикофарад ( $C_{ВЫХ} \approx 10 \text{ пФ}$ ), частотная зависимость используемых транзисторов, характеризующаяся частотами среза по параметрам крутизны  $f_{S(T3)}$  и коэффициента передачи тока в схеме с ОБ  $f_{h_{216}(T2)}$  [3], может не учитываться.

### 1.2.8. Измерение малосигнальных параметров дифференциальных усилителей

Измерения дифференциальных параметров ДУ можно осуществить с помощью схемы, показанной на рис 1.10. Первоначально производят балансировку ДУ, которая выполняется на постоянном токе путем получения нулевого дифференциального сигнала между выходами ДУ при регулировке напряжения источника 1 двухполярного напряжения. В высококачественном ДУ балансировка достигается автоматически при равенстве сопротивлений  $R_5 = R_5 = R$ , подключаемых к входам усилителя.

При измерениях дифференциального коэффициента передачи  $K_D$  (1.9) на неинвертирующий вход (Вх.1) ДУ подают от генератора 3 синусоидальный сигнал посредством резистивного делителя  $R_1, R_3$ , замкнутого переключателя S1 и  $R_3$ , конденсатора  $C_1$ , при этом второй вход ДУ (Вх.2) конденсатором  $C_2$  через переключатель S2 блокируется на корпус. Сигнал  $U_{ВХ}$ , действующий на первом входе ДУ, можно проконтролировать с помощью вольтметра 4 переменного тока. Переводя переключатель S3 из одного положения в другое, фиксируют вольтметром 2 напряжение  $U_{ВЫХ.1}$  и  $U_{ВЫХ.2}$ , причем переключатель S4 может быть как замкнут, так и разомкнут в зависимости от условий измерений.

Дифференциальный коэффициент передачи ДУ определяется по формуле

$$K_D = \frac{U_{ВЫХ.1} + U_{ВЫХ.2}}{U_{ВХ}} = \frac{2U_{ВЫХ.1}}{U_{ВХ}} = \frac{2U_{ВЫХ.2}}{U_{ВХ}}. \quad (1.55)$$

Синфазный коэффициент передачи ДУ  $K_C$  (1.18) измеряют аналогично, только переключатель S1 переводят в другое положение, которое соединяет входы ДУ по переменному току (конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  включаются последовательно):

$$K_C = \frac{U_{ВЫХ.1.C}}{U_{ВХ.C}} = \frac{U_{ВЫХ.2.C}}{U_{ВХ.C}}. \quad (1.56)$$

Уровень входного напряжения здесь обычно выбирают значительно большим, чем при измерении  $K_D$ , однако он не должен превышать допустимой величины синфазного входного напряжения испытываемого ДУ. Коэффициент

ослабления синфазного сигнала определяют по результатам измерений  $K_D$  (1.53) и  $K_C$  (1.56) в соответствии с формулой (1.20).

Измерение параметров ДУ, имеющих размерность сопротивления, производят, как правило, на переменном токе с использованием делителей сигналов на входе и выходе.

При измерении синфазного входного сопротивления  $R_{ВХ.С}$  (1.13) с помощью конденсаторов  $C_1, C_2$  и переключателя  $S_2$  блокируют  $R_{ВХ.Д}$  (см. рис. 1.10) и определяют эквивалентное сопротивление  $R_{ВХ.1}$ , которое имеет ДУ в таком включении:

$$\frac{1}{R_{ВХ.1}} = \frac{1}{2R_{ВХ.С}} + \frac{1}{2R_{ВХ.С}} + \frac{1}{R_5} = \frac{1}{R_{ВХ.С}} + \frac{1}{R}.$$

Отсюда

$$R_{ВХ.С} = \frac{R}{\left(\frac{R}{R_{ВХ.1}} - 1\right)}. \quad (1.57)$$

В общем виде эквивалентное входное сопротивление  $R_{ВХ}$  определяют косвенным путем с использованием делителя сигнала на входе ДУ. Если на вход ДУ подать сигнал  $U_1$  без входного делителя (резистор  $R_4$  блокируется конденсатором  $C_1$ ), то напряжение на одном из выходов будет иметь вид  $U'_2 = kU_1$ , где  $k$  – коэффициент передачи. Если сигнал  $U_1$  будет подан на вход ДУ через резистор  $R_4 = R$ , то выходное напряжение станет равным

$$U''_2 = kU_1 \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_4} = U'_2 \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R}.$$

Отсюда

$$R_{ВХ} = \frac{R}{\left(\frac{U'_2}{U''_2} - 1\right)}. \quad (1.58)$$

Используя (1.58), искомое сопротивление (1.57) с учетом индексов может быть представлено в виде

$$R_{ВХ.С} = \frac{R}{\left(\frac{U'_2}{U''_2} - 2\right)}, \quad (1.59)$$

где  $U'_2, U''_2$  – выходные напряжения ДУ соответственно при замкнутом и разомкнутом переключателе  $S_1$  и заблокированном переключателем  $S_2$  сопротивлении  $R_{ВХ.Д}$ .

Дифференциальное входное сопротивление  $R_{ВХ.Д}$  (1.11) измеряют аналогично, только резистор  $R_5$  блокируют конденсатором  $C_2$  (закорачивают второй вход ДУ по переменному току на корпус). В этом случае эквивалентное входное сопротивление ДУ приобретает другое значение  $R_{ВХ.2}$ :

$$\frac{1}{R_{ВХ.2}} = \frac{1}{2R_{ВХ.С}} + \frac{1}{R_{ВХ.Д}}.$$

Отсюда

$$R_{\text{ВХ.Д}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{ВХ.2}}} - \frac{1}{2R_{\text{ВХ.С}}}} = \frac{R}{\frac{R}{R_{\text{ВХ.2}}} - \frac{R}{R_{\text{ВХ.С}}}}. \quad (1.60)$$

Применяя для определения  $R_{\text{ВХ.2}}$  ту же методику, что и для  $R_{\text{ВХ.1}}$ , и используя (1.58) и (1.59) с учетом обозначений, для искомой величины (1.60) можно записать

$$R_{\text{ВХ.Д}} = \frac{R}{\frac{U_2^*}{U_2^{**}} - \frac{U_2'}{U_2''}}, \quad (1.61)$$

где  $U_2^*$  и  $U_2^{**}$  – выходные напряжения ДУ соответственно при замкнутом и разомкнутом переключателе S2 и заблокированном на корпус втором входе ДУ.

Выходное сопротивление измеряют при подаче на вход ДУ дифференциального сигнала и регистрации одного из выходных напряжений при подключенной и отключенной нагрузке  $R_6 = R$  (см. рис. 1.10). При разомкнутом переключателе S4 напряжение на втором входе ДУ будет  $U_2^* = kU_1$ , а при замкнутом –

$$U_2^{**} = kU_1 \frac{R_6}{\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{2} + R_6} = U_2^* \frac{R}{\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{2} + R}.$$

Отсюда

$$R_{\text{ВЫХ}} = 2R \left( \frac{U_2^*}{U_2^{**}} - 1 \right). \quad (1.62)$$

Аналогичную операцию можно произвести для первого выхода ДУ, включив S3. Результат должен быть одинаковым.

### 1.3. Операционные усилители в радиотехнических устройствах

#### 1.3.1. Реальные параметры и идеализированные свойства операционных усилителей

Свое название ОУ получил от способности выполнения различного рода операций (преобразований) с помощью пассивных цепей ООС, определяющих с достаточной точностью передаточную функцию преобразования всего устройства, в наименьшей степени зависимую от собственных параметров усилителя. Для реализации функций преобразования с высокой точностью и быстродействием ОУ должен 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.

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 табл. 1.1. В этой же таблице для сравнения представлены предельные значения параметров идеальных ОУ.

Таблица 1.1

Параметры реальных и идеальных ОУ

Параметры	Реальные ОУ	Идеальные ОУ
1. Усилительные $K_0$ , тыс.	Единицы – сотни	$\infty$
2. Входные сопротивления $R_{вх.д}, R_{вх.с}$ , кОм	Десятки – тысячи	$\infty$
3. Выходное сопротивление $R_{вых}$ , Ом	Десятки – сотни	0
4. Частотные $f_T$ , МГц	Сотые доли – десятки	$\infty$
5. Временные $t_{уст}$ , нс	Десятки – тысячи	0
6. Скоростные $v$ , В/мкс	Единицы – сотни	$\infty$
7. Дрейфовые: $U_{см.0}$ , мВ; $TK_{U_{см.0}}$ , 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 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 табл.1.1, 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.

### 1.3.2. 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 представлена на рис. 1.11, можем записать

$$\frac{U_{\text{С}} - U'}{R_1} = \frac{U'}{R_{\text{ВХ.Д}}} + \frac{U' - U_{\text{ВЫХ}}}{R_2}, \quad (1.63)$$

где  $U'$  – разность потенциалов между входами 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  $K_0$ :

$$U' = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_0}. \quad (1.64)$$

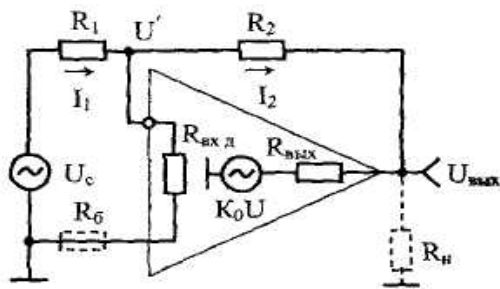


Рис. 1.11. Эквивалентная инвертирующая ОС

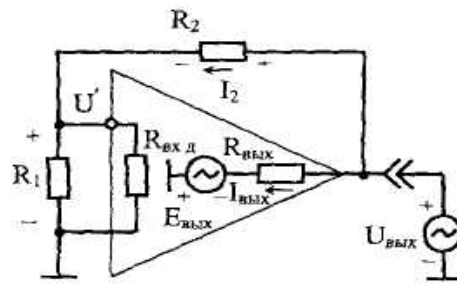


Рис. 1.12 Эквивалентная схема для определения выходного сопротивления инвертирующей ОС

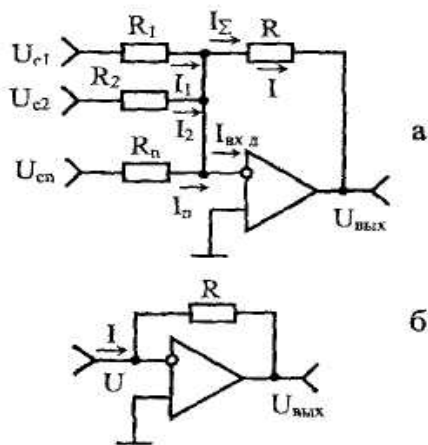


Рис 1.13 Схемы инвертирующего многовходного сумматора (а) и преобразователя тока в напряжение (б)

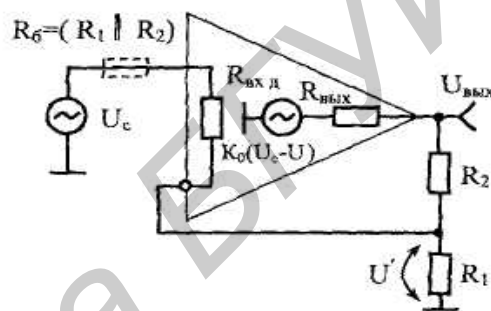


Рис. 1 14. Эквивалентная неинвертирующая ОС

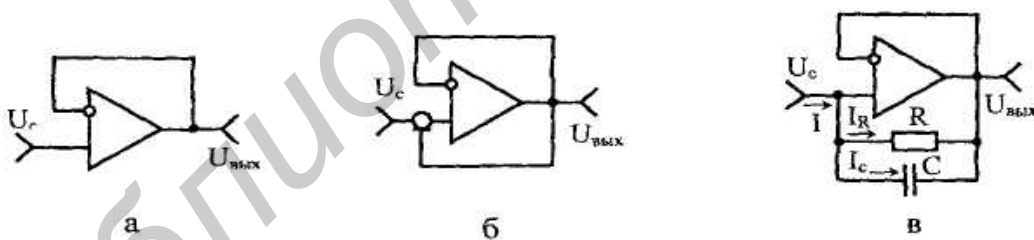


Рис 1 15 Схемы повторителей напряжения



Решая совместно (1.63) и (1.64), получаем коэффициент передачи инвертирующей ОС:

$$K_{II} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_C} = -\frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{K_0} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_{ВХ.Д}}\right)} = \frac{-K_0}{1 + \frac{R_1}{R_2} \left(K_0 + 1 + \frac{R_2}{R_{ВХ.Д}}\right)} = \frac{-K_0}{F_{II}}, \quad (1.65)$$

где  $F_{II}$  – глубина ООС инвертирующей ОС по коэффициенту передачи;

$$F_{II} = \frac{-K_0}{K_{II}} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \left(K_0 + 1 + \frac{R_2}{R_{ВХ.Д}}\right) \Big|_{R_{ВХ.Д} \geq \frac{R_2}{K_0 + 1}} = 1 + \frac{R_1}{R_2} (K_0 + 1). \quad (1.66)$$

Коэффициент передачи (1.65) для идеального ОУ отдельно по параметрам  $K_0 \rightarrow \infty$  и  $R_{ВХ.Д} \rightarrow \infty$  приобретает вид

$$K_{II} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = -\frac{R_2}{R_1}, \quad (1.67)$$

$$K_{II} \Big|_{R_{ВХ.Д} \rightarrow \infty} = \frac{K_0}{1 + \frac{R_2}{R_1} (K_0 + 1)}. \quad (1.68)$$

Погрешности формирования коэффициента передачи инвертирующей ОС, обусловленные неидеальностью ОУ по параметрам  $K_0$  и  $R_{ВХ.Д}$ , оценим отдельно на основании сравнения соотношений (1.67), (1.68) и (1.65):

$$\delta K_{II} \Big|_{K_0 \neq \infty} = \frac{K_{II} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty}}{K_{II}} - 1 = \frac{1 + R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{ВХ.Д}}\right)}{K_0} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_{ВХ.Д}}}{K_0}, \quad (1.69)$$

$$\delta K_{II} \Big|_{R_{ВХ.Д} \neq \infty} = \frac{K_{II} \Big|_{R_{ВХ.Д} \rightarrow \infty}}{K_{II}} - 1 = \frac{1}{R_{ВХ.Д} \left(\frac{K_0 + 1}{R_2} + \frac{1}{R_1}\right)} = \frac{\frac{R_2}{K_0 + 1} \parallel R_1}{R_{ВХ.Д}}. \quad (1.70)$$

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 (1.67) – (1.70) полу-

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

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

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 (1.67) и при необходимости давать оценку реализуемых погрешностей по (1.69), (1.70).

Для оценки входного сопротивления инвертирующей ОС воспользуемся законом Ома и запишем с учетом (1.64) соотношение

$$R_{\text{ВХ.И}} = \frac{U_c}{I_1} = \frac{R_1}{1 - \frac{U'}{U_c}} = \frac{R_1}{1 + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_0 U_c}} = \frac{R_1}{1 + \frac{K_{\text{И}}}{K_0}} = \frac{R_1}{1 - \frac{1}{F_{\text{И}}}}. \quad (1.71)$$

Принимая во внимание (1.66), выражение (1.71) преобразуем к виду

$$R_{\text{ВХ.И}} = R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{ВХ.Д}}} + \frac{K_0 + 1}{R_2}} = R_1 + \frac{R_2}{K_0 + 1} \parallel R_{\text{ВХ.Д}}. \quad (1.72)$$

При идеальном ОУ по коэффициенту передачи ( $K_0 \rightarrow \infty$ ) входное сопротивление (1.73)

$$R_{\text{ВХ.И}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = R_1. \quad (1.73)$$

Сравнивая (1.72) и (1.73), оценим погрешность определения входного сопротивления за счет неидеальности ОУ по коэффициенту передачи  $K_0$ :

$$\delta R_{\text{ВХ.Д}} = \frac{R_{\text{ВХ.И}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty}}{R_{\text{ВХ.И}}} - 1 = - \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_{\text{ВХ.Д}}} + \frac{R_1}{R_2} (K_0 + 1)} = - \frac{1}{1 + \frac{R_1}{\frac{R_2}{K_0 + 1} \parallel R_{\text{ВХ.Д}}}}. \quad (1.74)$$

При прежних цифровых данных инвертирующей ОС погрешность (1.74)  $\delta R_{\text{ВХ.И}} \leq -0,01 \%_S$ .

В формировании сопротивления (1.72) особое значение приобретает входное сопротивление ОУ с ООС в точке суммирования токов с потенциалом  $U'$  (см. рис. 1.11):

$$R_{\Sigma} = \frac{R_2}{K_0 + 1}, \quad (1.75)$$

которое является исключительно малой величиной благодаря проявлению параллельной ООС по напряжению (Y-связь). Действительно, при прежних цифровых данных сопротивление (1.75)  $R_{\Sigma} \approx 0,1$  Ом, что намного меньше параллельно включаемого дифференциального сопротивления ОУ  $R_{\text{ВХ.Д}} = 100$  кОм (1.72).

В связи с этим часть схемы инвертирующей ОС, расположенная правее точки суммирования токов (сечения а-а на рис.1.11), 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 (рис. 1.12), в соответствии с которой независимый источник входного сигнала  $U_c$  из исходной схемы (см. рис. 1.11) исключен с сохранением его внутреннего сопротивления, чтобы не разрывалась цепь ООС, а к выходу ОУ вместо сопротивления нагрузки  $R_{\text{Н}}$  подключен внешний источник сиг-

нала 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:

$$R_{\text{ВЫХ.И}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХ}} + I_2} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{\frac{U_{\text{ВЫХ}} - E_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{U_{\text{ВЫХ}} - U'}{R_2}} = \frac{1}{\frac{1 + \frac{U'K_0}{U_{\text{ВЫХ}}}}{\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{U'}{R_2}}}, \quad (1.76)$$

где  $E_{\text{ВЫХ}}$  – ЭДС зависимого источника, моделирующего усилительную способность ОУ;

$$E_{\text{ВЫХ}} = -U'K_0 = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}R_1 \parallel R_{\text{ВХ.Д}}}{R_2 + R_1 \parallel R_{\text{ВХ.Д}}} K_0 = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}K_0}{1 + R_2(1/R_1 + 1/R_{\text{ВХ.Д}})}. \quad (1.77)$$

Из уравнения (1.77) следует необходимое для (1.76) отношение напряжений

$$\frac{U'}{U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{1}{1 + R_2(1/R_1 + 1/R_{\text{ВХ.Д}})}. \quad (1.78)$$

Подставляя (1.78) в (1.76), получаем выходное сопротивление инвертирующей ОС:

$$R_{\text{ВЫХ.И}} = \frac{1}{1 + \frac{K_0}{1 + R_2\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{\text{ВХ.Д}}}\right)}} \frac{1}{1 - \frac{1}{1 + R_2\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{\text{ВХ.Д}}}\right)}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{ВЫХ}}^*} + \frac{1}{R_2^*}} = R_{\text{ВЫХ}}^* \parallel R_2^*, \quad (1.79)$$

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

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

$$R_{\text{ВЫХ.И}}^* = R_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + \frac{K_0}{1 + R_2(1/R_1 + 1/R_{\text{ВХ.Д}})}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{F_{\text{И}}^*}, \quad (1.80)$$

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

$$F_{\text{И}}^* = 1 + \frac{K_0}{1 + R_2(1/R_1 + 1/R_{\text{ВХ.Д}})} \Bigg|_{R_{\text{ВХ.Д}} \gg R_1} = 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_0. \quad (1.81)$$

Глубина ООС (1.81) заметно отличается в меньшую сторону от глубины ООС (1.66) по коэффициенту передачи, и это отличие можно оценить, сравнивая соотношения (1.81) и (1.66) при условии  $R_{\text{ВХ.Д}} \gg R_1$ :

$$\delta F_{II} = \left( \frac{F_{II}^*}{F_{II}} - 1 \right) \Big|_{R_{ВЫХ.Д} \gg R_1} = - \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (1.82)$$

С учетом прежних цифровых данных для цепи ООС инвертирующей ОС погрешность (1.82)  $\delta F_{II} \approx -9\%$ .

Степень влияния цепи ООС в виде эквивалентного сопротивления

$$R_2^* = \frac{R_2}{1 - \frac{1}{1 + R_2(1/R_1 + 1/R_{ВХ.Д})}} = R_2 + \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{ВХ.Д}}} = R_2 + R_1 \parallel R_{ВХ.Д} \quad (1.83)$$

на выходное сопротивление инвертирующей ОС оценим, сравнивая соотношения (1.79) и (1.80):

$$\delta R_{ВЫХ.И} = \frac{R_{ВЫХ.И}^*}{R_{ВЫХ.И}} - 1 = R_{ВЫХ}^* \left( \frac{1}{R_{ВЫХ}^*} + \frac{1}{R_2^*} \right) - 1 = \frac{R_{ВЫХ}^*}{R_2^*}. \quad (1.84)$$

Применяя значения (1.80) и (1.83) к (1.84), получаем погрешность определения выходного сопротивления инвертирующей ОС за счет пренебрежения влияния цепи ООС в удобном для практического использования виде:

$$\delta R_{ВЫХ.И} = \frac{R_{ВЫХ}}{R_2 + \frac{K_0 + 1}{1/R_1 + 1/R_{ВХ.Д}}} = \frac{R_{ВЫХ}}{R_2 + (R_1 \parallel R_{ВХ.Д})(K_0 + 1)}. \quad (1.85)$$

Для отмеченных выше цифровых данных инвертирующей ОС в целом ее выходное сопротивление (1.80) определяется величиной в  $R_{ВЫХ.И}^* \approx 0,1$  Ом с погрешностью (1.85)  $\delta R_{ВЫХ.И} \leq 0,001\%$ .

Малое значение выходного сопротивления по сравнению с номиналом резистора  $R_2$  ( $R_{ВЫХ.И}^* \ll R_2$ ) свидетельствует о правомерности его пренебрежения при составлении исходных уравнений (1.63) и (1.64) для анализа инвертирующей ОС.

Итак, отличия реальных параметров ОУ от идеальных вызывают ошибки (1.69), (1.70), (1.74), (1.84) в расчетных величинах по упрощенным соотношениям (1.67), (1.68), (1.73), (1.80) 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. 1.11), должно выбираться из условия

$$R_6 = R_1 \parallel R_2. \quad (1.86)$$

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 (среднюю квадратическую составляющую погрешности) реализуемого коэффициента передачи инвертирующей ОС можно определить на основании идеализированного соотношения (1.67) 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  $\delta R_1$ ,  $\delta R_2$  в виде геометрической (средней квадратической) их суммы:

$$\overline{\delta K_H} = \pm(\delta^2 R_1 + \delta^2 R_2)^{1/2}. \quad (1.87)$$

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 (1.87) составит  $\delta K_H \approx 1,4\%$ , 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. 1.13, а.

Токи  $I_1, I_2 \dots I_n$  от источников сигналов  $U_1, U_{C2} \dots U_{Cn}$ , суммируясь в точке  $\Sigma$  (см. рис. 1.13, а), образуют ток  $I$  (в соответствии с первым правилом полагаем, что ток во входную цепь идеального ОУ не ответвляется), поэтому выходное напряжение сумматора

$$U_{\text{вых}} = IR = -(I_1 + I_2 + \dots + I_n)R = -\left(\frac{U_{C1}}{R_1} + \frac{U_{C2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{Cn}}{R_n}\right)R. \quad (1.88)$$

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  $\Sigma$ , величина которого определяется в соответствии с формулой (1.75).

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  $R_{\text{вх.д}}$ ,  $R_\Sigma$  (1.75):

$$\delta\Sigma = \frac{I}{I + I_{\text{ВХ}}} - 1 = -\frac{1}{1 + \frac{I}{I_{\text{ВХ}}}} = -\frac{1}{1 + \frac{R_{\text{ВХ.Д}}}{R_{\Sigma}}} = -\frac{1}{1 + \frac{K_0 + 1}{R} R_{\text{ВХ.Д}}}. \quad (1.89)$$

Для прежних цифровых данных ОУ  $K_0 = 10^5$ ,  $R_{\text{ВХ.Д}} = 100 \text{ кОм}$ ,  $R = 10 \text{ кОм}$  погрешность (1.89)  $\delta\Sigma \leq -0,0001 \%$ .

**Реализация ПТН.** Правая часть схемы сумматора (рис. 1.13, б), обладая низким входным сопротивлением (1.75), требует для своего возбуждения источника тока  $I$ . Практически весь этот ток, так как погрешность (1.89) исключительно мала, проходя по резистору  $R$ , создает выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = -IR, \quad (1.90)$$

что и определило название этой части схемы как ПТН с низкими входным (1.73) и выходным сопротивлениями.

Выходное сопротивление ПТН и погрешность его нахождения могут быть определены, если в формулах (1.80) и (1.85) произвести замену резистора  $R_1$  на внутреннее сопротивление ГСТ  $R_{\text{ГСТ}}$ , которым характеризуется источник преобразуемого тока  $I$  (1.90) ( $R_1 \rightarrow R_{\text{ГСТ}}$ ), а резистор  $R_2$  записать без индекса:

$$R_{\text{ВЫХ.ПТН}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + K_0 / \left[ 1 + R \left( \frac{1}{R_{\text{ГСТ}}} + \frac{1}{R_{\text{ВХ.Д}}} \right) \right]}, \quad (1.91)$$

$$\delta R_{\text{ВЫХ.ПТН}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R + (K_0 + 1) / \left( \frac{1}{R_{\text{ГСТ}}} + \frac{1}{R_{\text{ВХ.Д}}} \right)}. \quad (1.92)$$

Если принять  $R_{\text{ГСТ}} = 1 \text{ МОм}$  и прежние цифровые данные параметров ОУ и  $R = 10 \text{ кОм}$ , то в соответствии с (1.91) и (1.92)  $R_{\text{ВЫХ.ПТН}} \leq 0,01 \text{ Ом}$  и  $\delta R_{\text{ВЫХ.ПТН}} \leq 10^{-5} \%$ , что существенно меньше тех величин, которые были получены для инвертирующей ОС по формулам (1.80) и (1.85). Здесь мы имеем тот случай, когда пренебрегать величиной  $R_{\text{ВХ.Д}}$  ОУ в формулах (1.91) и (1.92) не следует.

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

Используя принцип суперпозиции и пренебрегая влиянием выходного сопротивления  $R_{\text{ВЫХ}}$  ОУ, для неинвертирующей ОС, представленной на рис.1.14, можно записать:

$$U_C - \left( \frac{U_C R_1 \parallel R_2}{R_{\text{ВХ.Д}} + R_1 \parallel R_2} + \frac{U_{\text{ВЫХ}} R_1 \parallel R_{\text{ВХ.Д}}}{R_2 + R_1 \parallel R_{\text{ВХ.Д}}} \right) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_0}. \quad (1.93)$$

Решая уравнение (1.93), получаем коэффициент передачи неинвертирующей ОС

$$K_H = \frac{K_0}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left( \frac{R_2}{R_{\text{ВХ.Д}}} + K_0 \right)} = \frac{K_0}{F_H}, \quad (1.94)$$

где  $F_H$  – глубина ООС неинвертирующей ОС;

$$F_H = \frac{K_0}{K_H} = \left[ 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left( \frac{R_2}{R_{\text{ВХ.Д}}} + K_0 \right) \right] \Big|_{R_{\text{ВХ.Д}} \gg R_1 \parallel R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_0. \quad (1.95)$$

Для идеального ОУ коэффициент передачи (1.94) отдельно по параметрам  $K_0 \rightarrow \infty$  и  $R_{\text{ВХ.Д}} \rightarrow \infty$  принимает вид

$$K_H \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad (1.96)$$

$$K_H \Big|_{R_{\text{ВХ.Д}} \rightarrow \infty} = \frac{K_0}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_0}. \quad (1.97)$$

Сравнивая соотношения (1.96), (1.97) и (1.94), оценим отдельно погрешности формирования коэффициента передачи неинвертирующей ОС за счет неидеальности ОУ по параметрам  $K_0$  и  $R_{\text{ВХ.Д}}$ :

$$\delta K_H \Big|_{K_0 \neq \infty} = \frac{K_H \Big|_{K_0 \rightarrow \infty}}{K_H} - 1 = \frac{1 + R_2 (1/R_1 + 1/R_{\text{ВХ.Д}})}{K_0} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_{\text{ВХ.Д}}}}{K_0}, \quad (1.98)$$

$$\delta K_H \Big|_{R_{\text{ВХ.Д}} \neq \infty} = \frac{K_H \Big|_{R_{\text{ВХ.Д}} \rightarrow \infty}}{K_H} - 1 = \frac{1}{R_{\text{ВХ.Д}} \left( \frac{K_0 + 1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)} = \frac{\frac{R_2}{K_0 + 1} \parallel R_1}{R_{\text{ВХ.Д}}}. \quad (1.99)$$

Погрешности (1.98) и (1.99) точно соответствуют аналогичным погрешностям (1.69) и (1.70) инвертирующей ОС и при одинаковых параметрах обеих ОС характеризуются одними и теми же величинами.

Входное сопротивление неинвертирующей ОС (см. рис. 1.14) с учетом закона Ома и соотношения (1.95)

$$R_{\text{ВХ.Н}} = \frac{U_C R_{\text{ВХ.Д}}}{U_C - U'} = \frac{R_{\text{ВХ.Д}}}{\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_0 U_C}} = R_{\text{ВХ.Д}} F_H = R_{\text{ВХ.Д}} \left( 1 + \frac{R_1 K_0}{R_1 + R_2} \right) + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.100)$$

При условии  $R_{\text{ВХ.Д}} \gg R_1 \parallel R_2$  входное сопротивление (1.100) приобретает удобный для практического исследования вид:

$$R_{\text{ВХ.Н}} \left| R_{\text{ВХ.Д}} \gg R_1 \parallel R_2 \right. = R_{\text{ВХ.Д}} \left( 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_0 \right). \quad (1.101)$$

Переход от соотношения (1.100) к (1.101) определяется погрешностью

$$\delta R_{\text{ВХ.Н}} = \frac{R_{\text{ВХ.Н}}}{R_{\text{ВХ.Н}}} \left| R_{\text{ВХ.Д}} \gg R_1 \parallel R_2 \right. - 1 = - \frac{1}{1 + \frac{R_{\text{ВХ.Д}}}{R_2} (K_0 + R_2/R_1 + 1)}, \quad (1.102)$$

которая при реальных параметрах ОС ( $R_1 = 1$  кОм,  $R_2 = 10$  кОм,  $R_{\text{ВХ.Д}} = 100$  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) составляет  $R_{\text{ВХ.Н}} \approx 909$  МОм.

Выходное сопротивление  $R_{\text{ВЫХ.Н}}$  неинвертирующей ОС точно соответствует выходному сопротивлению  $R_{\text{ВЫХ.И}}$  (1.79) инвертирующей ОС:

$$R_{\text{ВЫХ.Н}} = R_{\text{ВЫХ.И}}, \quad (1.103)$$

так как эквивалентная схема для его определения адекватна изображенной на рис.1.12.

В связи с этим все соотношения (1.76) – (1.81), (1.83) – (1.85), относящиеся к определению выходного сопротивления инвертирующей ОС и оценке его погрешностей, справедливы и для неинвертирующей ОС. Более того, приближенные части соотношений (1.81) и (1.95), характеризующие глубину ООС в инвертирующей ОС по выходному сопротивлению и в неинвертирующей ОС по коэффициенту передачи, практически совпадают:

$$F_{\text{Н}} \left| R_{\text{ВХ.Д}} \gg R_1 \parallel R_2 \right. = F_{\text{И}}^* \left| R_{\text{ВХ.Д}} \gg R_1 \right. \quad (1.104)$$

Равенство (1.104) свидетельствует о том, что глубиной ООС (1.95) следует пользоваться всегда, когда требуется оценка ее влияния на параметры неинвертирующей ОС, включая и выходное сопротивление (1.103).

### **Реализация повторителя сигналов (трансформатора сопротивлений).**

Частным случаем использования неинвертирующей ОС является посредственное соединение выхода ОУ с инвертирующим входом, образующее повторитель напряжения (рис. 1.15, а), при котором коэффициент передачи по петле ООС  $\beta = 1$ , а глубина (1.95)  $F_{\text{П}} = 1 + K_0$ . Точность установки единичного коэффициента передачи повторителя в этом случае гарантируется запасом  $K_0$  (1.94):

$$K_{\text{П}} = \frac{K_0}{1 + K_0}. \quad (1.105)$$

Как следует из (1.100), входное сопротивление повторителя напряжения

$$R_{\text{ВХ.П}} = R_{\text{ВХ.Д}} (1 + K_0) \quad (1.106)$$

исключительно велико, а выходное (1.103), (1.79) –

$$R_{\text{ВЫХ.П}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + K_0} \quad (1.107)$$



чрезвычайно мало. Действительно, при прежних реальных параметрах ОУ ( $K_0 = 10^5$ ,  $R_{вх.д} = 100$  кОм,  $R_{вых} = 1$  кОм) в соответствии с (1.105) – (1.107) получаем  $K_{\Pi} \geq 0,99999$ ,  $R_{вх.п} \geq 10$  ГОм,  $R_{вых.п} \leq 0,01$  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 (1.106) до обычной величины, а надо крепить вход ОУ с помощью встроенного изолятора из высококачественного материала с контактом для пайки.

Если удаленный источник сигнала  $U_C$  предполагается соединять со входом повторителя посредством кабеля, то его оплетку следует подключать не к общей заземляющей шине, а к выходу повторителя, как показано на рис. 1.15, 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 печатной емкости  $C$  (рис.1.15,в) трансформируются с образованием эквивалентных величин  $R_{вх}$  и  $C_{вх}$  по отношению к общей шине во много раз соответственно больших и меньших исходных.

Действительно, полная входная проводимость в соответствии с законом Ома

$$Y_{вх} = \frac{1}{R_{вх}} + j\omega C_{вх} = \frac{I_K + I_C}{U_C} = \frac{\frac{U_C - U_{вых}}{R} + (U_C - U_{вых})j\omega C}{U_C} = \frac{1 - K_{\Pi}}{R} + (1 - K_{\Pi})j\omega C. \quad (1.108)$$

Разделяя действительные и мнимые составляющие (1.108), с учетом (1.105) получаем

$$R_{вх} = \frac{R}{1 - K_{\Pi}} = R(1 + K_0), \quad (1.109)$$

$$C_{вх} = C(1 - K_{\Pi}) = \frac{C}{1 + K_0}. \quad (1.110)$$

Анализируя соотношения (1.109), (1.110), можно заключить, что влияние кабеля на работу схемы (см. рис. 1.15, б) в данной ситуации становится пренебрежимо малым.

#### **1.3.4. Дифференциальная операционная схема, оценка точности и реализация на ее основе вычитающего и сравнивающего устройств**

Дифференциальная ОС (рис. 1.16) по существу представляет собой комбинацию инвертирующей и неинвертирующей ОС.

В связи с тем что погрешности формирования коэффициентов передачи инвертирующей (1.70) и неинвертирующей (1.99) ОС, обусловленные неиде-

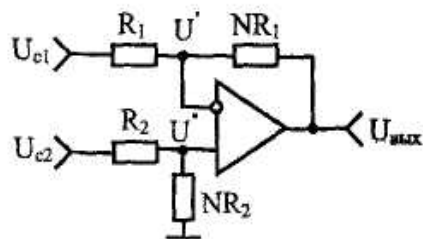


Рис. 1.16. Дифференциальная ОС

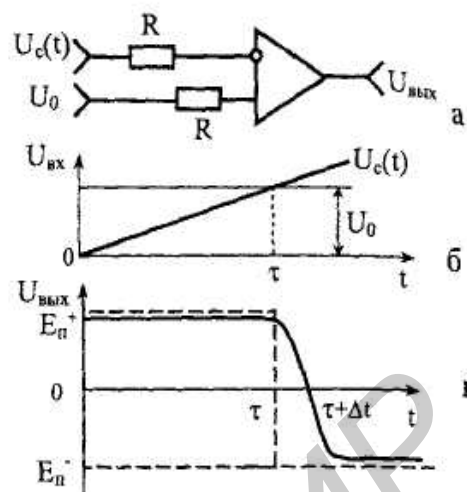


Рис. 1.17. Дифференциальная ОС в режиме компаратора (а) и протекающие в ней процессы (б,в)

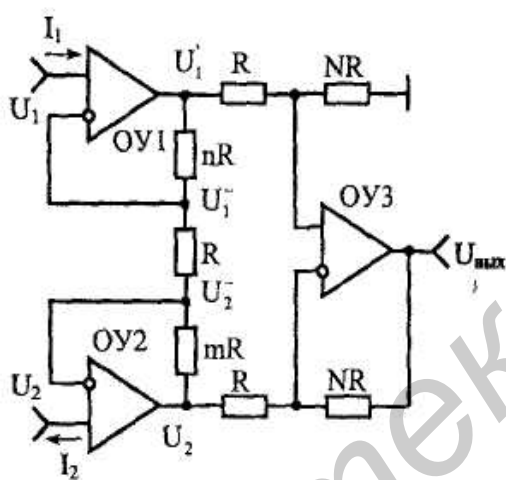


Рис. 1.18. Электрометрический измерительный ПН (изолированный от корпуса вольтметр)

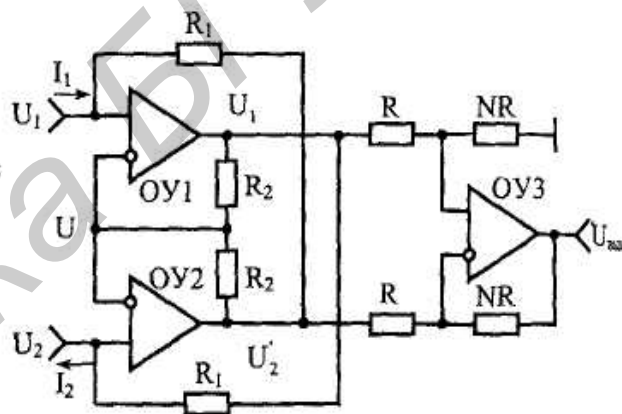


Рис. 1.19. Незаземлённый ПТН (изолированный от корпуса амперметр)

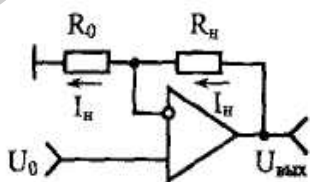


Рис. 1.20. ГСТ с незаземленной нагрузкой на основе неинвертирующей ОС

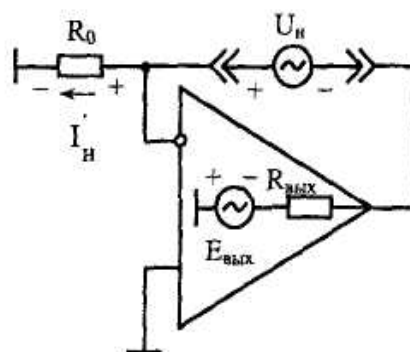


Рис. 1.21. Эквивалентная схема для определения внутреннего сопротивления ГСТ

альностью ОУ по  $R_{\text{ВХ.Д}}$ , в реальных условиях намного меньше аналогичных погрешностей (1.69) и (1.98), обусловленных неидеальностью ОУ по  $K_0$ , в дальнейшем при анализе других схем на основе ОУ не будем учитывать влияние  $R_{\text{ВХ.Д}}$ , если это не будет оговорено специально. По аналогичной причине не будем принимать во внимание и собственное выходное сопротивление  $R_{\text{ВЫХ}}$  ОУ, так как в соответствии с (1.80) и (1.43)  $R_{\text{ВЫХ.И}}^* \ll R_2^*$ .

С учетом отмеченного, используя принцип суперпозиции для дифференциальной ОС, изображенной на рис. 1.16 уже без представления внутренней структуры ОУ, но с нормированными величинами номиналов резисторов в виде произвольного числа  $N$ , можем записать:

$$\frac{U_{C2}NR_2}{NR_2+R_2} - \left( \frac{U_{C1}NR_1}{NR_1+R_1} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}R_1}{NR_1+R_1} \right) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_0}. \quad (1.111)$$

Из уравнения (1.111) находим выходное напряжение дифференциальной ОС:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{N(U_{C2} - U_{C1})}{1 + \frac{N+1}{K_0}}. \quad (1.112)$$

При устремлении в бесконечность коэффициента передачи ОУ, или выполнении условия  $K_0 \gg (N+1)$  выходное напряжение (1.112)

$$U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = N(U_{C2} - U_{C1}). \quad (1.113)$$

Из соотношений (1.112) и (1.113) следует погрешность формирования выходного напряжения дифференциальной ОС, обусловленная конечностью коэффициента передачи ОУ:

$$\delta U_{\text{ВЫХ.Д}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty}}{U_{\text{ВЫХ}}} - 1 = \frac{N+1}{K_0}. \quad (1.114)$$

Погрешность (1.114) точно соответствует аналогичной погрешности инвертирующей (1.69) и неинвертирующей (1.98) 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

$$R_{\text{ВХ.Д}} \gg \frac{NR_2}{N+1}, \quad (1.115)$$

соответствует входному сопротивлению инвертирующей ОС (1.72), которое применительно к данному случаю приобретает вид

$$R_{\text{ВХ.1}} = R_1 \left( 1 + \frac{N}{K_0 + 1} \right) \approx R_1. \quad (1.116)$$

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 (1.101):

$$R_{\text{ВХ.2}} = R_2 + NR_2 \left\| R_{\text{ВХ.Н}} \right| R_{\text{ВХ.Н}} \gg NR_2 = (N+1)R_2, \quad (1.117)$$

где

$$R_{\text{ВХ.Н}} = R_{\text{ВХ.Д}} \left( 1 + \frac{K_0}{N+1} \right). \quad (1.118)$$

Для получения практически одинаковых входных сопротивлений (1.116) и (1.117) целесообразно номиналы резисторов  $R_1$  и  $R_2$  выбирать из условия

$$R_1 = (N+1)R_2. \quad (1.119)$$

Выходное сопротивление дифференциальной ОС, соответствующее выходному сопротивлению (1.79) инвертирующей ОС при условии (1.115), представим в упрощенном виде с учетом ограничений, принятых в формуле (1.80):

$$R_{\text{ВЫХ.Д}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + \frac{K_0}{N+1}}. \quad (1.120)$$

Дифференциальная ОС может выполнять различные функции в зависимости от значения числа  $N$  (1.113). 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. 1.17, 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. 1.17, б) на выходе компаратора образуется перепад напряжения, соответствующий переходу выходного напряжения ОУ от уровня, несколько меньшего  $E_{\text{П}}^+$ , до уровня, чуть большего  $E_{\text{П}}^-$  (рис. 1.17, в). Реально этот переход происходит с некоторой задержкой  $\Delta t$ , 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 (1.116) и (1.117) на каждом из входов предусмотрены повторители напряжений, например по схеме рис. 1.15, а. В этом случае условие (1.119) может игнорироваться, так как величины входных сопротивлений  $R_{\text{ВХ.1}}$  (1.116) и  $R_{\text{ВХ.2}}$  (1.117) уже не имеют решающего значения.

На основе дифференциальной ОС могут быть построены высокоточные ПН (рис.1.18) и ПТН (рис.1.19), представляющие собой составные части изолированных от общей шины микроскопических вольтметра и амперметра. Анализ с учетом практического использования данных преобразователей изложен в [2,4].

### 1.3.5. 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 [5], 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. 1.20 ГСТ с изолированной нагрузкой реализован на основе неинвертирующей ОС (см. рис. 1.14), 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

$$I_H = \frac{(U_0 - I_H R_0)K_0 - I_H R_0}{R_H}. \quad (1.121)$$

Преобразуя (1.121) к явному виду, получаем ток нагрузки:

$$I_H = \frac{U_0}{R_0 \left[ 1 + \frac{1}{K_0} \left( 1 + \frac{R_H}{R_0} \right) \right]}. \quad (1.122)$$

При  $K_0 \rightarrow \infty$  ток (1.122)

$$I_H \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = \frac{U_0}{R_0} \quad (1.123)$$

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. 1.20) 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 (1.122) и (1.123):

$$\delta I_H = \frac{I_H \Big|_{K_0 \rightarrow \infty}}{I_H} - 1 = \frac{1 + \frac{R_H}{R_0}}{K_0}. \quad (1.124)$$

Относительная нестабильность тока в нагрузке, вызванная относительным изменением сопротивления нагрузки  $\delta\bar{R}_H$ , может быть определена путем дифференцирования соотношения (1.122) с последующим переходом к конечным приращениям и относительным величинам:

$$\delta\bar{I}_H = \frac{\delta\bar{R}_H}{1 + \frac{R_0}{R_H}(K_0 + 1)}. \quad (1.125)$$

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

$$U_0(1 + R_{H.МАКС}/R_0) \leq U_{ВЫХ.МАКС}.$$

Отсюда

$$R_{H.МАКС} \leq \left( \frac{U_{ВЫХ.МАКС}}{U_0} - 1 \right) R_0 = \frac{U_{ВЫХ.МАКС} - U_0}{I_H}. \quad (1.126)$$

Минимальное сопротивление нагрузки  $R_{H.МИН}$ , которое может быть использовано в ГСТ (см. рис. 1.20, а), совместно с  $R_0$  должно составлять величину не менее допустимого сопротивления нагрузки  $R_{H.ДОП}$  ОУ:

$$R_{H.МИН} \geq R_{H.ДОП} - R_0. \quad (1.127)$$

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 (1.123) – (1.127) 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 (1.124) и (1.125)); относительное изменение сопротивления нагрузки  $\delta\bar{R}_H = \Delta R_H/R_H = \pm 80 \%$ ,  $\delta\bar{I}_H = \pm 4 \cdot 10^{-3} \%$  и  $\delta I_H = 6 \cdot 10^{-3} \%$ .

Малое значение нестабильности тока ( $\delta\bar{I}_H = \pm 0,004 \%$ ) при таком большом изменении сопротивления нагрузки ( $\delta\bar{R}_H = \pm 80 \%$ ) 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. 1.21) 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. 1.21 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

$$I'_H = \frac{U_H}{R_0(K_0) + R_{\text{ВЫХ}}}. \quad (1.128)$$

Тогда внутреннее сопротивление ГСТ с учетом (1.128)

$$R_i = \frac{U_H}{I'_H} = R_0(K_0 + 1) + R_{\text{ВЫХ}} \approx R_0(K_0 + 1). \quad (1.129)$$

Для вышеприведенных численных данных сопротивление (1.129)

$R_i \approx 100 \text{ МОм}$ , что многократно превышает реальную величину выходного сопротивления  $R_{\text{ВЫХ}}$  используемого ОУ, которую, действительно, можно не принимать во внимание при анализе данного ГСТ.

### 1.3.6. Логарифмирующие устройства на основе операционных усилителей

Для реализации логарифмических передаточных функций используется экспоненциальная вольт-амперная характеристика (ВАХ) p-n-перехода, которая в соответствии с (1.22) представляется формулой

$$U_d = M \lg \frac{I_d}{I_s}, \quad (1.130)$$

где  $U_d, I_d$  – напряжение и ток диода,  $M$  – множитель, учитывающий различия в основаниях логарифмов и  $\varphi_T, I_s$  – обратный ток диода.

Высококачественный полупроводниковый диод может обладать точной логарифмической функцией в интервале изменения тока  $I_d$  до 4...6 декад.

В схеме логарифмирующего усилителя (рис. 1.22, а) ток диода

$$I_d = \frac{U_c}{R},$$

а выходное напряжение, соответствующее напряжению на диоде (1.130):

$$U_{\text{ВЫХ}} = M \lg \frac{U_c}{R I_s} = M \lg U_c - M \lg(R I_s) \approx M \lg U_c.$$

В схеме антилогарифмического усилителя (рис. 1.22, б) осуществляется обратное преобразование также с помощью ВАХ p-n-перехода. Так как на основании (1.130)

$$I_d = I_s 10^{U_d/M},$$

а в схеме усилителя  $U_d = U_c$ , то выходное напряжение данного усилителя

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_d R = R I_s 10^{U_d/M} = R I_s 10^{U_c/M}.$$

Для высокоточного логарифмического преобразования сигналов обычно используют специально подобранные полупроводниковые элементы (диоды, транзисторы), так называемые модули, работающие в различных диапазонах токов.



Рис. 1.22. Усилитель с логарифмической (а) и антилогарифмической (б) передаточной функцией

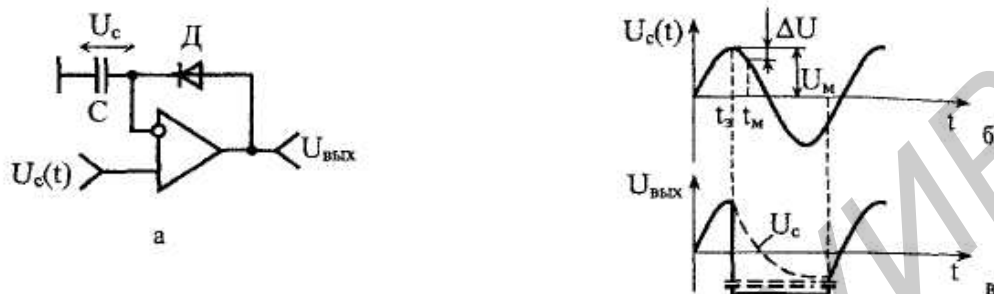


Рис. 1.23. Схема однополярного экстрематора (а) и диаграммы напряжений (б, в), описывающие его работу

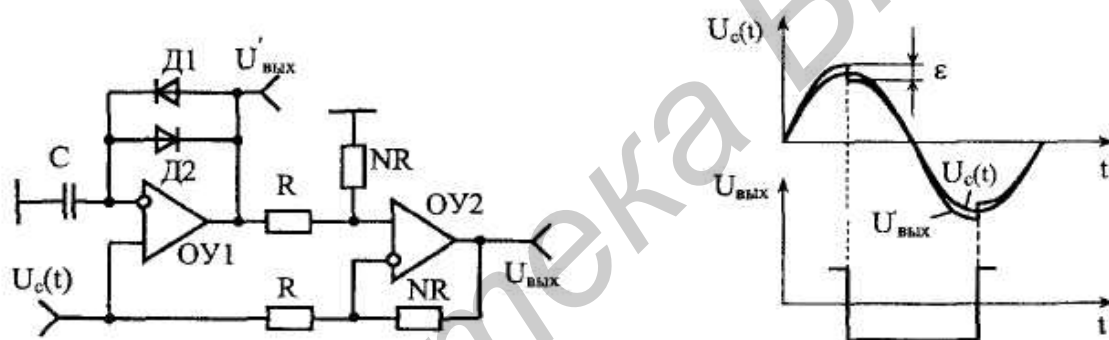


Рис. 1.24. Схема двухполярного экстрематора (а) и диаграммы напряжений (б, в) в этой схеме

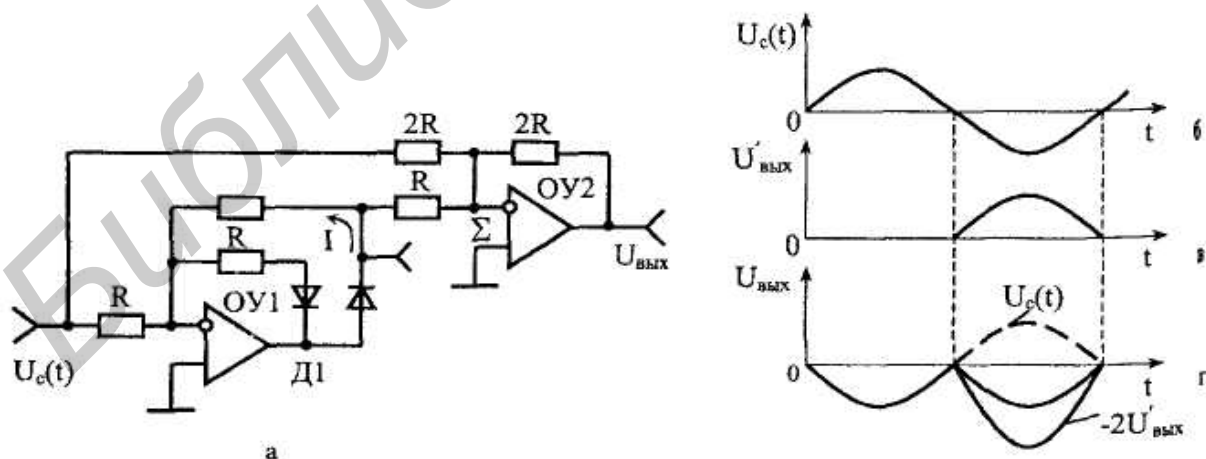


Рис 1.25. Линейный преобразователь переменного напряжения (формирователь модуля) (а) и диаграммы напряжений (б – г), поясняющие принцип его работы



### 1.3.7. Экстрематоры сигналов на основе операционных усилителей

Экстрематоры, предназначенные для регистрации момента изменения знака производной исследуемой функциональной зависимости, находят широкое применение в различных областях техники [6,7]. Упрощённая схема однополярного экстрематора [1] представлена на рис. 1.23, а. При возрастании напряжения  $U_c(t)$  (рис. 1.23,б) ОУ работает в режиме повторителя, так как рабочая точка диода смещена на прямую ветвь 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. 1.23, в).

Конденсатор постепенно разряжается с постоянной времени  $\tau_p = C(R_{d,обр} \parallel R_{вх,д})$ , где  $R_{d,обр}$  – 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. 1.23, в) схема возвращается в исходное состояние, формируя положительный перепад напряжения на выходе ОУ.

В схеме двухполярного экстрематора (рис. 1.24, 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  $\varepsilon$  (рис. 1.24, 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  $\Delta U$  – 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  $U_c(t)$ .

В общем случае относительную погрешность в определении экстремума можно оценить по формуле

$$\delta = \frac{t_M - t_{\varepsilon}}{t}, \quad (1.131)$$

где  $t_M$  и  $t_Э$  – интервалы времени, соответствующие получаемому и истинному моментам экстремума;  $t$  – анализируемый интервал времени исследуемого сигнала, обычно принимаемый равным периоду.

Погрешность (1.131) определяют для конкретного вида исследуемого сигнала, например синусоидального [4]:

$$U_c(t) = U_m \sin \omega t = U_m \sin \frac{2\pi}{T} t, \quad (1.132)$$

где  $T$  – период, с учётом чувствительности  $\Delta U$  (см. рис. 1.23, б) используемого ОУ (максимальной разности напряжений между входами, при которой ОУ устойчиво формирует стандартный уровень выходного напряжения):

$$\Delta U = U_m - U_c(t). \quad (1.133)$$

Используя (1.133), из (1.132) определим временной интервал, в окрестности которого находится экстремум исследуемой функции:

$$t = \frac{T}{2\pi} \arcsin \left( 1 - \frac{\Delta U}{U_m} \right). \quad (1.134)$$

Интервал времени, соответствующий истинному положению экстремума, следует из (1.134) при условии  $\Delta U = 0$ :

$$t \Big|_{\Delta U = 0} = \frac{T}{2\pi} \arcsin 1 = \frac{T}{2\pi} \frac{\pi}{2} = \frac{T}{4}. \quad (1.135)$$

На основании (1.134) и (1.135) находим абсолютную погрешность определения экстремума:

$$\Delta t = t - t \Big|_{\Delta U = 0} = \frac{T}{2\pi} \left[ \arcsin \left( 1 - \frac{\Delta U}{U_m} \right) - \frac{\pi}{2} \right]. \quad (1.136)$$

Полагая в общем случае, что экстремум может определяться спустя несколько периодов или полупериодов исследуемого сигнала, целесообразно относительную погрешность (1.131) представить с учётом (1.136) в следующем виде:

$$\delta = \frac{\Delta t}{nT + T/4} = \frac{\Delta t}{(4n + 1)T/4} = \frac{\frac{2}{\pi} \arcsin \left( 1 - \frac{\Delta U}{U_m} \right) - 1}{4n + 1}, \quad (1.137)$$

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 (1.137) получаем погрешность  $\delta \Big|_{n=0} \leq 3 \%$ . При определении второго экстремума (минимума) ( $n = 0,5$ ) с теми же остальными исходными данными погрешность (1.137) становится в три раза меньше  $\left( \delta \Big|_{n=0,5} \leq 1 \% \right)$  и т.д.

Проектируя экстрематоры сигналов, задаются погрешностью формирования экстремума (1.137), амплитудой  $U_m$  и периодом  $T$  исследуемого сигнала (1.222), а также числом  $n$ . Для двухполярного экстрематора в качестве исход-

ных данных может выступать и масштабный коэффициент  $N$  дифференциальной ОС, который принимают не менее 10.

На основании (1.137) с учетом исходных данных определяют чувствительность  $\Delta U$  ОУ. Данную величину можно определить, используя максимальное выходное напряжение  $U_{\text{вых,доп}}$  и коэффициент передачи  $K_0$  ОУ:  $\Delta U = U_{\text{вых,доп}}/K_0$ . При этом следует иметь в виду то, что для данных целей ОУ должен быть быстродействующим, с достаточно большой скоростью нарастания выходного напряжения  $x \geq 10$  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  $R_{d,\text{обр}}$  дифференциальными сопротивлениями, определяют ёмкость накопительного конденсатора

$$C = \frac{\tau}{R_d} \leq \frac{0,1T}{R_d}$$

и рассчитывают постоянную времени разряда этого конденсатора с учетом входного дифференциального сопротивления  $R_{\text{вх,д}}$  выбранного ОУ  $\tau_p = (CR_{d,\text{обр}} \parallel R_{\text{вх,д}})$ , 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. 1.3.7, с определением всех необходимых параметров.

### 1.3.8. Линейные преобразователи переменного напряжения в постоянное

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 [8], что в схеме однополупериодного ПН, собранного на ОУ1 (рис. 1.25, а), по нелинейной цепи, состоящей из диода  $D2$  и резистора  $R$ , независимо от ее сопротивления протекает стабильный ток  $I$  (см. схему ГСТ на рис. 1.20), мгновенное значение уровня которого пропорционально мгновенной амплитуде входного сигнала  $U_c(t)$ . В связи с этим выходное напряжение  $U'_{\text{вых}}$  (рис. 1.25, в), снимаемое с линейного элемента  $R$ , с точностью до фазы повторяет тот полупериод входного сигнала (рис. 1.25, 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  $D2$ . 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. 1.25, а). В этой схеме получаемые положительные полуволны выпрямленного сигнала  $U'_{\text{вых}}$  (см. рис. 1.25, в), поступаая через резистор R в точку суммирования  $\Sigma$ , подвергаются в ОУ2 усилению в два раза с инвертированием фазы. Поступающий через R2 в ту же точку  $\Sigma$  исходный сигнал  $U_c(t)$ , инвертируясь и не претерпевая амплитудных изменений в ОУ2, компенсирует наполовину сигнал  $-2U'_{\text{вых}}$  (рис. 1.25, 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. 1.25, а) следует подключить фильтр нижних частот (ФНЧ).

**Критерий малости амплитуды входного сигнала**  $U_{\text{с.мин}}$ , 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  $K_0$  независимо от конечных величин сопротивлений R (см. рис. 1.25, а).

Переход ОУ в режим ГСТ реально осуществляется при некотором минимальном значении тока диода  $I_{\text{д.мин}}$  (рис. 1.26, а) [2], соответствующем, например, пороговому напряжению  $U_{\text{п}}$ . Следовательно, можно считать, что при амплитуде выходного напряжения ОУ  $U_{\text{вых}} = U_{\text{с.мин}} K_0 \geq U_{\text{п}}$  (рис. 1.47, б) начинается линейное преобразование напряжений. Отсюда получаем искомый критерий малости амплитуды входного сигнала:

$$U_{\text{с.мин}} \geq \frac{U_{\text{п}}}{K_0}. \quad (1.138)$$

В соответствии с (1.138) при  $U_{\text{п}} = 0,6 \text{ В}$  и  $K_0 = 10^5$   $U_{\text{с.мин}} \geq 6 \text{ мкВ}$ .

На основе ОУ можно построить эффективные схемы ПН амплитудных значений (рис. 1.27), обладающие малыми на заряд и большими на разряд постоянными времени. Упрощенная схема пикового детектора (рис. 1.27, а) отличается от однополупериодного ПН на ОУ1 (см. рис. 1.25, а) лишь наличием конденсатора C. В этой схеме постоянная времени заряда

$$\tau_3 = C(R_{\text{вых}}^* + R_{\text{д}}), \quad (1.139)$$

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. 1.27, а не показано:

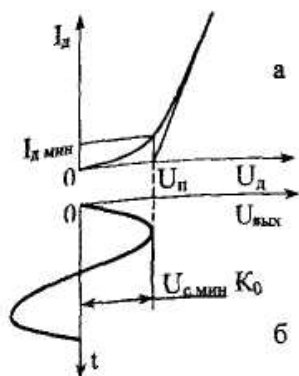


Рис. 1.26. Графическая интерпретация критерия малости преобразуемого напряжения

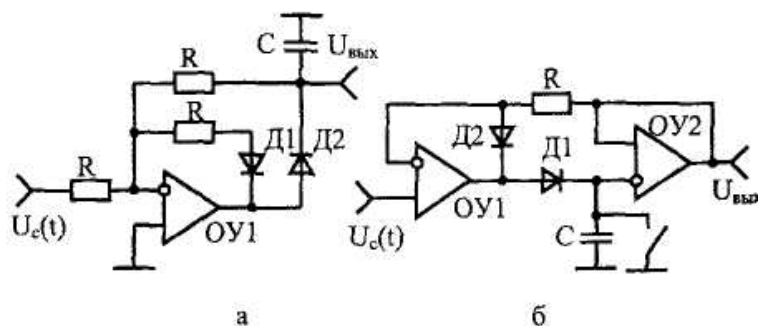


Рис. 1.27. ПН амплитудных значений (пиковые детекторы) с нормальной (а) и повышенной (б) постоянной времени разряда

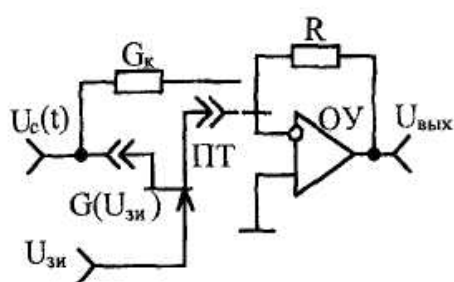


Рис. 1.28. Линейный преобразователь проводимости канала ПТ в напряжение

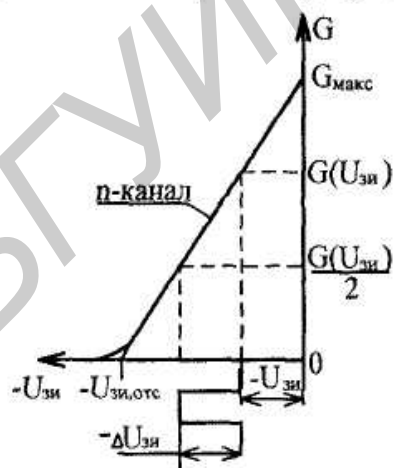


Рис. 1.29 Определение напряжения отсечки ПТ по производной проводимости канала

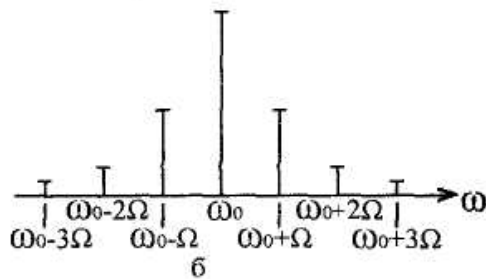
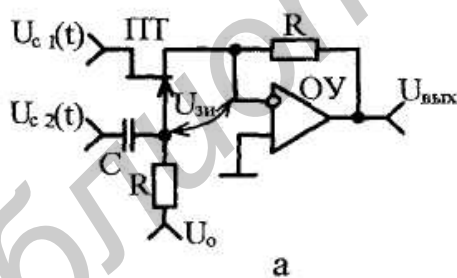


Рис. 1.30 Амплитудный модулятор на основе ПТ (а) и его спектр (б)

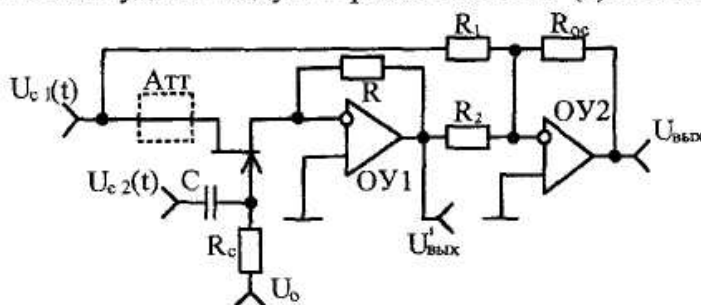


Рис. 1.31 Балансный модулятор

$$\tau_p = C(R \parallel R_H \parallel R_{\text{д.ОБР}}), \quad (1.140)$$

где  $R_{\text{д.ОБР}}$  – дифференциальное сопротивление обратносмещенного диода Д2.

Пиковый детектор, представленный на рис. 1.27, б, обладает повышенной постоянной времени разряда, так как используемый в нем повторитель напряжения на ОУ2 с большим входным сопротивлением исключает влияние сопротивления нагрузки  $R_H$  (1.140) 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 С.

В данном ПН (см. рис. 1.27, б) резистор R является обязательным элементом схемы. Если этот резистор замкнуть, то выход ОУ2 будет нагружен посредством прямосмещенного диода Д2 на низкоомное выходное сопротивление ОУ1 в схеме повторителя сигнала (1.107), 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  $R_H$  для ОУ2 ( $R \geq R_{\text{н.доп}}$ ).

Постоянная времени разряда  $\tau_p$  в этой схеме в отличие от (1.140) может быть получена исключительно большой, так как конденсатор С практически не разряжается ни через повторитель сигнала на ОУ2, ни через диод Д1, поскольку разность потенциалов между его выводами становится близкой к нулю, что увеличивает его эквивалентное обратное сопротивление. С учетом данного эффекта и соотношения (1.109) для постоянной времени разряда можно записать:

$$\tau_p = C \frac{R_{\text{д.ОБР}}}{1 - K}, \quad (1.141)$$

где K – коэффициент передачи последовательно соединенных повторителей сигнала на ОУ2 и ОУ1, который весьма близок к единице.

Постоянная времени заряда данного ПН соответствует приведенной в (1.139).

Следующие импульсные сигналы могут подзарядить конденсатор С 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 С помощью ключа, показанного на рис. 1.27, б, или вместо диода использовать ПТ в режиме управляемого сопротивления (проводимости), что переводит данный ПН в разряд устройств выборки хранения информации (УВХ), рассматриваемых в [9,2]. Там же дается оценка точности хранения информации, которую

можно использовать и для обсуждаемых ПН с учетом реализуемых постоянных времени (1.140) и (1.141).

С целью получения возможности преобразования отрицательных импульсных сигналов полярность включения диодов в схеме ПН (см. рис. 1.48, б) следует изменить на противоположную.

### 1.3.9. Линейные преобразователи проводимости (сопротивления) в напряжение

На основании инвертирующей ОС (рис. 1.11) в соответствии с (1.67) могут быть реализованы линейные преобразователи проводимости (сопротивления) в напряжение. Действительно, при постоянном уровне входного сигнала  $U_c$  выходное напряжение ОУ прямо пропорционально произведению проводимости резистора  $R_1$  и сопротивлению  $R_2$ . В связи с этим при включении вместо  $R_2$  неизвестного сопротивления  $R_x$  и сохранении постоянной величины резистора  $R_1$  получим линейный преобразователь сопротивления в напряжение, а при включении вместо резистора  $R_1$  проводимости  $G_x$  с сохранением равенства  $R_2 = \text{const}$  – линейный преобразователь проводимости в напряжение.

На рис. 1.28 представлена упрощенная схема устройства, преобразующего проводимость канала  $G(U_{зи})$  ПТ в напряжение:

$$U_{\text{вых}} = -U_c(t)RG(U_{зи}). \quad (1.142)$$

Для калибровки устройства вместо проводимости  $G(U_{зи})$  включают проводимость  $G_x$  известной величины и, подбирая уровень напряжения  $U_c(t)$  при заданном значении  $R$ , устанавливают требуемый уровень выходного напряжения ОУ, соответствующий, например, пределу шкалы регистрирующего прибора (вольтметр).

Так как проводимость канала ПН аппроксимируется линейной функцией

$$G(U_{зи}) = G_{\text{макс}} \left( 1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс}} \right), \quad (1.143)$$

где  $G_{\text{макс}}$  – максимальная проводимость канала, соответствующая напряжению затвор-исток (равному нулю),  $U_{зи.отс}$  – напряжение отсечки, то рассматриваемое устройство (рис. 1.28) может быть использовано в качестве линейно управляемого электронного аттенюатора.

### 1.3.10. Высокоточное измерение основных параметров полевых транзисторов с помощью операционного усилителя

Линейный преобразователь проводимости (см. рис. 1.28), помимо регистрации характеристики (1.143), позволяет реализовать высокоточный метод измерения таких основных параметров ПТ, как крутизна  $S(U_{зи})$ , напряжение отсечки  $U_{зи.отс}$  и производные от  $G(U_{зи})$  и  $S(U_{зи})$ .

Сущность метода измерения напряжения отсечки состоит в том, что в одной из точек характеристики проводимости канала от напряжения на затворе измеряют значение производной  $\frac{\partial G}{\partial U_{зи}}(U_{зи})$  и величину проводимости  $G(U_{зи})$  и определяют искомый параметр по формуле [10]:

$$U_{зи.отс} = U_{зи} - \frac{G(U_{зи})}{\frac{\partial G}{\partial U_{зи}}(U_{зи})}. \quad (1.144)$$

Переходя к конечным приращениям, на основании (1.144) получаем

$$U_{зи.отс} = U_{зи} - \frac{\Delta U_{зи}}{1 - G(U_{зи.1})/G(U_{зи})} = U_{зи} - m\Delta U_{зи}, \quad (1.145)$$

где  $m$  – положительное число, зависящее от соотношения проводимостей  $G(U_{зи.1}), G(U_{зи})$  в точках измерения (рис.2.16); если  $G(U_{зи.1})/G(U_{зи}) = 0,5$ , то  $m = 2$ .

Предложенный способ, реализованный в автоматическом устройстве [11], позволяет существенно повысить точность измерений (примерно на порядок для ПТ с максимальным током стока  $I_{с.макс} \geq 4$  мА), поскольку напряжение отсечки определяется на участке характеристики (1.143), где строго проявляются линейные свойства ПТ и не требуется создание специальных режимов отсечки тока стока.

Характеристики крутизны  $S(U_{зи})$  и производная от нее  $\partial S/\partial U_{зи}(U_{зи})$  измеряются аналогичным образом, так как аппроксимация  $S(U_{зи})$  с точностью до обозначений соответствует (1.143).

### 1.3.11. Электронные устройства на основе сочетания полевого транзистора и операционного усилителя

На основе сочетания ПТ и ОУ можно получить ряд функциональных преобразователей электрических сигналов, например, модуляторов, перемножителей, квадраторов и т.д. [4,2].

На рис. 1.30, а показана упрощенная схема амплитудного модулятора, на один вход (в цепь стока ПТ) которого подается относительно высокочастотный (несущий) сигнал  $U_{с1}(t)$ , а на второй – низкочастотный (модулирующий) сигнал  $U_{с2}(t)$  и постоянная составляющая напряжения смещения  $U_0$ :

$$U_{с1}(t) = U_{m1} \cos \omega_0 t, \quad (1.146)$$

$$U_{с2}(t) = U_{m2} \cos \Omega t, \quad (1.147)$$

$$U_0 = \frac{U_{зи.отс}}{2}, \quad (1.148)$$

где  $U_{m1}, U_{m2}$  и  $\omega, \Omega$  – амплитуды и круговые частоты соответственно несущего и модулирующего сигналов.

Принимая во внимание (1.143), (1.146) – (1.148) и учитывая то, что между затвором и истоком ПН действует напряжение  $U_{зи} = U_0 + U_{с2}(t)$ , для выходно-



го напряжения амплитудного модулятора в соответствии с (1.142) можно записать

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{С1}}(t)R \frac{G_{\text{МАКС}}}{2} \left( 1 - \frac{2U_{\text{С2}}(t)}{U_{\text{ЗИ.ОТС}}} \right), \quad (1.149)$$

или

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{G_{\text{МАКС}}R}{2} U_{\text{м1}} \cos\omega_0 t \left( 1 - \frac{2U_{\text{м2}}}{U_{\text{ЗИ.ОТС}}} \cos\Omega t \right) = -U_{\text{м0}}(1 + m \cos\Omega t) \cos\omega_0 t, \quad (1.150)$$

где  $U_{\text{м0}}$  и  $m$  – амплитуда несущей и глубина модуляции получаемого колебания с амплитудной модуляцией (АМ).

$$U_{\text{м0}} = \frac{G_{\text{МАКС}}R}{2} U_{\text{м1}}, \quad (1.151)$$

$$m = -\frac{2U_{\text{м2}}}{U_{\text{ЗИ.ОТС}}}. \quad (1.152)$$

Знак « $\rightarrow$ » в формуле (1.152) указывает на необходимость использования в модуляторе ПТ с каналом  $n$ - типа.

Для исследования спектрального состава АМ колебаний формулу (1.150) целесообразно представить в следующем виде:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{м0}} \left[ \cos\omega_0 t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t \right]. \quad (1.153)$$

Реально спектр (рис. 1.30, б) АМ сигнала содержит помимо трех составляющих частот (1.153) ряд других составляющих, отстоящих от несущей на величину, кратную частоте  $\Omega$  модулирующего колебания, что связано в основном с нелинейностью характеристики (1.143) ПТ [12].

Для превращения амплитудного модулятора в балансный (БМ) необходимо предусмотреть схему компенсации несущей в АМ колебании (1.150). Такой схемой может являться инвертирующий сумматор (см. рис. 1.13, а). Выходное напряжение БМ (рис.1.31) можно получить в следующем виде, если учесть, что  $U'_{\text{ВЫХ}}$  соответствует (1.149):

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} &= -U'_{\text{ВЫХ}} \frac{R_{\text{ОС}}}{R_2} - U_{\text{С1}}(t) \frac{R_{\text{ОС}}}{R_1} = \\ &= \left( \frac{G_{\text{МАКС}}RR_{\text{ОС}}}{2R_2} - \frac{R_{\text{ОС}}}{R_1} \right) U_{\text{С1}}(t) - \frac{G_{\text{МАКС}}RR_{\text{ОС}}}{R_2 U_{\text{ЗИ.ОТС}}} U_{\text{С1}}(t) U_{\text{С2}}(t). \end{aligned} \quad (1.154)$$

Уровень несущей в АМ колебаний исключается при условии

$$\frac{G_{\text{МАКС}}RR_{\text{ОС}}}{2R_2} - \frac{R_{\text{ОС}}}{R_1} = 0.$$

Отсюда

$$\frac{G_{\text{МАКС}}R}{R_2} = \frac{2}{R_1}. \quad (1.155)$$

Подставляя (1.155) в (1.154), получаем

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{2R_{\text{OC}}}{R_1 U_{\text{ЗИ.ОТС}}} U_{\text{C1}}(t) U_{\text{C2}}(t) = -\frac{L}{U_{\text{ЗИ.ОТС}}} U_{\text{C1}}(t) U_{\text{C2}}(t), \quad (1.156)$$

где

$$L = \frac{2R_{\text{OC}}}{R_1}. \quad (1.157)$$

Если величину  $L$  (1.157) принять численно равной напряжению отсечки и использовать ПТ с каналом  $n$ - типа (рис. 1.29), то тогда БМ превратится в идеальный перемножитель сигналов (ПС)

$$U_{\text{ВЫХ}} = \left[ \frac{1}{B} \right] U_{\text{C1}}(t) U_{\text{C2}}(t), \quad (1.158)$$

и в спектре сигнала (2.66) будут содержаться только две составляющие с частотами  $(\omega_0 - \Omega)$  и  $(\omega_0 + \Omega)$ :

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{m1} U_{m2}}{2[B]} [\cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t]. \quad (1.159)$$

Реально в спектре (1.159) будут иметь место и другие спектральные составляющие, в том числе и частично нескомпенсированная несущая.

БМ может быть использован и в режиме идеального квадратора, если обеспечить равную чувствительность по обоим сигнальным входам, что не сложно осуществить на практике путем введения аттенюатора в цепь стока ПТ (на рис. 1.31 включение аттенюатора АТТ показано штрихами). Для такого включения АТТ условие (1.155) выполнимо при другом значении сопротивления резистора  $R_1$ :

$$\frac{G_{\text{МАКС}} R}{R_2} = \frac{2}{R_1} = \frac{2}{R_1^* K_{\text{АТТ}}}, \quad (1.160)$$

где  $K_{\text{АТТ}}$  – коэффициент передачи аттенюатора.

Из (1.160) следует, что новое значение сопротивления резистора  $R_1^*$  связано с прежним значением соотношением

$$R_1^* = \frac{R_1}{K_{\text{АТТ}}}, \quad (1.161)$$

причем коэффициент (1.157) приобретает вид

$$L^* = \frac{2R_{\text{OC}}}{R_1^*}. \quad (1.162)$$

Таким образом, выходное напряжение БМ в режиме квадратора (оба сигнальных входа соединены между собой)

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{C2}}^2(t)}{[B]} = \frac{U_{m2}^2 \cos^2 \Omega t}{[B]} = \frac{U_{m2}^2}{[B]} (1 + \cos 2\Omega t), \quad (1.163)$$

и, как видно из (1.163), содержит постоянную составляющую и вторую гармонику входного сигнала.

## 1.4. Описание лабораторной установки

Лабораторная установка предназначена для исследования всех рассмотренных свойств и режимов работы интегральных ДУ и ОУ. Она разработана на основе полупроводниковых ИС типа К118УД1В (ДУ) и К14ОУД8А (ОУ), а также ПТ с каналом n-типа КП303Б ( $U_{\text{зи.отс}} \geq -1\text{В}$ ,  $G_{\text{макс}} \leq 2\text{мСм}$ ), и схемой линеаризации выходной характеристики на двух резисторах одинакового номинала в 1МОм.

Лабораторная установка, принципиальная схема которой представлена на рис. 1.32, имеет необходимые органы управления, с помощью которых осуществляется коммутация электрических цепей с целью обеспечения соответствующих режимов работы ДУ и ОУ. Используемые двухполюсные переключатели S1...S20, за исключением S8 и S18, в выключенном состоянии (нижнее положение рукояток) соответствуют коммутации, изображенной на принципиальной схеме (см. рис. 1.32). При переводе этих переключателей в верхнее положение состояние коммутации цепей изменяется на противоположное. Многополюсные переключатели S8 и S18 устанавливаются в соответствии с оцифрованными значениями.

С целью получения несимметричного выхода в лабораторной установке предусмотрен переключатель S20, с помощью которого к выходам исследуемого ДУ подключается дифференциальная ОС (см. рис. 1.16) на ИС DA3 с масштабным коэффициентом  $N = 1$ , что позволяет наблюдать дифференциальный выходной сигнал относительно общей шины.

Для упрощения работы с лабораторной установкой при реализации исследуемых устройств на основе ОУ разработана схема коммутации (табл. 1.2), в которой знаком «+» отмечено включение (перевод в верхнее положение) двухполюсных переключателей, причем дополнительно указано, какие из входных и выходных соединительных клемм необходимо использовать для подключения внешней измерительной аппаратуры при исследовании тех или иных устройств.

Отсутствие каких-либо обозначений на пересечении соответствующих строк и столбцов указывает на исходное (выключенное) состояние переключателей. Например, для исследования компаратора (6 строка табл. 1.2) следует использовать Вх.8, Вых.3, переключатели S7, S17 перевести в верхнее положение, а переключатели S8, S18 соответственно в положения 8 и 1; измерительный прибор (ИП) должен быть установлен в положение  $-U_{\text{В}}$ , а остальные переключатели выключены.

Кроме указанных переключателей, в схеме установки имеются переключатели, сопряженные с резисторами R<sub>3</sub> и R<sub>12</sub>, выключенному состоянию

# 1 Исследование ДУ и ОУ

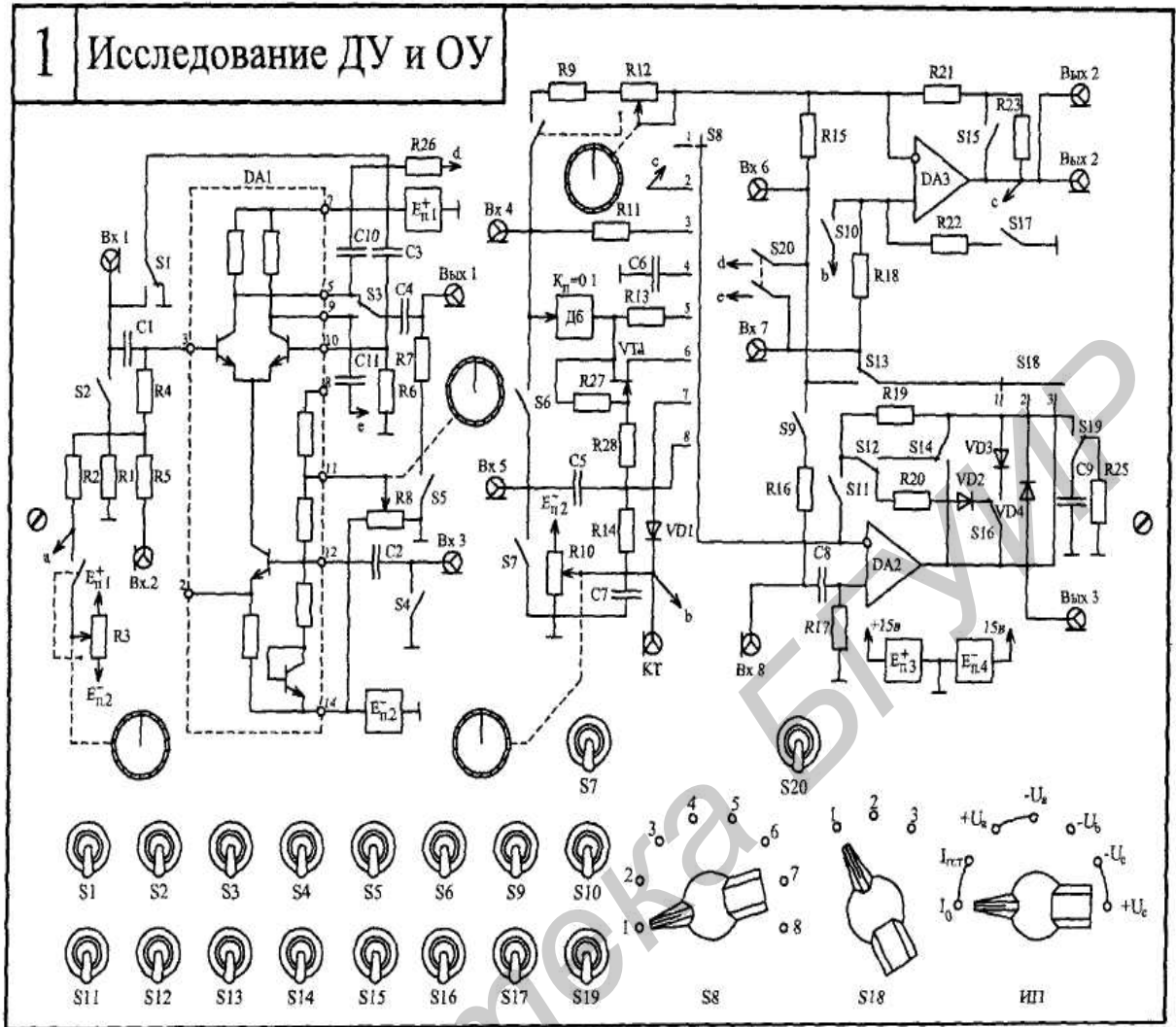


Схема коммутации ОУ для получения исследуемых устройств

Наименование исследуемых устройств	Вх	Вых	S6	S7	S8	S9	S10	S11	S12	S13	S14	S15	S16	S17	S18	S19	R12	ИП
1. Инвертирующая ОС	6	2			1									+	1			
2. Неинвертирующий сумматор	4,6	2			1									+	1		+	
3. Неинвертирующая ОС	7	2	+	+	1										1		+	
4. Повторитель напряжения	7	2			1							+			1			
5. Дифференциальная ОС	6,7	2			1									+	1			
6. Компаратор	8	2		+	8									+	1			-Uв
7. ГСТ		2	+	+	1		+								1		+	Игст
8. Логарифматор		2			8			+	+	+		+		+	3			Uв,Uс
9. Антилогарифматор		2		+	7			+	+	+	+	+		+	3			Uв,Uс
10. Экстрематор однополярный	8	2,3			4			+	+			+			2			
11. Экстрематор двухполярный	8	2,3			4	+		+	+				+	+	3			
12. Линейный преобразователь напряжений	4	2			3			+		+				+	2			-Uс
13. Формирователь модуля	4	2			3			+		+				+	2		+	-Uс
14. Детектор пиковый	4	2			3			+				+			2	+		-Uс
15. Детектор пиковый высокочастотный	8	2			2				+			+			2	+		-Uс
16. Преобразователь проводимости	4	3		+	5			+			+		+	+	1			-Uв
17. Автоматический регулятор усиления	4	3		+	6			+			+		+	+	1			-Uв
18. Модулятор амплитудный	4,5	3			6			+			+		+	+	1			-Uв
19. Модулятор балансный	4,5	2			6			+		+	+		+	+	3		+	-Uв
20. Квадратор	4	2	+		6			+		+	+		+	+	3		+	-Uв

которых соответствует левое до упора положение регуляторов. Включение переключателей осуществляется поворотом вправо до щелчка регуляторов  $R_3$  и  $R_{12}$ . Эта операция в табл. 1.2 в столбце против  $R_{12}$  также отмечается знаком «+».

В установке предусмотрена возможность контроля тока  $I_0$ , протекающего через ГСТ ДУ (DA1), и тока  $I_{ГСТ}$ , протекающего через нагрузочный резистор  $R_{21}$  в схеме ГСТ на ОУ (DA3), а также напряжений в точках а, в, с. С целью исключения влияния отсчетного ИП на работу исследуемых устройств в лабораторной установке, полная принципиальная схема которой представлена на рис. 1.33, использован ПН, выполненный по рис. 1.18.

Коммутация цепей ИП осуществляется в соответствии с табл.1.2 переключателем «ИП», размещенным непосредственно на панели установки, который крепится к основной стойке двумя винтами. Отсутствие в столбце ИП табл.1.2 каких-либо обозначений свидетельствует о безразличном положении переключателя «ИП» при исследовании тех или иных устройств.

На панели основной стойки размещены два гальванометра (отсчетные ИП), верхний из которых регистрирует потребляемый установкой ток, а нижний – измеряемые величины в исследуемых точках схемы. Измеритель тока (верхний ИП), реализованный на основе ПТН (см. рис. 1.19), может быть использован и для более детального экспериментального исследования (например в рамках СУРС) устройств, предусмотренных в лабораторной установке (см.рис.1.33).

Предел шкалы нижнего ИП при измерении токов  $I_0$  и  $I_{ГСТ}$  составляет 1 мА, а при измерении напряжений – 1 и 10 В. Пределы шкал изменяются соответствующим переключателем, размещенным на панели основной стойки; там же размещен и переключатель, осуществляющий коммутацию ИП с предела токов «I» на пределы напряжений «U».

Лабораторная установка подключается к сети переменного тока посредством штепсельной вилки и приводится в действие переключателем «Сеть», расположенным на передней панели основной стойки.

Для выполнения работы необходимы следующие ИП:

1. Генератор сигналов типа Г3-34 (2 шт.).
2. Генератор сигналов высокочастотный типа Г4-102 или Г4-106.
3. Осциллограф типа С1-73.
4. Милливольтметр типа В3-38 или В3-39.
5. Измеритель коэффициента нелинейных искажений типа (КНИ) С6-7.
6. Генератор импульсов типа Г5-51.
7. Анализатор спектра (гармоник) типа С4-48 или С5-3.
8. Вольтметр цифровой типа В7-40/1 (для СУРС).

## 1.5. Подготовка к работе

1. Изучить в полном объеме теоретическую часть лабораторной работы.
2. Накануне выполнения работы по формулам (1.7) – (1.20) для выбранного значения тока  $I_0$  в интервале (0,1 – 1,0)мА произвести расчет малосигнальных

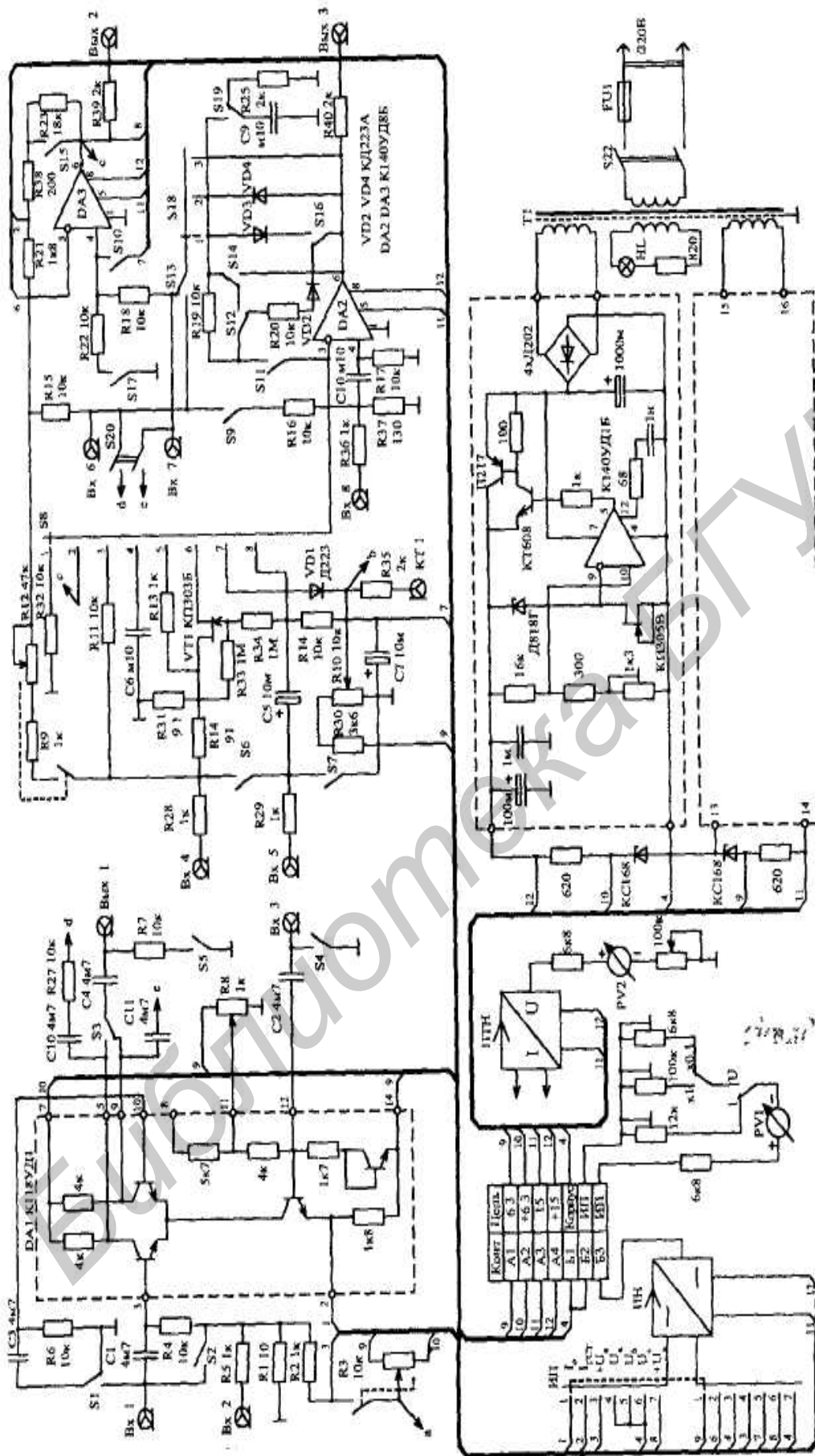


Рис. 1.33. Принципиальная схема лабораторной установки для исследования ДУ и ОУ

параметров ДУ. Дополнительные данные для расчета:  $h_{21э} = 20$ ,  $R_k = 4$  кОм,  $\varphi_T = 26$  мВ. Полученные значения параметров сравнить со справочными ( $K_d|_{f=12кГц} \leq 22$ ,  $f_T = fK_d = 12 \cdot 10^3 \cdot 22 = 264$  кГц,  $E_{сд} = (-2 \dots +1)$  В,  $E_{сс} = (-3 \dots +1,0)$  В,  $R_{вх,д} = 6$  кОм,  $R_{вых} = (3 \dots 7)$  кОм,  $K_{осс} = (60 \dots 70)$  дБ).

3. Рассчитать основные параметры ГСТ. Задаваясь током  $I_{ГСТ}$  в интервале (0,1 – 0,5) мА и сопротивлением  $R_0$  в интервале (1,0 – 48) кОм, по формуле (1.123) определить необходимое опорное напряжения  $U_0$ .

В соответствии с (1.126) и (1.127) проверить, удовлетворяют ли полученные величины нормальным условиям работы ОУ в составе ГСТ, используя данные параметров ОУ ( $K_0 \geq 2 \cdot 10^4$ ,  $R_{вх} \geq 0,3$  кОм,  $K_{осс} \leq 70$  дБ,  $R_{вх,д} > 10^7$  Ом,  $U_{вых,макс} \leq 10$  В).

При изменении сопротивления нагрузки  $R_n$  в интервале (2...20) кОм с учетом параметров ОУ определить относительную нестабильность тока (1.125) в нагрузке ГСТ. По (1.129) оценить его внутренне сопротивление  $R_i$ .

4. Рассчитать постоянные времени заряда  $\tau_z$  и разряда  $\tau_p$  однополярного экстрематора (см. соответствующие формулы в тексте подраздела 1.3.7), полагая  $C = 100$  пФ,  $R_d = 50$  Ом,  $R_{д,обр} = 2$  МОм,  $R_{вх,д} = 10$  МОм, и определить период  $T$  (частоту  $f$  исследуемого сигнала) из условия  $T = 1/f \leq \tau_p$ .

Для амплитуды  $U_m$  этого сигнала, выбранной в интервале (1 – 5) В и чувствительности (1.133) используемого ОУ ( $\Delta U = 5$  мВ) по соотношениям (1.136) и (1.137), оценить абсолютную и относительную при  $n = 0$  погрешность формирования экстремума.

5. По формулам (1.139), (1.140) рассчитать постоянные времени заряда и разряда пиковых детекторов, приняв для расчета  $C = 0,1$  мкФ,  $R_d = 50$  Ом,  $R_{д,обр} = 2$  МОм,  $R = 10$  кОм,  $R_n = 1$  МОм,  $R_n = 10$  МОм.

6. Произвести расчет схемы БМ, удовлетворяющего условиям идеального ПС и квадратора, используя формулы (1.155), (1.157), (1.160) – (1.162) и приведенные выше параметры ПТ и номиналы резисторов:  $R = 10$  кОм,  $R_{ос} = 20$  кОм,  $K_{атт} = 0,1$ .

7. Внимательно ознакомиться с лабораторной установкой и ИП.

8. Согласовать с руководителем необходимые пределы измерений и объем экспериментальной части работы.

## 1.6. Выполнение работы

**Внимание!** При выполнении работы, несмотря на принятые меры по защите от перегрузок ДУ и ОУ (см. принципиальную схему установки на рис. 1.33), необходимо реально подходить к оценке возможностей исследуемых устройств и не допускать превышения уровней испытательных сигналов, рекомендованных в данном подразделе.



### 1.6.1. Исследование интегрального дифференциального усилителя

**1. Привести все органы управления лабораторной установки в исходное состояние:** переключатель S8 и S18 установить в положение 1 (в дальнейшем подобные операции будут обозначаться, например S8-1, S18-1 и т.д.), остальные двухполюсные переключатели – рукоятками вниз, регуляторы резисторов  $R_3$  и  $R_{12}$  – влево до щелчка, а  $R_8$  и  $R_{10}$  – влево до упора. Подключить лабораторную установку к сети переменного тока. Включить тумблер «Сеть». Проверить по верхнему ИП на передней панели стойки наличие потребляемого тока. Включить и прогреть ИП. Подключить милливольтметр к гнездам Вых.1, а генератор сигналов низкочастотный – к гнездам Вх.2, причем уровень выходного напряжения генератора уменьшить до нуля.

**2. Измерить малосигнальные параметры ДУ.** С этой целью переключатель ИП установить в положение  $I_0$ , одновременно переключив в режим контроля тока переключатель на передней панели стойки, и с помощью регулятора резистора  $R_8$  установить расчетное значение тока  $I_0$ , выбранное при подготовке к работе. Установить частоту  $f = 12$  кГц (эта частота рекомендована в ТУ на ДУ) и уровень выходного напряжения генератора равным 1В, при этом на резисторе  $R_1$  должно образоваться напряжения  $U_{\text{вх.д}} = 10$  мВ (это напряжение при замкнутом S2 можно проконтролировать на Вх.1 с помощью милливольтметра, так как коэффициент ослабления сигнала делителей на резисторах  $R_2$ ,  $R_1$  и  $R_5$ ,  $R_4$  составляет 100 раз).

Включить S2 и по шкале милливольтметра отсчитать напряжение, действующее на Вых.1 и соответствующее ранее обозначенным величинам:  $U_{\text{вых.2д}}$ ,  $U_2^*$ ,  $U_2^\bullet$ .

Перевести S1 в верхнее положение и отсчитать напряжение  $U_2'$ . Если это напряжение окажется неудобным для отсчета, то можно увеличить выходное напряжение генератора до  $U_{\text{вх.с}} = 10$  В и зафиксировать получаемое значение  $U_2'$ .

Выключить S2 и отсчитать напряжение  $U_2''$  при новом значении  $U_{\text{вх.с}} = 10$  В.

Вернуть выходное напряжение генератора к прежнему значению. Выключить S1 и отсчитать напряжение  $U_2^{**}$ .

Включить S5 и отсчитать напряжение  $U_2^{\bullet\bullet}$ .

Выключить S5, а S3 перевести в верхнее положение и отсчитать напряжение  $U_{\text{вых.1д}}$ . Сравнить полученную величину с  $U_{\text{вых.2д}}$ , в случае расхождения результатов объяснить причину возникновения ошибки.

Перевести S1 в верхнее положение, а выходное напряжение генератора установить  $U_{\text{вх.с}} = 10$  В, и отсчитать напряжение  $U_{\text{вых.1с}}$ .

Выключить S3 и отсчитать напряжение  $U_{\text{вых.2с}}$ . Сравнить полученное напряжение с  $U_{\text{вых.1с}}$ . При совпадении результатов дать объяснение этому эффекту.

Используя измеренные величины, по формулам (1.55), (1.56), (1.59), (1.61), (1.62) и (1.20) рассчитать искомые параметры. При расчете параметров,

имеющих размерность сопротивления, принять  $R = 10$  кОм. Полученные числовые значения параметров сравнить с расчетными.

**3. Исследовать ДУ в режиме усиления и ограничения сигналов.** Для этого к Вх.2 подключить генератор сигналов, а к Вых.2 – измеритель коэффициента нелинейных искажений, при этом выключить S1 и включить S2, S20, S17.

Для расчетного значения  $I_0$  на частоте в 1 кГц определить амплитуды  $U_m$  входных и выходных напряжений соответствующих  $K_T = 10\%$  и  $K_T = 1\%$ . По полученным данным определить коэффициент передачи  $K_d$  и ширину активной области  $\Delta U_{ВХ}$  ДУ (см. рис. 1.6) и сравнить их с расчетными, учитывая (1.28) и (1.42).

Повторить измерения для другого значения тока  $I_0$ , объяснить полученные результаты.

К гнездам Вых.2 вместо измерителя коэффициента нелинейных искажений подключить осциллограф. Получить ограничение выходного сигнала ДУ, изменяя уровень выходного напряжения генератора. Регулируя ток  $I_0$ , наблюдать за изменением формы выходного сигнала (см. рис. 1.7). Получаемые кривые зарисовать. Протекающие процессы объяснить.

При неискаженной форме выходного напряжения и расчетном значении тока  $I_0$  снять АЧХ, определив частоты среза  $f_C$  (1.54) и единичного усиления  $f_T = f_C K_d$  и сравнив их со справочными значениями. Построить данную АЧХ в двойном логарифмическом масштабе, используя ранее определенное значение коэффициента передачи, а также его значение на уровне  $-20$ дБ (0,1 от максимального) и на частоте, в два раза ниже частоты среза  $f_C$ .

**4. Исследовать ДУ в режиме АРУ.** В этом случае при включенном S2 установить уровень сигнала от генератора, равный 1,0 В, и подключить милливольтметр к Вых.1. Для включения ДУ по типу ОК-ОБ (S4 включить) снять зависимость  $U_{ВЫХ} = f(I_0)$ , а также нормированную характеристику  $U_{ВЫХ} / U_{ВЫХ.МАКС} = f(\pm E_{УПР} / \varphi_T)$  для расчетного тока  $I_0$  (см. рис. 1.8).

С целью получения управляющего напряжения  $E_{УПР}$  необходимо повернуть до щелчка регулятор  $R_3$  и установить его первоначально примерно в среднее положение, одновременно переведя переключатель ИП в положение «+Ua» или «-Ua» (режим измерения напряжения в точке а). Для правильного отсчета напряжения  $E_{УПР}$ , действующего на базе транзистора дифференциальной пары ДУ, необходимо учесть коэффициент передачи аттенюатора, образованного резисторами  $R_2, R_1, R_4, R_{ВХ.Д}$ , который составляет 0,01, а также устанавливаемый предел шкалы измерительного прибора (1 или 10 В).

Снять аналогичную нормированную характеристику  $U_{ВЫХ} / U_{ВЫХ.МАКС} = f(\pm E_{УПР} / \varphi_T)$  при том же токе  $I_0$  для включения ДУ по типу ОЭ-ОБ. Для этого выключить S4 и к гнездам Вх.3 подключить генератор, установив уровень его выходного напряжения 100 мВ.

По полученным числовым значениям построить графики для каждого включения ДУ. Графические функциональные зависимости аппроксимировать прямыми линиями (см. рис. 1.8) и определить напряжение отсечки  $U_{ОТС}$ , а также зону, в пределах которой наблюдается линейное изменение крутизны.

**5. Исследовать ДУ в режиме перемножения сигналов.** Для этого установить расчетный ток  $I_0$ , сохранив подключение генератора сигналов к гнездам Вх.3 при выключенном S4. К гнездам Вх.2 подключить второй генератор сигналов – низкочастотный и установить на нем частоту в интервале  $f = 10 \dots 100 \text{ кГц}$  при уровне входного напряжения 1 В (10 мВ на резисторе  $R_1$ ). Включить переключатели S20, S17, к гнездам Вых.2 подключить осциллограф и получить на его экране АМ колебание.

Изменяя уровни сигналов генераторов и их частоты, а также регулируя в пределах  $\pm(0 \dots 3)\varphi_T$  напряжение  $E_{упр}$ , понаблюдать процесс перемножения и действия АРУ. Образованные характерные формы сигналов зарисовать. Возникающие эффекты объяснить.

**6. Завершение исследований ДУ.** От исследуемого ДУ отключить ИП. Органы управления вернуть в исходное состояние.

### 1.6.2. Исследование операционных схем и устройств на основе операционных усилителей

**1. Исследовать инвертирующую ОС.** Привести органы управления лабораторной установки в соответствии с п.1 табл.1.2 для данного вида ОС. С помощью генератора сигналов и милливольтметра определить коэффициенты передачи и сравнить их с расчетными по формуле (1.67), используя номиналы резисторов цепи ООС, указанные на принципиальной схеме установки (см. рис. 1.33). Частота измерения  $f = 1 \text{ кГц}$ .

Снять АЧХ  $U_{вых} = f(f)$  при уровне входного напряжения  $U_{вх} = 100 \text{ мВ}$ , используя рекомендации, изложенные в п.3 подразд.1. Частотный диапазон ограничить сверху двойной частотой единичного усиления  $f_T$  ОУ. Для этого использовать генератор сигналов высокочастотный. Полученную характеристику построить в двойном логарифмическом масштабе и пояснить ее характерные точки.

**2. Исследовать инвертирующую ОС в режиме суммирования сигналов.** Органы управления лабораторной установки привести в соответствие с п.2 табл.1.1. К входным гнездам отдельно подключить оба генератора сигналов низкочастотные, а к выходным – милливольтметр и осциллограф. На одном из генераторов установить частоту  $f = 10 \text{ кГц}$ , а на втором –  $100 \text{ Гц}$  при уровнях выходных напряжений 0,1 В. Засинхронизировать изображение на экране осциллографа.

Определить коэффициенты передачи сумматора по обоим входам при минимальном значении сопротивления  $R_{12}$  и сравнить их с расчетными (1.88):  $R_9 = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_{15} = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_{12} = 47 \text{ кОм}$ ,  $R_{21} = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_{23} = 18 \text{ кОм}$ .

Раздельно регулируя величину сопротивления резистора  $R_{12}$  и изменяя частоту одного из генераторов до совпадения с частотой другого, понаблюдать процесс суммирования сигналов. Характерные фигуры зарисовать.

**3. Исследовать неинвертирующую ОС.** Установить органы управления установки по п.3 табл. 1.2. При минимальном сопротивлении  $R_{12}$  определить коэффициент передачи на частоте  $f = 1000 \text{ Гц}$  неинвертирующей ОС. Повторить

эту операцию при включенном  $R_{15}$ , а затем, выключив  $R_{15}$ , – при максимальном сопротивлении  $R_{12}$ . Полученные значения коэффициентов сравнить с рассчитанными по (1.96). Плавно изменяя  $R_{12}$ , понаблюдать за изменением коэффициента передачи.

**4. Исследовать неинвертирующую ОС в режиме повторителя напряжения.** Приведа органы управления установки в соответствии с п.4 табл. 1.2, определить коэффициент передачи повторителя напряжения, сравнить его с расчетным (1.105).

**5. Исследовать дифференциальную ОС.** Положение органов управления должно удовлетворять п.5 табл. 1.2. Определить коэффициенты передачи включения по обоим входам ( $R_{18} = R_{22} = 10$  кОм) и сравнить их с расчетными (1.113). Понаблюдать процесс компенсации двух одинаковых по амплитуде и частоте сигналов, вырабатываемых генераторами.

**6. Исследовать дифференцирующую ОС в режиме компаратора** (п.6 табл. 1.2). К входу исследуемого устройства подключить генератор, а к выходу – осциллограф. Частота исследуемого сигнала  $f = 1000$  Гц, уровень – 1 В. Изменяя величину опорного напряжения  $U_0$  с помощью  $R_{10}$  в пределах от 0 до 1,5 В, понаблюдать процесс формирования импульсов на выходе компаратора. Зарисовать получаемые импульсы, совместив их с формой исследуемого сигнала и уровнем  $U_0$ .

Использовать компаратор для точного измерения амплитуды сигналов. Для этого установить определенный уровень исследуемого сигнала (не более 1 В) и, регулируя опорное напряжение, зафиксировать момент исчезновения прямоугольных (колоколообразных) импульсов на выходе компаратора. Уровень опорного напряжения, соответствующий данному условию, и будет являться амплитудным значением исследуемого сигнала. Сравнить получаемый результат (регистрация с помощью ИП в положении  $U_B$ ) с установленным средним квадратическим значением исследуемого сигнала.

**7. Исследовать ГСТ на основе ОУ** (п.7 табл. 1.2). В соответствии с расчетами по п.3 подразд. 1.5 установить с помощью  $R_{10}$  напряжение  $U_B = U_0$ , а с помощью  $R_{12}$  – ток  $I_{ГСТ}$ , ранее выбранный в интервале 0,1...0,5 мА (обе величины контролируют с помощью ИП). Изменяя с помощью  $S15$  сопротивление нагрузки  $\Delta I_{ГСТ}$  в 10 раз (от 2 до 20 кОм), определить изменение  $\Delta I_{ГСТ}$ . Оценить относительную погрешность стабилизации тока и сравнить ее с расчетной по (1.125). При обнаружении существенных различий в расчетных и экспериментальных величинах погрешности  $\Delta I_{ГСТ}$  дать этому факту физическое толкование.

**8. Исследовать логарифматор на основе ОУ** (п.8 табл. 1.2). Контролируя с помощью ИП поочередно напряжение в точках в и с ( $U_B, \pm U_C$ ), снять амплитудную характеристику логарифматора  $U_{ВЫХ} = f(U_B)$ . Напряжение  $U_B$  изменять в интервале от 0,01 до 5 В. В данном случае целесообразно использование цифрового вольтметра. Построить данную характеристику в линейном и логарифмическом масштабе. Последний предпочтительнее, так как позволяет визуально оценить точность функционального преобразования логарифматора.

**9. Исследовать антилогарифматор на основе ОУ** (п.9 табл. 1.2). Исследования произвести на аналогии с предыдущим пунктом, ограничив лишь максимальную величину напряжения  $U_B \leq 0,5 B$ .

**10. Исследовать однополярный экстрематор** (п.10 табл. 1.2). К входу исследуемого устройства подключить генератор сигналов низкочастотный, а к Вых.3 – осциллограф. В соответствии с выполненными расчетами (п.4 из подразд. 1.5) установить частоту  $f$  и уровень выходного напряжения  $U_m$  генератора и получить на экране осциллографа устойчивое изображение.

По данному изображению определить интервалы времени  $t_{\text{э}}$  и  $t_m$ , соответствующие истинному и полученному моментам экстремума, и по формуле (1.131) оценить относительную погрешность формирования экстремума и сравнить ее с расчетной (1.137). При обнаружении существенных отличий дать такому факту соответствующие пояснения.

Регулируя частоту генератора в обе стороны от расчетной, понаблюдать процесс формирования импульсов в момент регистрации экстремума исследуемой функции, а также процесс восстановления схемы. Переключить осциллограф к Вых. 2 и понаблюдать процесс разряда конденсатора. Характерные фигуры зарисовать. Аналогичные наблюдения произвести при изменении амплитуды исследуемого сигнала, ограничив ее 5 В.

**11. Исследовать двухполярный экстрематор** (п.11 табл. 1.2). Исследования произвести по аналогии с п.10 с регистрацией переходных процессов схемы на Вых.2 и Вых.3. Определить погрешность формирования экстремумов в соответствии с (1.131), используя для этого изображения на экране осциллографа, получаемые при различных значениях частоты и амплитуды.

**12. Исследовать линейный преобразователь переменного напряжения в постоянное** (п.12 табл. 1.2). Снять амплитудную характеристику  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$  линейного преобразователя в интервале входных напряжений  $0 \dots 5$  В. Для повышения точности измерений целесообразно вместо внутреннего ИП использовать цифровой вольтметр, подключаемый к Вых.2, а также милливольтметр, соединенный с выходом генератора.

Аппроксимируя полученную амплитудную характеристику прямой линией, определить порог линейного преобразования напряжений и сравнить его с критерием малости амплитуды (1.138). При обнаружении отличий дать соответствующие пояснения.

Снять АЧХ  $U_{\text{вых}} = f(f)$  при уровне входного напряжения  $U_{\text{вх}} = 100$  мВ. Оценить качественно степень линейности амплитудной характеристики и равномерности АЧХ.

**13. Исследовать формирователь модуля переменного напряжения** (п.13 табл. 1.2). Произвести аналогичные исследования, что и в предыдущем пункте, предварительно осуществив регулировку  $R_{12}$  с целью получения двухполупериодного выпрямления (контроль осуществляется с помощью осциллографа, подключенного к Вых.2). Понаблюдать процесс формирования модуля сигнала.

**14. Исследовать преобразователь напряжений амплитудных значений (пиковый детектор)** (п.14 табл. 1.2). К входу исследуемого устройства подключить генератор импульсов, согласовав длительность импульсов  $\tau_{\text{ц}}$  и пе-

риод следования  $T$  с расчетными значениями постоянных времени  $\tau_3$  (1.139) и  $\tau_p$  (1.140), полученных при подготовке к работе:  $\tau_u \geq 3\tau_3$ ,  $T \leq \tau_p$ .

Изменяя период (частоту) следования прямоугольных импульсов в обе стороны от расчетного, проследить с помощью осциллографа процесс преобразования амплитуды импульсов в постоянное напряжение. Полученные характерные осциллограммы зарисовать. При исследованиях амплитуду импульсов генератора ограничить 5 В.

**15. Исследовать пиковый детектор повышенной точности** (п.15 табл. 1.2). Исследования произвести в соответствии с предыдущим пунктом, используя расчетные величины, относящиеся к данному варианту ( $R_H = 10 \text{ МОм}$ ,  $R = \infty$ ). Дать сравнительную оценку получаемых результатов с результатами предыдущего пункта.

**16. Исследовать линейный преобразователь проводимости в напряжение** (п.16 табл. 1.2). Подключить милливольтметр к Вых.3, а генератор сигналов – к Вх.4 и произвести калибровку преобразователя. Для этого, регулируя уровень выходного напряжения генератора ( $f = 1 \text{ кГц}$ ), получить напряжение на выходе преобразователя равным 1 В, что будет соответствовать пределу шкалы проводимости в 1 мСм ( $R_{13} = 1 \text{ кОм}$ ).

Перевести S8 в положение 6 (п.17 табл. 1.2) и измерить (отсчитать по шкале милливольтметра) проводимость ПТ при напряжении  $U_{зи} = 0$  (регулятор  $R_{10}$  находится в крайнем левом положении), соответствующую  $G_{\text{макс}}$ .

Снять характеристику проводимости канала ПТ (1.96). Для этого, изменяя напряжение, действующее между затвором и истоком, с помощью  $R_{10}$  и регистрируя его ИП, отмечают по шкале милливольтметра значения проводимости. По полученным числовым значениям построить данную характеристику.

Произвести измерения напряжения отсечки ПТ по рассмотренному выше способу [10]. С целью повышения точности отсчета измеряемого параметра целесообразно использование цифрового вольтметра, который можно подключить к контрольной точке (КТ) напряжения  $U_B$ . Измерения выполнить в два этапа. Первоначально установить напряжение, равное, например, – 0,1 В, и зафиксировать проводимость канала по милливольтметру. Такая операция исключает влияние нелинейности на точность измерения  $U_{зи.отс}$ . Затем, регулируя напряжение на затворе ПТ с помощью  $R_{10}$ , уменьшают проводимость канала до тех пор, пока милливольтметр не уменьшит прежние показания, например наполовину. Отсчитав полученное приращение напряжения на затворе ПТ, по формуле (1.145) определить искомый параметр, уменьшив его значение в 2 раза из-за наличия цепи линеаризации выходной характеристики. В рассмотренном случае коэффициент  $m = 2$ . Измеренные параметры ПТ сравнить с паспортными (см. подразд. 1.4).

**17. Исследовать преобразователь проводимости в качестве автоматического регулятора усиления** (п.17 табл. 1.2). Эти исследования произвести по аналогии с предыдущим пунктом безотносительно уровня регулируемых сигналов, а именно: снять характеристику управления регулятора  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{зи}})$  при максимальном уровне выходного сигнала 10 В. Сравнить по линейности получаемую характеристику с характеристикой проводимости канала ПТ, измеренной выше.

**18. Исследовать амплитудный модулятор на основе ПТ и ОУ** (п.18 табл. 1.2). Установить на затворе ПТ напряжение смещения (1.148), равное половине измеренного выше напряжения отсечки (с учетом цепи линейризации это напряжение следует удвоить). К Вх.4 подключить генератор сигналов и установить на нем уровень несущей с частотой  $f_0 = 10^4$  Гц, равный 1В (1.146). К Вх.5 подключить второй генератор и установить на нем уровень модулирующего колебания (1.147) с частотой  $f = 10^3$  Гц, не превышающий половинное напряжение отсечки ПТ. К Вых.3 подключить осциллограф и получить на его экране устойчивое изображение АМ колебания.

По осциллограмме определит уровень несущей (1.151) и глубину модуляции (1.152) АМ колебания и сравнить их с расчетными. При расчете по формулам (1.151) и (1.152) необходимо использовать измеренные параметры ПТ и значение резистора  $R = R_{19} = 10$  кОм.

Исследовать спектральный состав полученного колебания при различных уровнях несущего и модулирующего сигналов. Для этого к Вых.3 подключить анализатор спектра или анализатор гармоник. Исследуемые спектры зарисовать. При появлении побочных спектральных составляющих объяснить физическую сущность явления.

**19. Исследовать балансный модулятор на основе ПТ и ОУ** (п.19 табл. 1.2). В отличие от предыдущего пункта исследований к Вых.2 подключить осциллограф и анализатор спектра и с помощью  $R_{12}$  скомпенсировать уровень несущей и получить симметричное балансно-модулированное колебание. Сравнить рассчитанные при подготовке к работе величины элементов схемы БМ и элементов, используемых в лабораторной установке:  $R_{15} = 10$  кОм,  $R_{21} = 2$  кОм,  $R_{23} = 18$  кОм,  $R_9 = 10$  кОм,  $R_{12} = 47$  кОм.

По аналогии с предыдущим пунктом исследовать спектральный состав балансно-модулированных колебаний.

Исследовать БМ в режиме перемножения сигналов. Для этого, изменяя в широких пределах частоты и уровни обоих сигналов, не превышая допустимых значений, понаблюдать протекающие в модуляторе процессы.

**20. Исследовать БМ в режиме квадратора** (п.20 табл. 1.2). На генераторе установить частоту  $f = 1000$  Гц и, не превышая оговоренного выше уровня сигнала, понаблюдать процесс формирования колебаний на выходе квадратора. Оценить образуемый уровень постоянной и гармонической составляющих сигнала в сравнении с теоретическими (1.163). Исследовать спектральный состав получаемых колебаний при различных уровнях входных сигналов.

**21. Окончание работы.** Результаты выполненных исследований представить руководителю. При положительной оценке полученных результатов лабораторную установку привести в исходное состояние. Для этого ИП от установки отключить и обесточить. Органы управления вернуть в исходное состояние, выключить тумблер «Сеть».

## 1.7. Темы для самостоятельной управляемой работы студентов

1. Исследование основных свойств и режимов работы ДУ.
2. Исследование основных точностных характеристик и режимов работы основных ОС.
3. Исследование точностных характеристик ГСТ на ОУ.
4. Исследование точностных характеристик экстрематоров функций на основе ОУ.
5. Исследование точности и линейности характеристик преобразователей напряжений на ОУ.
6. Исследование структурных методов повышения точности и быстродействия измерений основных параметров ПТ на основе ОУ.
7. Исследование точностных и спектральных характеристик электронных устройств на основе сочетания ПТ и ОУ.

## 1.8. Контрольные вопросы

1. Принцип действия и основные свойства ДУ.
2. Назначение ГСТ и его влияние на параметры ДУ.
3. Охарактеризовать малосигнальные параметры ДУ и методы их измерения.
4. Эквивалентные схемы для определения  $K_C$  и  $K_D$  ДУ.
5. Что представляет собой коэффициент ослабления синфазного сигнала?
6. Почему ДУ, содержащий как минимум два транзистора, обладает таким же коэффициентом передачи, что и каскад с ОЭ на одном транзисторе?
7. Аппроксимация коллекторных токов дифференциальной пары ДУ и ее использование для оценки КГИ.
8. Оценка КГИ ДУ и его сравнение с КГИ в каскаде с ОЭ.
9. Почему в ДУ отсутствуют нечетные гармонические составляющие, а в каскаде с ОЭ преобладают четные гармоники усиленного сигнала?
10. Аппроксимация характеристик крутизны ДУ, оценка ее точности и использование для определения области перемножения трех сигналов.
11. Что происходит с ДУ при его разбалансе?
12. В каких режимах может работать ДУ?
13. Режим и порог ограничения сигналов в ДУ.
14. Режим перемножения сигналов в ДУ.
15. Методика экспериментального определения ширины активной области работы ДУ.
16. Основные включения ДУ при усилении сигналов высокой частоты.
17. Реализации АРУ на основе ДУ.
18. Методика снятия АЧХ ДУ и определения частоты среза и частоты единичного усиления.
19. Реальные параметры и идеализированные свойства ОУ.
20. Инвертирующая ОС, оценка точности и реализация на ее основе сумматора сигналов и ПТН.



21. Неинвертирующая ОС, оценка точности и реализация на ее основе повторителя сигналов.
22. Дифференциальная ОС, оценка точности и ее использование для реализации ПН и ПТН (изолированных от корпуса вольтметра и амперметра).
23. Методика измерения амплитуды синусоидального сигнала с помощью дифференциальной ОС в режиме компаратора.
24. Физическая сущность стабилизации тока в ГСТ на основе ОУ. Влияние собственных параметров ОУ на погрешность формирования тока.
25. Определение внутреннего сопротивления ГСТ с изолированной нагрузкой на ОУ.
26. Назначение и принцип действия логарифмирующих устройств и устройств регистрации экстремума. Оценка точности формирования экстремума.
27. Сущность линеаризации амплитудной характеристики преобразователя электрических сигналов на основе ОУ. Критерий малости преобразуемого сигнала.
28. Метод высокоточного измерения основных параметров ПТ с помощью ОУ.
29. В чем проявляются отличия БМ от амплитудного на основе ПТ и ОУ?
30. Изобразить форму балансно-модулированного и АМ сигналов.
31. При каких условиях БМ превращается в идеальный ПС?
32. Реальный состав спектра устройств на основе сочетания ПТ и ОУ.
33. Изобразить форму выходного напряжения БМ в режиме квадратора для двух различных уровней входного синусоидального сигнала.

## 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕМНОЖИТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ

### 2.1. Цель работы

Изучить теоретические основы и методику экспериментального исследования аналоговых ПС и микроэлектронных и преобразовательных устройств (МЭиПУ) на их основе.

### 2.2. Перемножители сигналов в микроэлектронных и преобразовательных устройствах

#### 2.2.1. 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 устройства с одним входом или операционных усилителей (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.

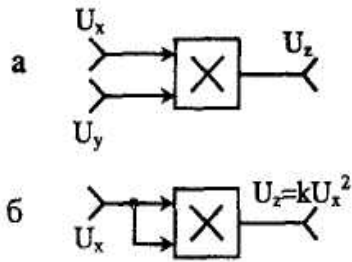


Рис. 2.1. ПС в режиме умножения (а) и возведения в квадрат (б)

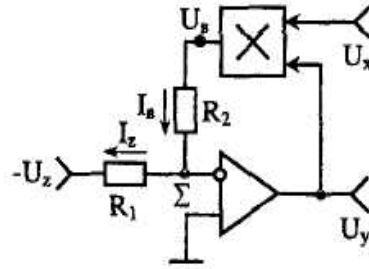


Рис. 2.2. Делитель аналоговых сигналов на ПС и ОУ

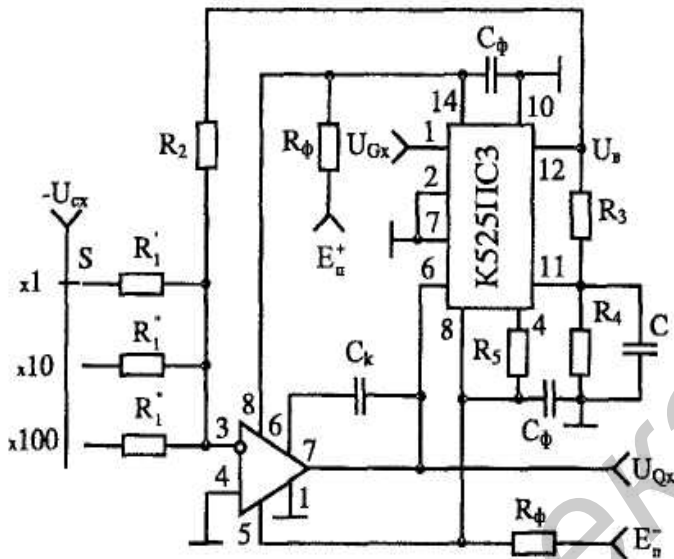


Рис. 2.3. Аналоговый делитель на основе ПС для вычисления добротности полной проводимости

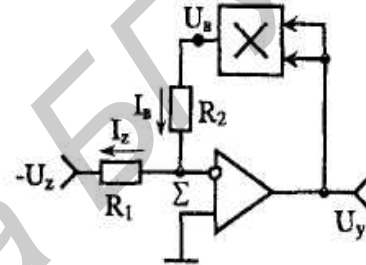


Рис. 2.4. Корнеизвлекающее устройство на ПС и ОУ

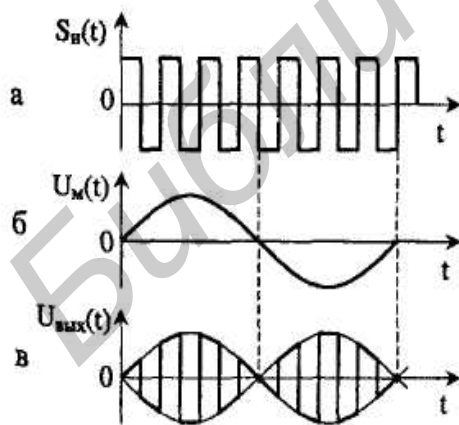


Рис. 2.5. Диаграммы, поясняющие работу БМ при воздействии функции коммутации

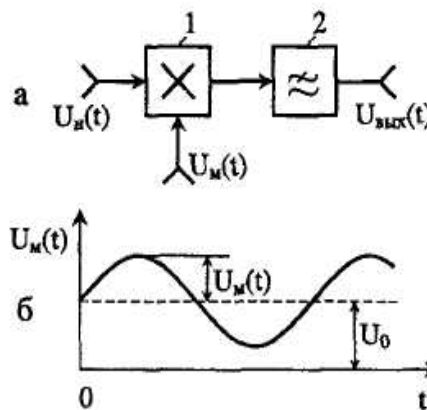


Рис. 2.6. БМ с ФНЧ (а) и форма модулирующего сигнала с постоянной составляющей (б)

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 динамическом диапазоне (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  $U_{zf} = 1\%$  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  $k$ .

### 2.2.2. Реализация математических операций на основе перемножителей сигналов

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  $U_z = k U_x^2$ .

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 входного напряжения ПС  $U_B = k U_x U_y$  по резистору  $R_1$  протекает ток

$$I_B = \frac{kU_x U_y}{R_1}, \quad (2.6)$$

который в соответствии с первым правилом – свойством ОУ равен току  $I_Z$ , вызываемому источником входного сигнала  $U_Z$ :

$$I_B = -I_Z = \frac{U_Z}{R_2}. \quad (2.7)$$

Решая совместно уравнения (2.5) и (2.6), получаем выходное напряжение делителя:

$$U_y = \frac{R_1 U_Z}{R_2 k U_x}. \quad (2.8)$$

Если выполнить условие

$$\frac{R_1}{R_2} = k, \quad (2.9)$$

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  $\omega C_x$  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)  $Q_x = 10 \dots 1000$ , амплитуда входных  $U_{C_x}$ ,  $U_{G_x}$  и выходного  $U_{Q_x}$  сигналов не более 10 В, средние квадратические составляющие погрешности входных сигналов  $|\overline{\delta U_{C_x}}| = |\overline{\delta U_{G_x}}| \leq 0,3 \%$ , напряжение питания  $E_{II}^\pm = \pm 15$  В. Рабочая частота измерителя  $f = 10$  кГц.

Аналоговый делитель реализуем на основе ОУ и прецизионного ПС типа К525ПС3 с основными параметрами [14]: 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  $I_{II} = 6$  мА, напряжение  $E_{II}^\pm = \pm (10 \dots 18)$  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 ( $ДД = Q_{x \text{ макс}} / Q_{x \text{ мин}} = 100$ ), 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 “x1” выбираем номиналы резисторов  $R_2 = R_1' = 5,1$  кОм. Для шкал добротностей “x10” и “x100” номиналы резисторов составляют  $R_1'' = 51$  кОм и  $R_1''' = 510$  кОм.

ОУ выбираем типа К574УД1 с параметрами [14]:  $K_0 = 15 \cdot 10^4$ ,  $E_{\Pi}^{\pm} = \pm 15$  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  $\Sigma I_{\Pi}$ :  $R_{\Phi} = \Delta E_{\Pi} / \Sigma I_{\Pi} = 91$  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.

Среднюю квадратическую составляющую погрешности преобразователя напряжений в аналоговом делителе можно записать на основании соотношения (2.8) с учетом новых обозначений соответствующих величин:

$$\bar{\delta}U_{Q_x} = \pm (\bar{\delta}R_{2,1} + \bar{\delta}^2 k + \bar{\delta}^2 U_{C_x} + \bar{\delta}^2 U_{G_x})^{1/2}, \quad (2.11)$$

где  $\bar{\delta}R_{2,1}$ ,  $\bar{\delta}k$ ,  $\bar{\delta}U_{C_x}$  и  $\bar{\delta}U_{G_x}$  – средние квадратические 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 [2]);  $\bar{\delta}k = \bar{\delta}x = 0,5$  % ,  $|\bar{\delta}U_{C_x}| = |\bar{\delta}U_{G_x}| = 0,3$  % по ТЗ, в соответствии с (2.11) получаем  $\bar{\delta}U_{Q_x} = \pm 0,66$  %.

Аддитивная (систематическая) составляющая погрешности, обусловленная погрешностью коэффициента передачи ОУ, при  $K_0 = 15 \cdot 10^4$  исключительно мала, и ее можно не учитывать.

Для обеспечения устойчивой работы делителя (см. рис. 2.3) необходимо входной сигнал  $U_{C_x}$  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  $U_{C_x}$  или путем постановки инвертирующей ОС на входе  $U_{C_x}$  (см. рис. 2.3), что лучше.

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 [15], рассматриваемых ниже (см. подразд. 2.4).

### 2.2.3. 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  $\pm 10$  В). Представителем таких ПС являются ИС типа

K525PC1, K525PC2 и использованная в аналоговом делителе (см. рис. 2.3) ИС типа K525PC3.

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 526PC1, 174PC1, 174PC4. ИС типа 174PC1 является БМ, работающим в диапазоне частот 100...200 МГц, а ИС типа 174PC4, представляющая собой двойной БМ (смеситель), может работать на частотах до 1000 МГц.

Одна из первых отечественных ИС типа 140МА1 работает с входными сигналами  $\pm 5$  В на частотах не выше 2 МГц. Линейность по входному сигналу достигается за счет относительно высокого питающего напряжения  $E_{\Pi} = \pm 12$  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.

#### 2.2.4. Особенности применения перемножителей сигналов как 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  $S_H(t)$  (рис. 2.5,а).

Физически это означает, что активные элементы модулятора при высоком уровне входного сигнала превращаются в синхронные ключи, при этом модулирующий сигнал  $U_M(t)$  (рис. 2.5,б) эффективно коммутируется с частотой несущей  $S_H(t)$ , образуя выходной сигнал в виде (рис. 2.5,в):

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = kU_M(t)U_H(t), \quad (2.15)$$

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  $\omega_0$  является полезной, а другие нежелательны.

Используя разложение Фурье, несущую  $S_H(t)$  можно представить в виде суммы членов бесконечного гармонического ряда с частотами, кратными  $\omega_0$ :

$$S_H(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\omega_0 t, \quad (2.16)$$

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  $\omega_0$  (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.

### 2.2.5. 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  $\Omega$  – 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.

### 2.2.6. 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  $\varphi$ . 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 появится напряжение

$$U_{\text{БМ}}(t) = \frac{kU_{m1}U_{m2}}{2} [\cos(2\omega_0 t + \varphi) + \cos \varphi]. \quad (2.21)$$

Если с помощью ФНЧ 2 отфильтровать составляющую с удвоенной частотой, то на выходе ФД будет постоянное напряжение, пропорциональное косинусу угла  $\varphi$ :

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{K_1 U_{m1} U_{m2}}{2} \cos \varphi. \quad (2.22)$$

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  $\varphi$ , вызываемый девиацией частоты  $\Delta\omega$  вблизи несущей  $\omega_0$ , может быть записан в следующем виде:

$$\varphi \approx -\frac{\pi}{2} \pm 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0},$$

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.

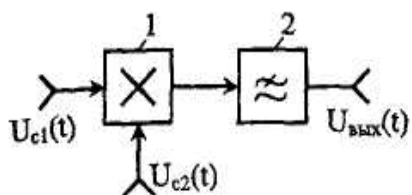


Рис. 2.7. Фазовый демодулятор

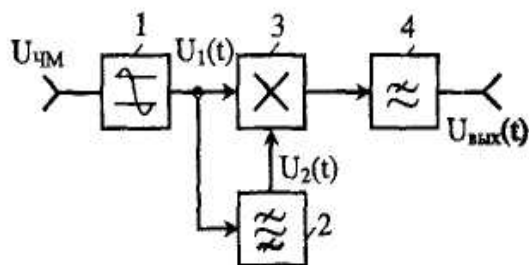


Рис. 2.8. Частотный демодулятор

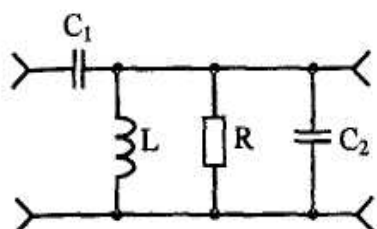


Рис. 2.9. Фазосдвигающий ПФ

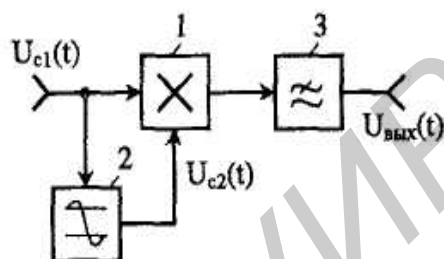


Рис. 2.10. Синхронный (линейный) демодулятор АМ сигналов

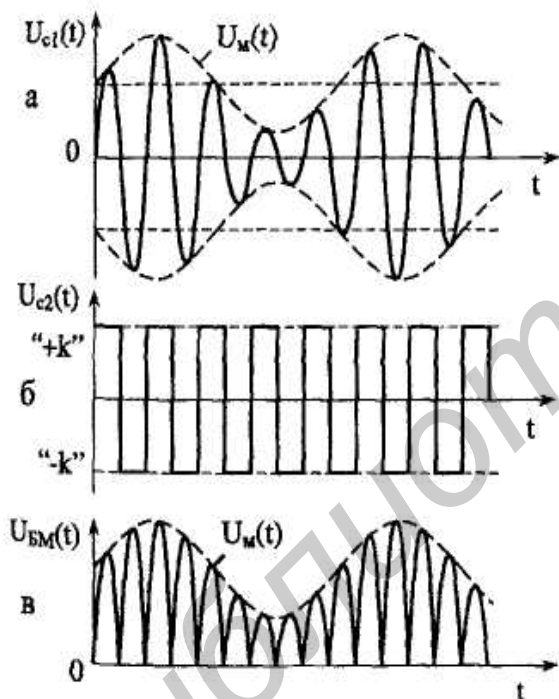


Рис. 2.11. Форма сигналов на входах (а, б) и выходе (в) БМ

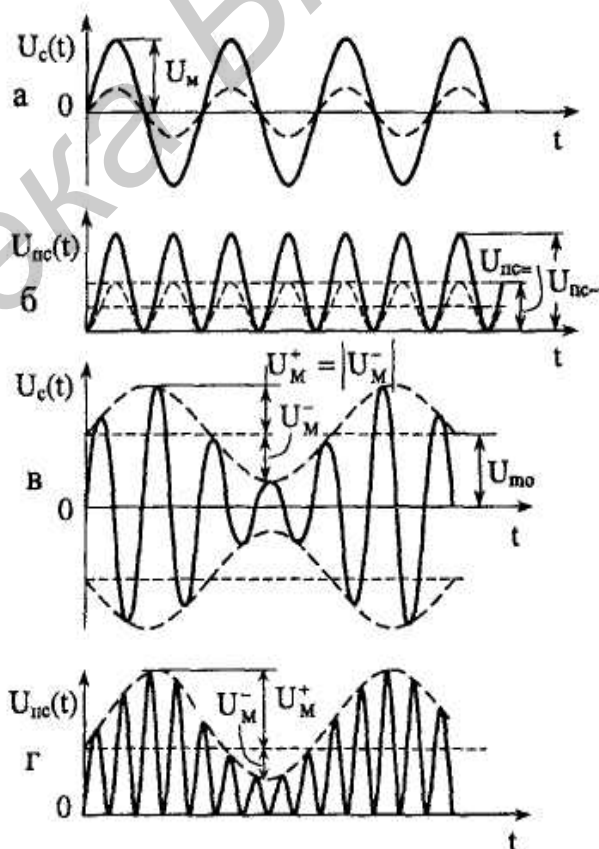


Рис. 2.13. Диаграммы, поясняющие работу квадратического амплитудного демодулятора

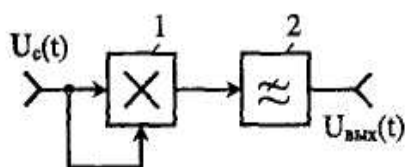


Рис. 2.12. Квадратический амплитудный демодулятор

### 2.2.7. 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  $U_{\text{БМ}}(t)$  (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).

### 2.2.8. 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):

$$U_{nc}(t) = kU_m^2 \cos^2 \omega t = \frac{kU_m^2}{2} (1 + \cos 2\omega t), \quad (2.24)$$

содержащий постоянную составляющую  $U_{nc} = kU_m^2/2$  и переменную составляющую  $U_{nc}(t) = kU_m^2 \cos 2\omega t/2$ , 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

$$U_c(t) = U_{m_0} (1 + m \cos \omega t) \cos \omega_0 t, \quad (2.25)$$

сигнал на выходе ПС, приобретающий также однополярный вид (рис. 2.13,г), с учетом (2.1) и тригонометрических преобразований  $[\cos^2 \alpha = (1 + \cos 2\alpha)/2]$  и  $\cos \alpha \cos \beta = [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]/2$  запишем в развернутом виде:

$$U_{nc}(t) = \frac{kU_{m_0}^2}{2} \left[ \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) + 2m \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t + \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) \cos 2\omega_0 t + m \cos(2\omega_0 - \Omega)t + m \cos(2\omega_0 + \Omega)t + \frac{m^2}{4} \cos 2(\omega_0 - \Omega)t + \frac{m^2}{4} \cos 2(\omega_0 + \Omega)t \right]. \quad (2.26)$$

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

$$U_{вых}(t) = \frac{kK_\phi U_{m_0}^2}{2} \left[ \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) + 2m \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t \right], \quad (2.27)$$

где  $K_\phi$  – коэффициент передачи ФНЧ для модулирующего сигнала.

Спектр выходного сигнала (2.27), содержащий первую и вторую гармонические составляющие модулирующего сигнала, позволяет оценить КГИ, вносимых квадратическим демодулятором, как отношение амплитуд этих составляющих:

$$\text{КГИ} = \frac{m^2}{2} / 2m = \frac{m}{4}. \quad (2.28)$$

Коэффициент передачи данного демодулятора определим как отношение амплитуды напряжения первой гармоники на выходе (2.27) к амплитуде модулирующего сигнала  $U_M = m U_{m_0}$  (см. рис. 2.13,в), действующего на входе:

$$K_{AD} = \frac{kK_\phi m U_{m_0}^2}{m U_{m_0}} = kK_\phi U_{m_0}. \quad (2.29)$$

Как видим из соотношений (2.28) и (2.29), КГИ квадратического амплитудного демодулятора пропорциональна глубине модуляции  $m$ , а коэффициент передачи – уровню несущей  $U_{m_0}$ . Это и понятно, так как огибающая АМ сигнала (2.25) (см. рис. 2.13,в), имеющая исходно одинаковые амплитуды положительной и отрицательной полуволн ( $U_M^+ = |U_M^-|$ ), в квадратическом демодуляторе из-за нелинейного (квадратического) преобразования приобретает разные амплитуды ( $U_M^+ > |U_M^-|$ ) (см. рис. 2.13,г), что и порождает ее гармонические искажения.

Если на вход демодулятора подать сигнал (2.25) без модуляции  $U_c(t)|_{m=0} = U_{m_0} \cos \omega_0 t$ , то его выходной сигнал (2.27)

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{kK_\phi U_{m_0}^2}{2} \quad (2.30)$$

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  $\left(f_c \ll \frac{\Omega}{2\pi}\right)$ .

### 2.2.9. Методы реализации перемножителей сигналов

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 линейариза-

ция характеристик ПС с расширением ДД входных сигналов. Примером такого совместного применения методов при проектировании ПС является ИС типа К525ПС1 и К525ПС3.

### 2.2.10. 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 (1.22). 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 (1.22),

$$U_{БЭ} = \varphi_T \ln \frac{I_{Э}}{I_{Э0}} = M \lg \frac{I_{Э}}{I_{Э0}}, \quad (2.31)$$

где  $M = \varphi_T \ln 10$  – множитель, учитывающий различия в основаниях натурального и десятичного логарифмов и  $\varphi_T$  (1.130); при нормальных условиях

$M \approx 60$  мВ.

В логарифмическом усилителе канала преобразователя напряжения  $U_{c1}(t)$  ток эмиттера БТ1 соответствует току  $I_1$ , протекающему через резистор  $R_1$  под воздействием анализируемого сигнала:

$$-I_{Э1} = I_1 = \frac{U_{c1}(t)}{R_1}, \quad (2.32)$$

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:

$$U_{ВЫХ.1} = -U_{БЭ1} = -M \lg \frac{-I_{Э1}}{I_{Э0}} = -M \lg \frac{U_{c1}(t)}{R_1 I_{Э0}} \approx -M \lg U_{c1}(t). \quad (2.33)$$

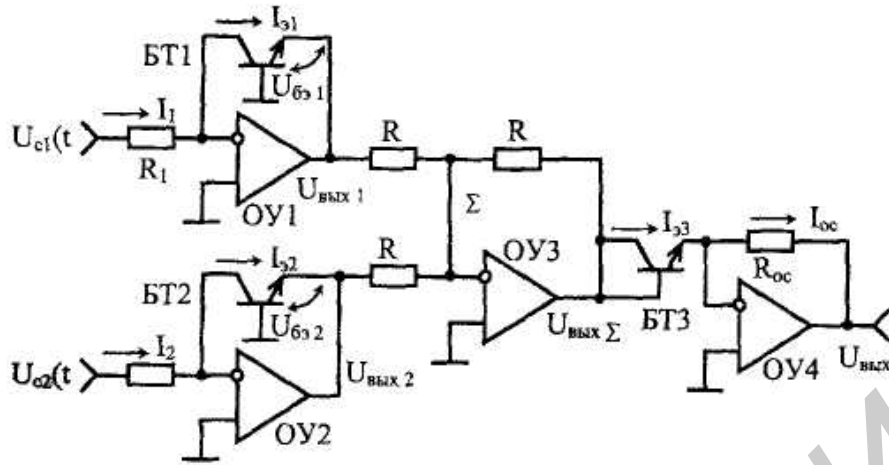


Рис. 2.14. Аналоговый ПС на основе логарифмирования и антилогарифмирования сигналов

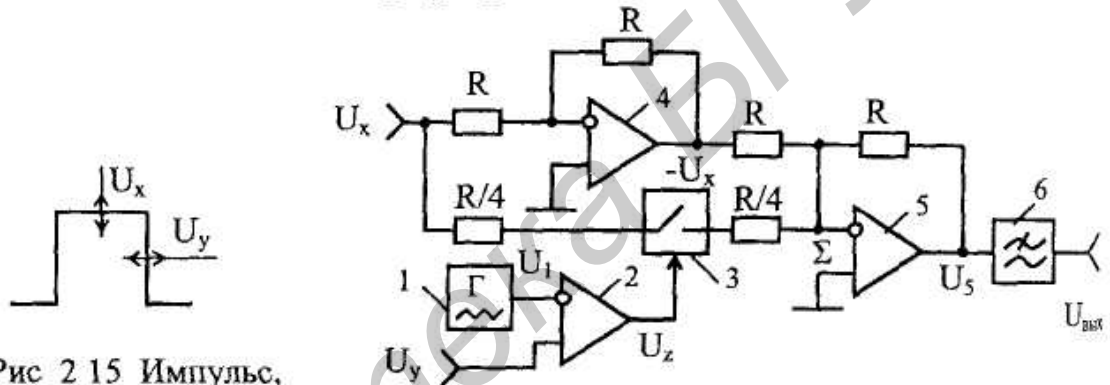


Рис 2 15 Импульс, модулированный по амплитуде и длительности

Рис. 2 16. Времяамплитудный ПС

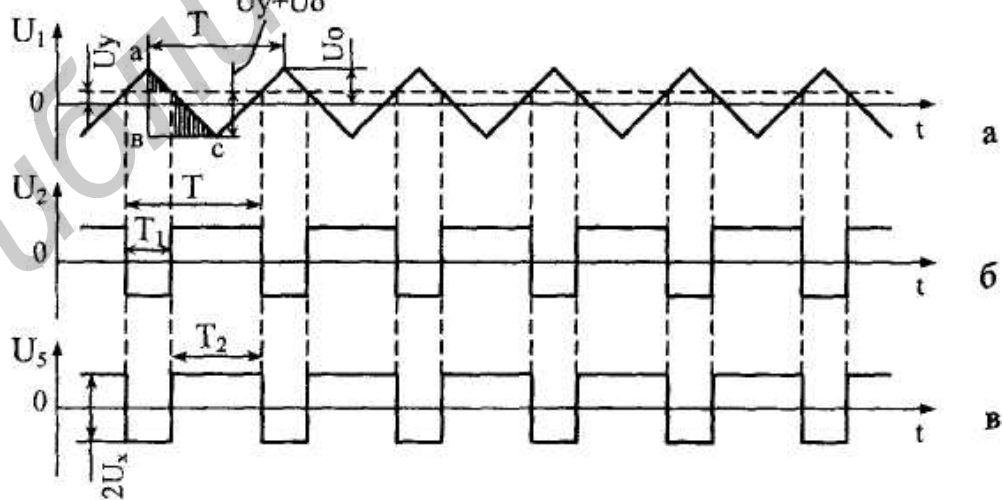


Рис. 2 17 Диаграммы, поясняющие принцип действия времяамплитудного ПС



Выходное напряжение ОУ2 для канала преобразования напряжения  $U_{c2}(t)$  можем записать по аналогии с выражениями (2.33) и (2.32)

$$U_{ВЫХ.2} = -M \lg U_{c2}(t). \quad (2.34)$$

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

$$U_{ВЫХ\Sigma} = M \lg U_{c1}(t) + M \lg U_{c2}(t) = M \lg U_{c1}(t)U_{c2}(t). \quad (2.35)$$

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)

$$I_{Э3} = I_{Э0} 10^{U_{БЭ3}/M}, \quad (2.36)$$

а напряжение на БТЗ соответствует выходному напряжению (2.35) сумматора

$$U_{БЭ3} = M \lg U_{c1}(t)U_{c2}(t),$$

то выходное напряжение ПС в целом, образуемое на резисторе обратной связи  $R_{OC}$  при протекании тока эмиттера БТЗ (2.36),

$$U_{ВЫХ} = I_{OC} R_{OC} = -I_{Э3} R_{OC} 10^{\lg U_{c1}(t)U_{c2}(t)} = -I_{Э3} R_{OC} U_{c1}(t)U_{c2}(t). \quad (2.37)$$

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.

### 2.2.11. Вреямплитудный перемножитель сигналов

Принцип действия данного вида ПС основан на использовании модуляции прямоугольных импульсов (рис. 2.15) 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 вреямплитудного преобразования [15,16], представлена на рис. 2.16, а диаграммы его работы – на рис. 2.17. В данном ПС необходимо создать прямоугольное напряжение, сред-

нее 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. 2.17,а), вырабатываемое соответствующим генератором 1, которое сравнивается с одним из входных сигналов  $U_y$  в компараторе 2 (см. рис. 2.16), образуя широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) прямоугольного сигнала (рис. 2.17,б) в пределах периода  $T$  треугольного напряжения. Формируемое асимметричное прямоугольное напряжение  $U_2$  (см. рис. 2.17,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. 2.16). 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. 2.17,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:

$$U_{\text{вых}} = U_x \frac{T_2}{T} - U_x \frac{T_1}{T} = U_x \left[ \frac{U_y + U_0}{2U_0} - \frac{U_0 - U_y}{2U_0} \right] = \frac{U_x U_y}{U_0}. \quad (2.38)$$

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 (2.38), а следовательно, и на ширину полосы пропускания ПС.

### 2.3. Описание лабораторной установки

Лабораторная установка (рис. 2.18) дает возможность исследовать работу аналогового ПС, используемого в качестве амплитудного модулятора, БМ,

## 2 Перемножители сигналов

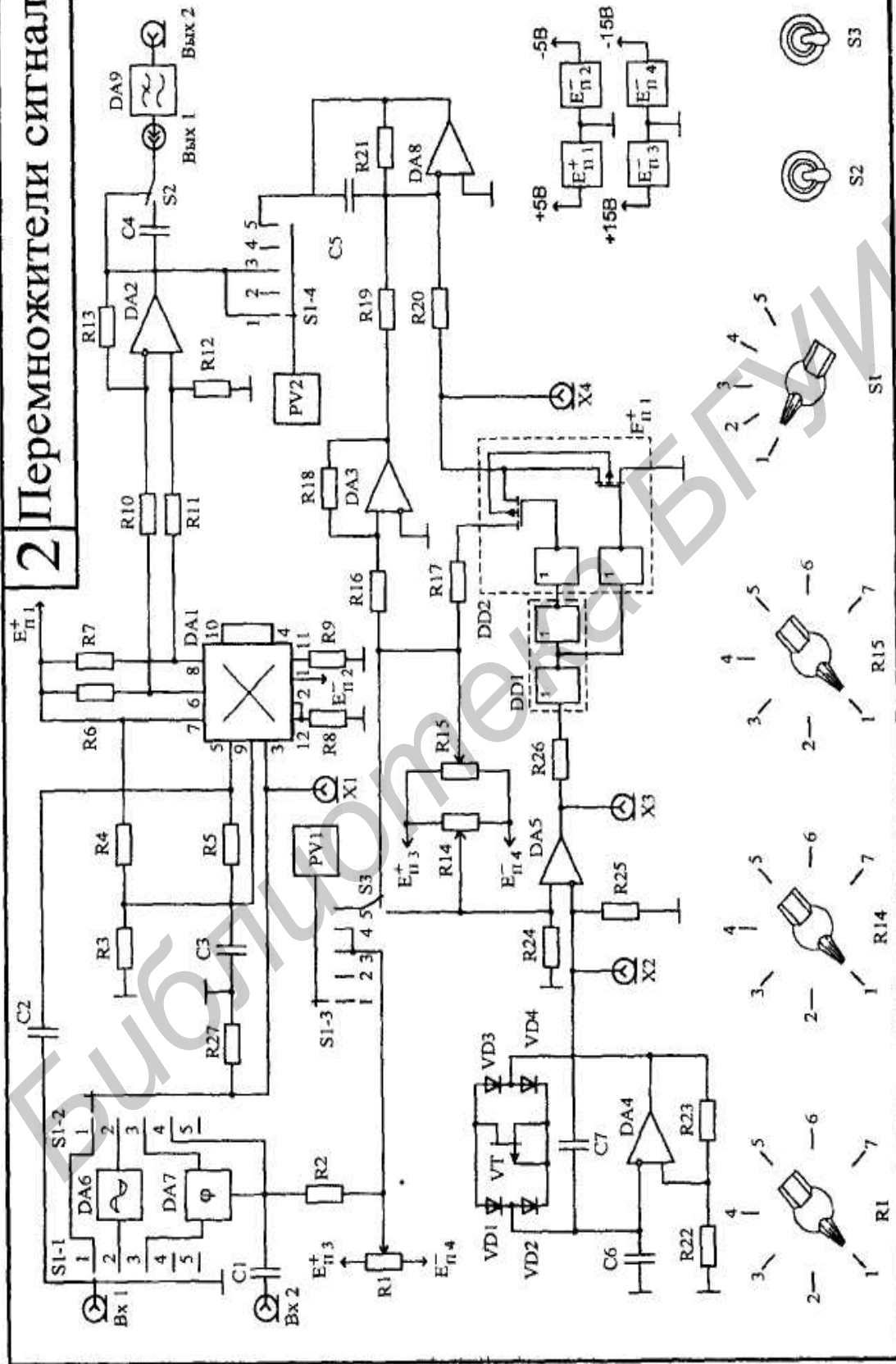


Рис. 2.18. Лабораторная установка для исследования ПС

квадратора, СД, квадратического АД и ФД, а также ПС на основе времяамплитудного преобразования (ВАП).

В качестве аналогового ПС используется ИС типа К140МА1Б (DA1). Смена видов исследуемых устройств осуществляется переключателем S1 с четырьмя направляющими.

Вспомогательная дифференциальная ОС на ИС К140УД1Б (DA2) позволяет осуществить дополнительное усиление исследуемых сигналов. В установке предусмотрена возможность осциллографического наблюдения постоянной составляющей выходного напряжения на “Вых.1” (переключатель S2) и ее контроля посредством встроенного вольтметра PV2. ФНЧ (DA9) служит для выделения низкочастотной составляющей преобразуемых сигналов при исследовании демодуляторов АМ и фазомодулированных сигналов. Состояние двухполюсных переключателей S1 и S2, показанное на принципиальной схеме (см. рис. 2.18), считается исходным (выключенным) при нижнем положении рукоятки.

Фазовращатель (DA7), используемый в устройстве, является электронно-управляемым и позволяет осуществлять поворот фазы на угол примерно  $\pm 180^\circ$  относительно исходного ( $0^\circ$  или  $90^\circ$ ) сдвига. Принцип действия фазовращателя поясняется на примере одного RC-звена, эквивалентная схема и векторная диаграмма которого представлены на рис. 2.19. Электрическая принципиальная схема (рис. 2.20) фазовращателя реализована на ПТ VT1...VT5 типа КП103Л, причем в качестве управляемых напряжением линейных проводимостей использованы транзисторы VT2 и VT4, работающие в режиме управляемого сопротивления. Каскад с общим стоком на VT5 снижает выходное сопротивление фазовращателя. С помощью резисторов  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_9$ ,  $R_{10}$  осуществляется линеаризация выходных характеристик, а посредством резисторов  $R_{13}$ ,  $R_{14}$ ,  $R_{15}$ ,  $R_{16}$  устанавливается исходный режим работы VT2 и VT4 и обеспечивается регулировка фазы в необходимых пределах.

Ограничитель сигналов (DA6), применяемый в устройстве (см. рис. 2.18) и реализованный ИС типа К174УР3 (рис. 2.21), имеет пороговое напряжение  $U_{\text{пор}}=100$  мкВ при  $U_{\text{ВЫХ}}=150$  мВ.

Измерение постоянных напряжений (управляющего для фазовращателя и выходного) осуществляется вольтметрами PV1 и PV2 (см. рис. 2.18), расположенными на основной стойке лабораторной установки, схема электрическая принципиальная которой приведена на рис. 2.22.

Времяамплитудный ПС (см. рис. 2.18), выполненный в соответствии со структурной схемой (см. рис. 2.16), представляет собой четырехкватратный ПС, позволяющий перемножать постоянные положительные и отрицательные напряжения  $U_X$  и  $U_Y$ . Установка  $U_X$  и  $U_Y$  осуществляется резисторами  $R_{14}$  и  $R_{15}$  (см. рис. 2.18). Генератор напряжения треугольной формы (DA4), компаратор (DA5), усилитель (DA3) и сумматор (DA8) реализованы на ИС типа К544УД1А.

Генератор напряжения треугольной формы выполнен по схеме симметричного мультивибратора, работающего в автоколебательном режиме. Для

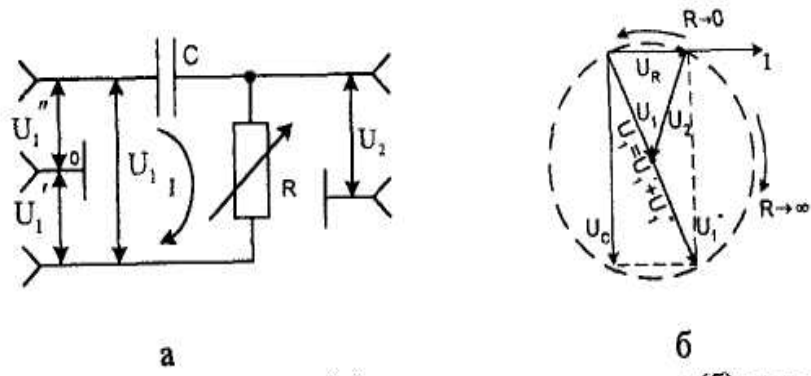


Рис. 2.19. Эквивалентная схема (а) и векторная диаграмма (б) одного звена фазовращателя

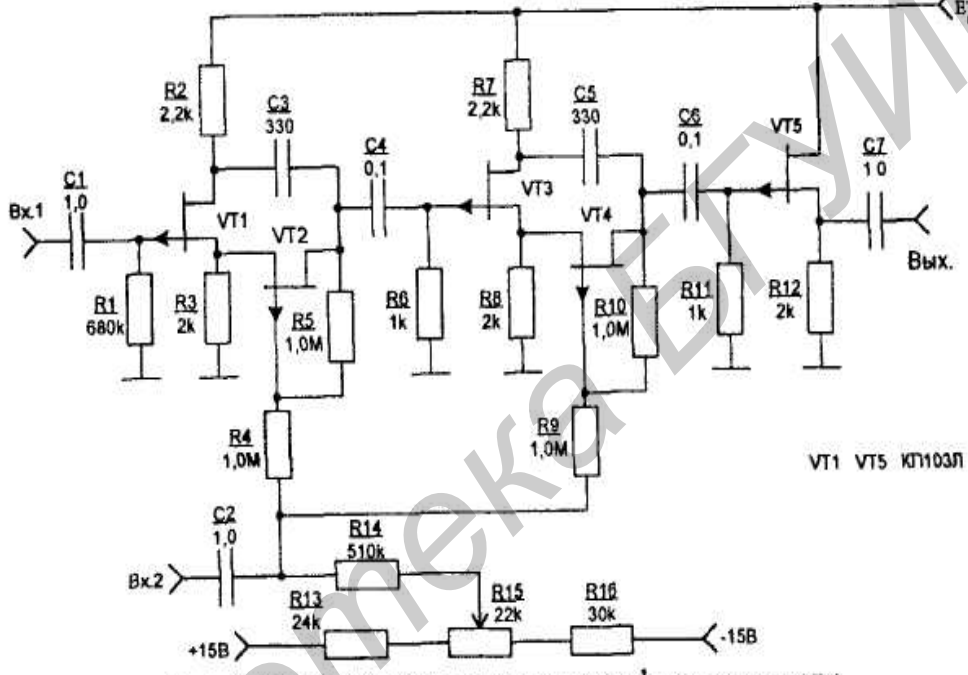


Рис. 2.20. Принципиальная схема фазовращателя

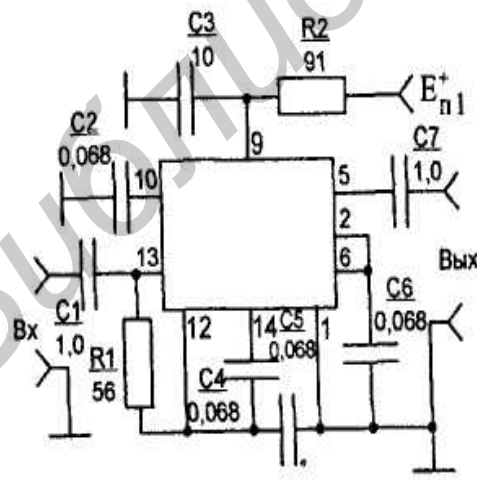


Рис. 2.21. Ограничитель сигналов на ИС типа К174УР3

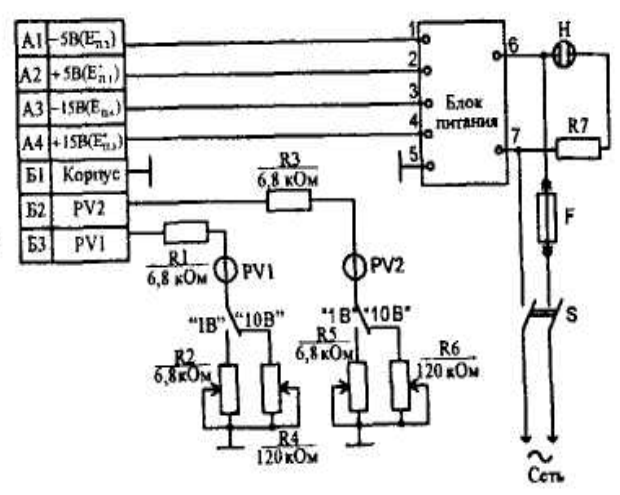


Рис. 2.22. Схема электрическая принципиальная основной стойки лабораторной установки

получения высокой линейности и симметричности формируемого напряжения в цепь ООС мультивибратора посредством моста на диодах VD1, VD2, VD3, VD4 введен ПТ (VT1) в диодном включении, выполняющий роль стабилизатора тока с высоким внутренним (динамическим) сопротивлением. Это сопротивление совместно с емкостью конденсатора  $C_6$  образует достаточно большую постоянную времени заряда-разряда, которая и обеспечивает заданную линейность получаемого напряжения. Благодаря диодному мосту ток заряда и разряда конденсатора  $C_6$  через ПТ проходит в одном направлении, сохраняя неизменным его динамическое сопротивление, что и реализует требуемую симметрию треугольного напряжения.

В качестве ключа (DD2) используется ИС типа К143КТ1. Формирование напряжений, необходимых для его работы, производится в формирователе DD1 на ИС типа К155ЛА1.

Высокочастотные составляющие в спектре выходного сигнала ПС на основе ВАП фильтруются в сумматоре DA8, который наряду с суммированием выполняет функцию интегрирования благодаря включению в цепь ООС конденсатора  $C_5$ .

В лабораторной установке применены четыре источника питания:  $E_{П.1} = +5$  В,  $E_{П.2} = -5$  В,  $E_{П.3} = +15$  В,  $E_{П.4} = -15$  В.

Контрольно-измерительная аппаратура, используемая в работе:

1. Генератор сигналов типа ГЗ-34.
2. Генератор стандартных сигналов типа Г4-102 или Г4-106.
3. Осциллограф типа С1-73.
4. Милливольтметр типа ВЗ-38 или ВЗ-39.
5. Измеритель КНИ типа С6-7.

## 2.4. Подготовка к работе

Изучить в полном объеме теоретическую часть работы, особенности реализации лабораторной установки и методику экспериментального исследования ПС и МЭ и ПУ на их основе

Степень подготовки можно считать достаточной, если каждый из студентов в состоянии дать правильный ответ на большинство (не менее двух третей) контрольных вопросов, приводимых в подразд. 2.7 данной лабораторной работы.

## 2.5. Выполнение работы

### 2.5.1. Исследование устройств на основе перемножителей сигналов

**1. Исследовать ПС в режиме квадратора.** Включить контрольно-измерительную аппаратуру. Переключатель S1 установить в положение 1, S2 – в исходное положение. Генератор стандартных сигналов подключить к входу “Вх.1”, осциллограф с открытым входом – к “Вых.1”. Зарисовать и проанализи-

ровать осциллограммы выходного напряжения при разных уровнях входного сигнала и частотах. Оценить частотный диапазон перемножения в соответствии с рекомендациями, изложенными в подразд. 2.1. Величина уровня входного сигнала не должна создавать заметные искажения выходного сигнала. Постоянная составляющая выходного сигнала квадратора контролируется встроенным вольтметром PV2.

Включить S2 и к “Вых.1” подключить милливольтметр, в качестве которого можно использовать измеритель КНИ. Снять амплитудную характеристику квадратора  $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$  в диапазоне входного сигнала от 0 до уровня, при котором наблюдается ограничение выходного напряжения.

**2. Исследовать квадратический АД.** Переключатель S1 оставить в первом положении, а S2 вернуть в исходное состояние. На вход ПС подать немодулированный сигнал  $U_{ВХ} = 20$  мВ на частоте 150 кГц. Провести (осциллографически и по вольтметру PV2) количественный анализ зависимости постоянной составляющей напряжения на “Вых.1” от величины  $U_{ВХ}$ . Входной сигнал ПС изменять в пределах от 0 до уровня, при котором становятся заметны искажения выходного напряжения.

Включить переключатель S2, к “Вых.2” подключить измеритель КНИ. На вход ПС подать АМ сигнал на частоте  $f = 150$  кГц с глубиной внутренней модуляции  $m = 30\%$  и частотой  $F_M = 1000$  Гц. Снять зависимость  $U_{ВЫХ.НЧ} = f(U_{ВХ})$  при одновременном измерении КНИ. Входной сигнал изменять в рекомендуемых пределах. Определить область квадратической демодуляции. Подтвердить выполнение соотношения (2.28) для КГИ, которое может соблюдаться при условии существенного превышения частоты среза ФНЧ (DA9)  $f_{С.ФНЧ}$  по отношению к частоте модуляции ( $f_{С.ФНЧ} \gg F_M$ ).

Не изменяя частоты сигнала ( $f_c = 150$  кГц) и частоты модуляции ( $F_M = 1000$  Гц), снять зависимость величины выходного напряжения от глубины модуляции  $U_{ВЫХ.НЧ} = f(m)$  при  $U_{ВХ} = 10$  мВ.

**3. Исследовать СД.** Переключатели S1 перевести в положение 2, осциллограф подключить к контрольному гнезду X1, измеритель КНИ – к “Вых.2”. Произвести осциллографический контроль работы ограничителя (зарисовать осциллограммы на его выходе при измерении  $U_{ВХ}$  от 0 до 50 мВ). Параметры сигнала:  $f_c = 150$  кГц,  $F_M = 1000$  Гц,  $m = 30\%$ .

Выключить S2 и, подключив осциллограф к “Вых.1”, понаблюдать форму выходного сигнала СД до ФНЧ при разных уровнях входного.

Включить S2 и снять зависимости  $U_{ВЫХ.НЧ} = f(U_{ВХ})$  при одновременном измерении КНИ и  $U_{ВЫХ.НЧ} = f(m)$  при  $U_{ВХ} = 10$  мВ. Определить область линейной демодуляции. Произвести сравнение с режимом квадратической демодуляции.

**4. Исследовать ФД.** Переключатель S1 перевести в положение 3. На “Вх.1” от генератора стандартных сигналов подать сигнал величиной 10...50 мВ на частоте 50 кГц. С помощью резистора  $R_1$  снять зависимость выходного напряжения ФД от угла поворота фазы  $U_{ВЫХ} = f(\varphi)$  и угла  $\varphi$  от управляющего напряжения:  $\varphi = f(U_{УПР})$ .

Данные характеристики получают по следующей методике. Понимая, что выходное напряжение ФД пропорционально косинусу угла  $\varphi$  ( $U_{\text{ВЫХ}} = \cos \varphi$ ), это напряжение в зависимости от установленной фазы (изменяют положение регулятора резистора  $R_1$ ) можно получить равным нулю при  $\varphi = 90^\circ, 270^\circ \dots$  и т.д., а также равным некоторому максимуму ( $\varphi = 0^\circ, 360^\circ, \dots$ ) или минимуму ( $\varphi = 180^\circ \dots$ ). По получаемым координатам строят названные характеристики. При этом контроль управляющего напряжения и индицируемого выходного напряжения ФД осуществляется с помощью встроенных вольтметров постоянного тока PV1 и PV2, установленных на основной стойке лабораторной установки.

Исследовать линейность модуляционной характеристики. Переключатель S1 оставить в положении 3 и включить S2. Потенциометром  $R_1$  установить фазу  $\varphi = 90^\circ$ . На “Вх.1” подать сигнал от генератора стандартных сигналов величиной примерно 10 – 50 мВ с частотой 50 кГц, на “Вх.2” – сигнал от второго генератора с частотой 1 кГц. Изменяя величину  $U_{\text{ВХ.2}}$  в пределах от 0 до значения, при котором  $\varphi \leq (90^\circ \pm 90^\circ)$ , снять зависимость  $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ.2}})$  при одновременном измерении КНИ. Величина  $U_{\text{ВЫХ}}$  и КНИ контролируется на гнездах “Вых.2”.

**5. Исследовать амплитудный модулятор.** Переключатель S1 установить в положение 4 и включить S2. С помощью регулятора резистора  $R_1$  и встроенного вольтметра PV1 установить уровень постоянного напряжения  $U_0$  величиной не более 1 В, на “Вх.2” подать низкочастотный сигнал  $U_M$  с амплитудой около 100 мВ, а на “Вх.1” – высокочастотный сигнал  $U_{m_0}$  от генератора стандартных сигналов с уровнем несущей примерно 20 мВ. Изменяя уровни данных сигналов в разумных пределах, получить на гнездах “Вых.1” неискаженное АМ колебание с определенной глубиной модуляции. По осциллографическому изображению данного колебания определить установленную глубину модуляции ( $m < 100\%$ ) и сравнить ее с расчетной по формуле (2.19), используя значения входных сигналов  $U_0, U_M, U_{m_0}$ . Повторить данные операции при другом значении глубины модуляции.

### 2.5.2. Исследование перемножителя сигналов на основе временамплитудного преобразования

Переключатель S1 установить в положение 5. Снять зависимость  $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_X, U_Y)$ , изменяя  $U_X$  и  $U_Y$  через 1В в пределах от +7 до –7 В. Напряжения  $U_X$  и  $U_Y$  устанавливаются соответственно с помощью потенциометров  $R_{15}$  и  $R_{14}$  и контролируются вольтметром PV1 при соответствующем положении переключателя S3. Величина  $U_{\text{ВЫХ}}$  измеряется вольтметром PV2. Определить масштабный коэффициент по формуле

$$k = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_X U_Y}.$$



Зарисовать осциллограммы напряжений в контрольных точках в каждом квадранте ДД перемножаемых сигналов.

Результаты выполненных исследований предъявить руководителю и при положительной оценке выключить лабораторную установку и контрольно-измерительные приборы.

Выключить лабораторную установку.

## 2.6. Темы для самостоятельной управляемой работы студентов

1. Исследование делителя частоты на основе аналогового ПС.
2. Исследование удвоителя частоты.
3. Исследование амплитудного модулятора.
4. Исследование БМ.
5. Исследование ПС на основе ВАП.
6. Исследование корнеизвлекающего устройства на ПС.
7. Исследование аналогового делителя на основе ПС и ОУ.
8. Компьютерное моделирование параметров и характеристик функциональных устройств на основе ПС.

## 2.7. Контрольные вопросы

1. Свойства и методика определения основных параметров ПС.
2. Почему у СД на ПС амплитудная характеристика линейна?
3. Какова роль ограничителя АМ сигналов в СД на ПС?
4. Выполняет ли квадратор на ПС функцию демодуляции сигналов?
5. Изобразить форму выходного сигнала квадратора на ПС для двух различных уровней входного синусоидального напряжения.
6. В чем состоят отличия квадратического АД от СД (по характеристикам и принципу действия)?
7. Какова должна быть частота среза ФНЧ квадратического АД для выполнения соотношения (2.28) для КГИ?
8. Пояснить принцип работы ФД и методику снятия его фазовой характеристики.
9. Принцип действия ПС на основе ВАП.
10. Получение линейно изменяющегося напряжения для ПС на основе ВАП.
11. Каким образом осуществляется ШИМ в ПС на основе ВАП?
12. При каких условиях реализуется АМ на основе БМ?
13. Принцип действия ПС на основе операций логарифмирования и антилогарифмирования сигналов.
14. Как реализуется операция деления аналоговых сигналов на основе ПС?
15. Каким образом осуществляется операция извлечения квадратного корня из исследуемого сигнала с помощью ПС?

16. Принцип действия электронно-управляемого фазовращателя, применяемого в лабораторной установке.
17. Как создается фазомодулированный сигнал для исследования ФД?
18. Реализация демодулятора ЧМ сигналов на основе БМ.
19. Получение удвоения частоты исследуемого сигнала с помощью БМ.
20. Чем отличается БМ от четырехквadrантного ПС?
21. Каким образом можно расширить ДД обрабатываемых сигналов в аналоговом делителе на ПС?

Библиотека БГУИР

### 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА КАК ИСТОЧНИКА ТЕРМОСТАБИЛЬНОГО ТОКА И ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ПРЕЦИЗИОННОГО ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ЕГО ОСНОВЕ

#### 3.1. Цель работы

Изучение теоретических основ и методики экспериментального исследования основных свойств и параметров ПТ в режиме термостабильного тока и опорного напряжения, а также прецизионного источника опорного напряжения (ИОН), реализуемого на его основе.

#### 3.2. Полевой транзистор как источник термостабильного тока и опорного напряжения

##### 3.2.1. Теоретические основы полевого транзистора в режиме термостабильного тока и опорного напряжения

Способность ПТ особым образом изменять свои параметры под влиянием температуры окружающей среды с образованием на сток-затворной характеристике  $I_C = f(U_{ЗИ})|_{U_{СИ}=\text{const}}$  так называемой термостабильной точки (ТСТ) с координатами  $U_{ЗИ.0}$  и  $I_{C.0}$  позволяет использовать его как источник термостабильного тока  $I_0 = I_{C.0}$  и опорного напряжения  $U_0 = U_{ЗИ.0}$ . Теоретические и экспериментальные исследования ПТ в таком режиме выполнены нами в рамках проекта INTAS №2000/61 и опубликованы в [4].

Сток-затворные (проходные или передаточные) характеристики практические всех типов ПТ, как с р-п-переходом, так и МОП-транзисторов, работающих в режимах обеднения и обогащения, могут быть представлены квадратической параболой [1]:

$$I_C(U_{ЗИ}) = I_{C.МАКС} \left( 1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{ЗИ.ОТС}} \right)^2, \quad (3.1)$$

а характеристики крутизны – прямой линией:

$$S(U_{ЗИ}) = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗИ}}(U_{ЗИ}) = S_{МАКС} \left( 1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{ЗИ.ОТС}} \right), \quad (3.2)$$

где  $I_{C.МАКС}$  и  $S_{МАКС}$  – максимальные значения тока-стока и крутизны, определяемые при  $U_{ЗИ} = 0$  для транзисторов с р-п-переходом и МОП-транзисторов со встроенным каналом, а также при  $U_{ЗИ} = 2U_{ЗИ.ОТС}$  для МОП-транзисторов с индуцированным каналом;  $U_{ЗИ.ОТС}$  – напряжение отсечки тока стока;

$$S_{МАКС} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗИ}}(U_{ЗИ})|_{U_{ЗИ}=0} = -\frac{2I_{C.МАКС}}{U_{ЗИ.ОТС}}. \quad (3.3)$$

Характеристику крутизны (3.2) с учётом (3.1) и (3.3) можно представить и в другом, удобном в ряде случаев для практического использования, виде:

$$S(U_{зи}) = -\frac{2I_{C.МАКС}}{U_{зи.ОТС}} \sqrt{\frac{I_C(U_{зи})}{I_{C.МАКС}}} = -\frac{2\sqrt{I_C(U_{зи})}I_{C.МАКС}}{U_{зи.ОТС}}. \quad (3.4)$$

Координаты ТСТ для ПТ с каналом n-типа описываются уравнениями [1]:

$$U_{зи.0} = U_{зи.ОТС} - 2\frac{\beta}{\alpha}, \quad (3.5)$$

$$I_{C.0} = I_C(U_{зи})\Big|_{U_{зи}=U_{зи.ОТС}}, \quad (3.6)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  – температурные коэффициенты (ТК) составляющих дрейфа параметров ПТ, обусловленные соответственно относительной подвижностью носителей заряда в канале и контактной разностью потенциалов между затвором и каналом.

Усредненные значения ТК материала полупроводника, из которого изготовлены транзисторы, составляют  $\beta = -2,2 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$ ,  $\alpha = 2/3 \text{ \%}/^\circ\text{С}$ .

Используя (3.5) и (3.1), определяем соответствующий ТСТ ток стока (3.6)

$$I_{C.0} = I_{C.МАКС} \left(1 - \frac{U_{зи.0}}{U_{зи.ОТС}}\right)^2 = \left(\frac{2\beta}{\alpha}\right)^2 \frac{I_{C.МАКС}}{U_{зи.ОТС}^2}, \quad (3.7)$$

или с учетом вышеприведенных значений ТК  $\beta$  и  $\alpha$

$$I_{C.0} \approx 0,44 \frac{I_{C.МАКС}}{U_{зи.ОТС}^2 [\text{В}^{-2}]}. \quad (3.8)$$

Принимая во внимание (3.7), получаем крутизну (3.4) тока стока (3.6) в ТСТ

$$S_0 = S(U_{зи.0}) = -\frac{2\sqrt{I_{C.0}I_{C.МАКС}}}{U_{зи.ОТС}} = \frac{I_{C.0}}{-\beta/\alpha} = \frac{I_{C.0}}{0,33[\text{В}]} \approx \frac{3I_{C.0}}{[\text{В}]}. \quad (3.9)$$

Формируя ток  $I_{C.0}$  (3.7), (3.8) и преобразуя его в напряжение, например, в простейшем варианте реализации с помощью резистора  $R_0$ , включаемого в цепь истока (рис. 3.1,а), можно одновременно использовать ПТ как ГСТ и ИОН. При этом опорное напряжение с учетом (3.5)

$$U_0 = I_{C.0}R_0 = -U_{зи.0} = -\left(U_{зи.ОТС} - \frac{2\beta}{\alpha}\right) = -(U_{зи.ОТС} + 0,66[\text{В}]), \quad (3.10)$$

а номинал резистора  $R_0$ , удовлетворяющий заданному условию (3.7),

$$R_0 = \frac{U_0}{I_{C.0}} = -\frac{U_{зи.ОТС}}{I_{C.0}} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{C.0}}{I_{C.МАКС}}}\right). \quad (3.11)$$

Внутреннее сопротивление получаемого таким образом ИОН (см. рис. 3.1,а) можем оценить, если к его выходным клеммам подключим внешний источник переменного напряжения и в соответствии с эквивалентной схемой, представленной на рис. 3.1,б для переменного тока, определим

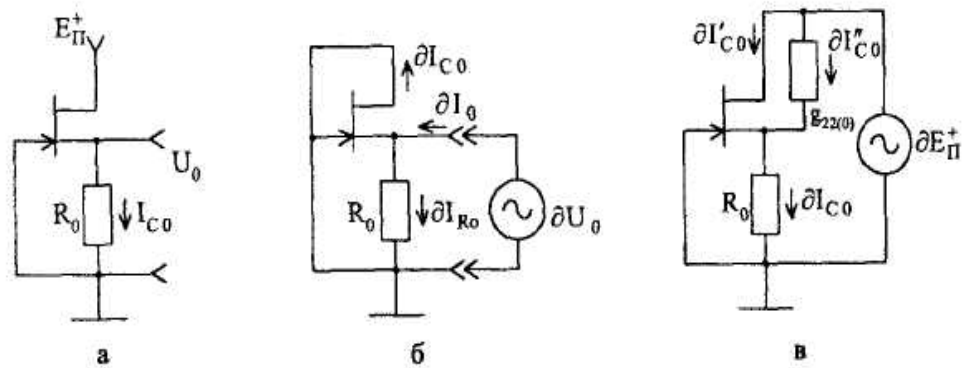


Рис. 3.1. Полевой транзистор с р-п-переходом в режиме ГСТ и ИОН (а) и эквивалентные схемы (б, в) для определения их внутренних сопротивлений

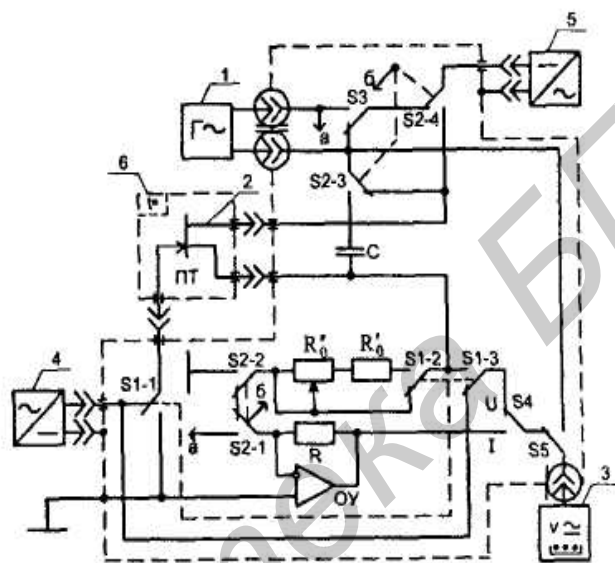


Рис. 3.2. Структурная схема экспресс-измерителя для исследования ПТ в режиме ГСТ и ИОН

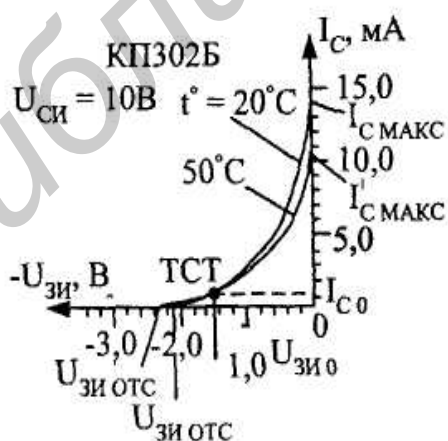


Рис. 3.3. Сток-затворные характеристики ПТ при двух значениях температуры

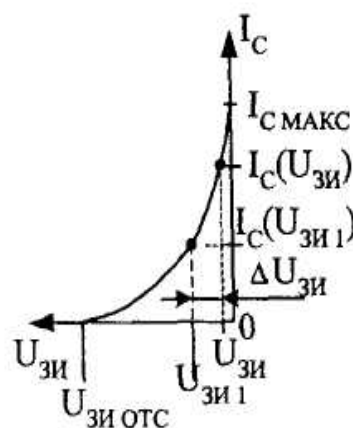


Рис. 3.4. Диаграммы сток-затворной характеристики ПТ, поясняющие метод измерения напряжения отсечки

переменные составляющие токов, протекающих по резистору  $R_0$  ( $\partial I_{R_0}$ ) и каналу ПТ ( $\partial I_{C,0}$ ), образующих суммарный ток  $\partial I_0$ :

$$R_{i,U_0} = \frac{\partial U_0}{\partial I_0} = \frac{\partial U_0}{\partial I_{R_0} + I_{C,0}} = \frac{1}{\frac{\partial I_{R_0}}{\partial U_0} + \frac{I_{C,0}}{\partial U_{зи,0}}} = \frac{1}{\frac{1}{R_0} + S_0} = \frac{R_0}{1 + S_0 R_0} = \frac{R_0}{F_0}, \quad (3.12)$$

где  $F_0$  – глубина ООС в режиме термостабилизации тока стока ПТ;

$$F_0 = 1 + S_0 R_0. \quad (3.13)$$

Внутреннее сопротивление получаемого в режиме термостабилизации ГСТ определим путем введения в цепь стока ПТ (см. рис. 3.1,а) внешнего генератора напряжения  $\partial E_{\Pi}^+$  с последующей оценкой результирующего тока  $\partial I_{C,0}$ , состоящего из тока стока  $\partial I'_{C,0}$ , образуемого за счет действия ООС в данной схеме, и тока  $\partial I''_{C,0}$  через собственную выходную проводимость  $g_{22(0)}$ , вынесенную за пределы ПТ, как показано на эквивалентной схеме замещения, представленной на рис. 3.1, в для переменного тока.

Полагая собственную выходную проводимость ПТ в данном режиме намного меньшей проводимости резистора  $R_0$  ( $g_{22(0)} \ll 1/R_0$ ), для искомого внутреннего сопротивления ГСТ можем записать

$$R_{i,ГСТ} = \frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial I_{C,0}} = \frac{\partial E_{\Pi}^+}{g_{22(0)} \partial E_{\Pi}^+ - S_0 \partial I_{C,0} R_0} = \frac{1}{g_{22(0)} - \frac{\partial I_{C,0}}{\partial E_{\Pi}^+} S_0 R_0} = \frac{1}{g_{22(0)} - \frac{S_0 R_0}{R_{i,ГСТ}}}. \quad (3.14)$$

Приводя уравнение (3.14) к явному виду, получаем

$$R_{i,ГСТ} = \frac{1 + S_0 R_0}{g_{22(0)}} = \frac{F_0}{g_{22(0)}}. \quad (3.15)$$

Собственная выходная проводимость ПТ в общем случае определяется по его выходной характеристике (зависимость тока стока  $I_C$  от напряжения между стоком и истоком  $U_{СИ}$  при постоянном напряжении между затвором и истоком  $U_{зи}$ )  $I_C = f(U_{СИ})|_{U_{зи}=\text{const}}$ , которая в интервале напряжений

$$(U_{зи} - U_{зи,отс}) \leq U_{СИ} \leq U_{СИ,макс}, \quad (3.16)$$

где  $U_{СИ,макс}$  – максимальное (допустимое) напряжение между стоком и истоком, изменяется незначительно, и в связи с этим ПТ рассматривается как стабилизатор тока с внутренним сопротивлением  $R_i$ , оцениваемым обратной величиной данной проводимости:

$$g_{22} = \frac{1}{R_i} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{СИ}}|_{U_{зи}=\text{const}} = \frac{I_C}{U_B}, \quad (3.17)$$

где  $U_B$  – параметр, соответствующий обратной величине коэффициента модуляции длины канала, имеющий размерность вольт [В] и по своим свойствам адекватный напряжению Эрли БТ. Для большинства ПТ  $U_B = 20 \dots 200$  В.

Проводимость (3.17) при токе стока  $I_C = I_{C,0}$  соответствует проводимости в ТСТ  $g_{22(0)}$ , которую необходимо подставлять в соотношение (3.15).

Для обеспечения нормального функционирования ИОН и ГСТ на основе ПТ напряжение питания  $E_{\Pi}^{\pm}$  должно удовлетворять условию, вытекающему из соотношения (3.16),

$$U_{\text{СИ.МАКС}} \geq E_{\Pi}^+ \geq [(U_{\text{ЗИ.0}} - U_{\text{ЗИ.ОТС}}) + U_0], \quad (3.18)$$

при этом его номинальное значение целесообразно принимать с учетом (3.10)

$$E_{\Pi}^+ = \frac{(U_{\text{ЗИ.МАКС}} - U_{\text{ЗИ.ОТС}})}{2}. \quad (3.19)$$

Коэффициент фильтрации питающего напряжения рассматриваемого ИОН, показывающий, во сколько раз снижается влияние изменений питающего напряжения  $\partial E_{\Pi}^+$  на изменение формируемого напряжения  $\partial U_0$ , может быть представлен в виде

$$K_{\Phi} = \frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial U_0} = \frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial I_{\text{С.0}}} \cdot \frac{\partial I_{\text{С.0}}}{\partial U_0} = \frac{R_{\text{И.ГСТ}}}{R_0}, \quad (3.20)$$

где производные, определяемые в соответствии с соотношениями (3.14) и (3.11),

$$\frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial I_{\text{С.0}}} = R_{\text{И.ГСТ}}, \quad \frac{\partial I_{\text{С.0}}}{\partial U_0} = \frac{\partial I_{R_0}}{\partial U_0} = \frac{1}{R_0}. \quad (3.21)$$

При использовании в качестве ИОН и ГСТ ПТ с параметрами  $I_{\text{С.МАКС}} = 9$  мА,  $U_{\text{ЗИ.ОТС}} = -3$  В,  $U_{\text{СИ.МАКС}} = 17$  В,  $U_{\text{В}} = 80$  В,  $\alpha = 2/3$  %/°С,  $\beta = -2,2$  мВ/°С, в соответствии с (3.7)–(3.13), (3.15), (3.17), (3.19), (3.20) получаем  $I_{\text{С.0}} = 0,44$  мА,  $S_0 = 1,33$  мА/В,  $U_0 = 2,34$  В,  $R_0 = 5,32$  кОм,  $R_{\text{И.У}_0} = 665$  Ом,  $F_0 = 8$ ,  $g_{22(0)} = 5,5 \cdot 10^{-6}$  См,  $R_{\text{И.ГСТ}} = 1,5$  МОм,  $E_{\Pi}^+ = 10$  В,  $K_{\Phi} \approx 273$ .

### 3.2.2. Экспресс-измеритель параметров и характеристик полевых транзисторов

Для экспериментального исследования ПТ в рассматриваемом режиме с определением всех его параметров предлагается использовать разработанный нами обобщенный вариант экспресс-измерителя, представленный на рис. 3.2.

В состав измерителя входят стандартные измерительные приборы: генератор 1 низкочастотных сигналов типа ГЗ-33, позволяющий по вторичной обмотке выходного трансформатора пропускать постоянную составляющую тока стока ПТ 2; комбинированный цифровой вольтметр 3 типа В7-40/1, работающий в режимах 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 и тока с погрешностями  $\delta I_{\sim} \leq \pm 0,2$  %,  $\delta I_{\sim} \leq \pm 1,0$  % в диапазоне токов от 0,01 мкА до 2А; источники питания 4, 5 постоянного тока прецизионные типа Б5-11, обеспечивающие разнополярные напряжения для задания необходимого режима работы ПТ 2; а также термокамера 6 типа 2В-151, создающая требуемый температурный режим исследования ПТ 2. Для контроля формы получаемых сигналов к измерителю параллельно вольтметру 3 может быть подключен осциллограф (на рис. 3.2 не показан).

Кроме этого в состав экспресс-измерителя входят строенный и счетверенный переключатели S1 и S2, одиночные переключатели S3 – S5 (все на два положения), обеспечивающие необходимый режим измерения параметров ПТ 2, а также ПТН на прецизионном ОУ типа К140УД21 с резистором  $R = 1$  кОм типа С5-60 и образцовый резистор  $R_0$ , состоящий из резистора  $R'_0$  типа С5-60 с номиналом в 910 Ом ( $\text{ТКС} \leq \pm 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ ) и многооборотного подстроечного резистора  $R''_0$  с номиналом 470 Ом, задающий режим термостабильного тока  $I_{C,0}$  ПТ 2 с высокой степенью точности. Питание ОУ осуществляется от отдельного источника питания  $E_{\Pi}^{\pm} = \pm 18$  В с целью получения требуемого динамического диапазона преобразования тока в напряжение (на рис. 3.2 не показан). Разделительный конденсатор  $C = 100$  мкФ.

Для экспериментального исследования использован n-канальный ПТ 2 типа КП302Б.

Положение переключателей, показанное на рис. 3.2, считается выключенным (исходным состоянием). Перевод любого из переключателей в противоположное положение соответствует включенному состоянию. Масштабный коэффициент преобразования ПТН на ОУ составляет  $1[\text{В/мА}]$ .

### 3.2.3. Методика измерения статических параметров полевых транзисторов

Методика измерения статических параметров ПТ заключена в следующем. При исходном положении переключателей S1 – S3 и включенном переключателе S5 с помощью источника 5 по вольтметру 3 в режиме измерения постоянного напряжения устанавливают напряжение  $U_{CH} = 10$  В. Переводя переключатель S5 в исходное положение и устанавливая с помощью источника 4 по вольтметру 3 соответствующее напряжение  $U_{ЗИ}$  и контролируя при включенном переключателе S4 по тому же вольтметру 3 ток стока  $I_C$ , снимают при двух значениях температуры  $t = 20$  °С и  $t' = 50$  °С в термокамере 6 сток-затворные характеристики  $I_C = f(U_{ЗИ})$  (рис. 3.3), по которым и определяют основные параметры ПТ 2.

В нормальных условиях ток стока  $I_{C,МАКС}$  фиксируют при напряжении  $U_{ЗИ} = 0$ , а напряжение отсечки  $U_{ЗИ,ОТС}$  при  $I_C = 10^{-6}$  А (1 мВ по вольтметру 3). Координаты ТСТ ( $U_{ЗИ,0}$  и  $I_{C,0}$ ) определяют приближенно по пересечению данных характеристик при двух значениях температуры (см. рис. 3.3).

Затем при включенных переключателях S1 и S4 и нормальной температуре  $t^{\circ} = 20^{\circ}\text{C}$ , подстраивая номинал резистора  $R''_0$ , по вольтметру 3 устанавливают полученное приближенное значение тока  $I_{C,0}$  в ТСТ, при этом при выключенном переключателе S4 вольтметр 3 должен показывать приближенное значение опорного напряжения  $U_{ЗИ,0}$ .

После этого, помещая и изымая ПТ 2 из термокамеры 6 с температурой  $t^{\circ} = 50^{\circ}\text{C}$ , фиксируют вольтметром 3 изменение напряжения  $U_{ЗИ,0}$ . Если это напряжение при помещении ПТ 2 в термокамеру 6 с  $t^{\circ} = 50^{\circ}\text{C}$  увеличивается по абсолютной величине относительно исходного, то номинал резистора  $R''_0$  сле-



дует уменьшить, чтобы ток  $I_{C,0}$  несколько увеличился относительно исходного. При обратной ситуации регулировку номинала резистора  $R_0''$  производят в большую сторону. За точное значение координат ТСТ ( $I_{C,0}$  и  $U_{зи,0}$ ) следует принять то, при котором напряжение  $U_{зи,0}$  или ток  $I_{C,0}$  не будут сколь-нибудь заметно изменяться при влиянии температуры.

Исходно не менее точно координаты ТСТ могут быть определены и без применения термостата б как такового, если воспользоваться разработанным нами [1] точным методом измерения напряжения отсечки ПТ с последующей оценкой искомых параметров на основании измеренного тока  $I_{C,МАКС}$  и априорно известных значений ТК  $\alpha$  и  $\beta$  в соответствии с формулами (3.5), (3.7) или (3.8), (3.10).

Применительно к сток-затворной характеристике (3.1) метод измерения напряжения отсечки сводится к заданию на этой характеристике (рис. 3.4) двух значений токов  $I_C(U_{зи})$  и  $I_C(U_{зи,1})$ , при этом если отношение этих токов составит число  $m = I_C(U_{зи,1})/I_C(U_{зи}) = 0,5$ , то учетверенная разность напряжений  $\Delta U_{зи} = U_{зи} - U_{зи,1}$  совместно с исходным напряжением  $U_{зи}$  образует определяемое напряжение отсечки:

$$U_{зи.отс} = \left( U_{зи} - \frac{2}{1-m} \Delta U_{зи} \right) \Big|_{m=0,5} = U_{зи} - 4\Delta U_{зи}. \quad (3.22)$$

В дальнейшем, изменяя температуру окружающей среды ПТ 2 за счет местного нагрева или охлаждения путем поднесения к его корпусу жала нагретого паяльника или кусочка сухого льда, можно удостовериться в точности выполнения операции задания термостабильного режима работы ПТ 2, или при необходимости осуществить подстройку номинала резистора  $R_0''$  в соответствии с вышеописанной методикой.

Независимо от принятого способа задания термостабильного режима работы ПТ 2 результирующий номинал резистора  $R_0 = R_0' + R_0''$  оценивается по формуле

$$R_0 = \frac{-U_{зи,0}}{I_{C,0}}. \quad (3.23)$$

Результаты измерений основных статических параметров ПТ 2 типа КП302Б занесены в табл. 3.1, в которой отражаются и динамические параметры ИОН и ГСТ на основе данного транзистора.

Выходные характеристики ПТ 2  $I_C = f(U_{си}) \Big|_{U_{зи}=\text{const}}$  снимают при положении переключателей S1 – S3, показанном на рис. 3.2, а переключатели S4 и S5 попеременно включаются и выключаются. Устанавливая по вольтметру 3 соответствующее напряжение  $U_{си}$  источника 5 и контролируя при этом тем же вольтметром напряжение на выходе ОУ, пропорциональное току стока  $I_C$ , получают выходную характеристику при нулевом напряжении источника 4 ( $U_{зи} = 0$ ). Данную характеристику при  $U_{зи} = U_{зи,0}$  снимают аналогично, предварительно установив это напряжение по вольтметру 3 при тех же положениях переключателей S4 и S5 на выходе источника 4. Вид выходных характеристик, полученных экспериментально, представлен на рис. 3.5.

По выходной характеристике при  $U_{зи} = 0$  находят внутреннее сопротивление ПТ в режиме ГСТ без ООС (3.17):

$$R_i = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} = \frac{20}{2,34 \cdot 10^{-3}} = 8,54 \text{ кОм.} \quad (3.24)$$

Оценить сколько-нибудь точно внутреннее сопротивление (3.24) ГСТ на ПТ в режиме термостабильного тока по экспериментальной выходной характеристике при  $U_{зи} = U_{зи.0}$  практически невозможно. Точную оценку  $R_{i.ГСТ}$  (3.15) в режиме термостабильного тока с ООС за счет сопротивления  $R_0$  (3.23) произведем иначе, с использованием измерительной аппаратуры (см. рис. 3.2)

### 3.2.4. Методика измерения основных параметров генератора термостабильного тока и источника опорного напряжения на полевых транзисторах

**Измерение внутреннего сопротивления ГСТ на ПТ в режиме термостабильного тока** осуществляют путем включения последовательно с источником 5 питания генератора 1 сигналов, вырабатывающего выходное напряжение  $U_{Г\sim}$ , с последующей регистрацией переменной составляющей термостабильного тока  $I_{c.0\sim}$  вольтметром 3 и расчетом по формуле

$$R_{i.ГСТ} = \frac{U_{Г\sim}}{I_{c.0\sim}}. \quad (3.25)$$

Для реализации данного режима измерения включают переключатель S5 и устанавливают напряжение источника 5, соответствующее середине анализируемой выходной характеристики ПТ(3.19)

$E_{п}^+ = (U_{си.макс} - U_{зиотс})/2 = (30 - 2,19)/2 \approx 14 \text{ В}$ , где  $U_{си.макс} \leq 30 \text{ В}$ . Затем переключатель S5 возвращают в исходное состояние и включают переключатели S1, S3 и S4. При этом, изменяя выходное напряжение генератора 1 на рабочей частоте, например,  $f = 1 \text{ кГц}$ , по вольтметру 3 в режиме измерения переменного напряжения устанавливают уровень переменной составляющей тока стока ПТ 2, например равный  $10 \text{ мкА}$  ( $I_{c.0\sim} = 10 \text{ мкА}$ ), что соответствует  $10 \text{ мВ}$  напряжения на выходе ОУ, и при включенном переключателе S5 фиксируют получаемое напряжение  $U_{Г\sim} = 5,21 \text{ В}$  генератора 1, что в соответствии с (3.25) составляет  $R_{i.ГСТ} = 521 \text{ кОм}$  (см. табл. 3.1).

При проведении данного эксперимента следует следить за тем, чтобы амплитуда сигнала генератора 1 не выходила за пределы линейного участка исследуемой выходной характеристики ПТ. Корректность этой операции можно проверить путем изменения напряжения  $E_{п}^+$  в окрестности изначально определенного уровня (3.19), что не должно вызывать отклонения показаний вольтметра 3. В противном случае необходимо измерение  $R_{i.ГСТ}$  (3.25) проводить при

Таблица 3.1  
Результаты эксперимента

Параметры	Значения параметров
$I_{c \text{ макс.}}, \text{мА}$	14,8
$U_{\text{зи отс.}}, \text{В}$	-2,19
$I_{c0}, \text{мА}$	1,29
$U_{\text{зи0}}, \text{В}$	-1,53
$R_o, \text{Ом}$	1185
$R_{\text{ГСТ}}, \text{Ом}$	521
$K_{\phi}$	439,6
$R_{U_o}, \text{Ом}$	213
$U_B, \text{В}$	120,3

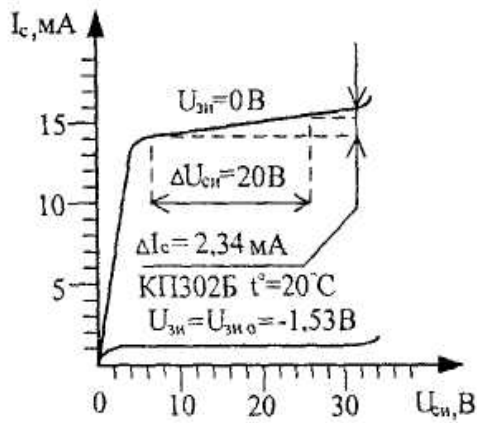


Рис. 3.5. Экспериментально получаемые выходные характеристики ПТ

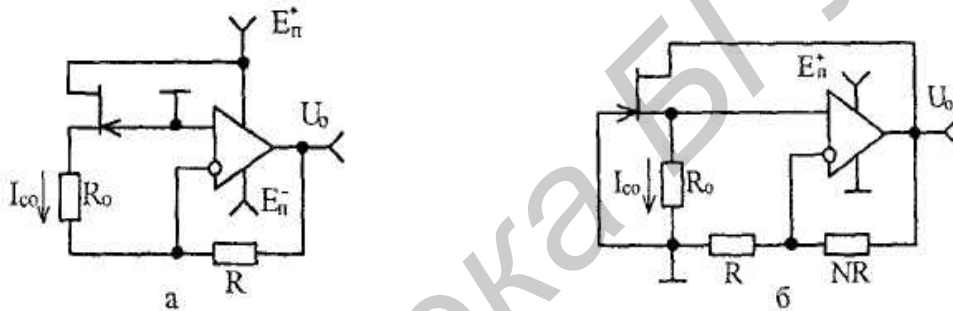


Рис. 3.6. ИОН с масштабным преобразованием термостабильного тока стока ПТ в напряжение на основе инвертирующей (а) и неинвертирующей (б) ОС

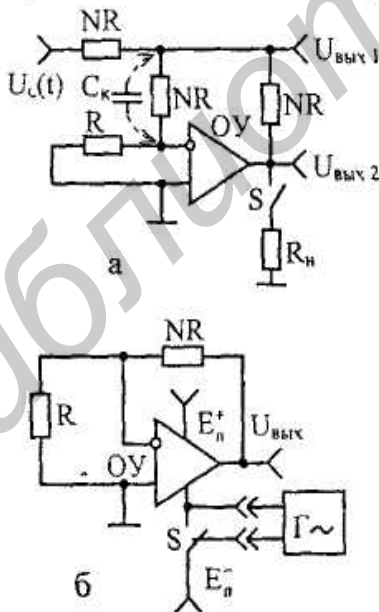


Рис. 3.7. Схемы для измерения основных параметров ОУ

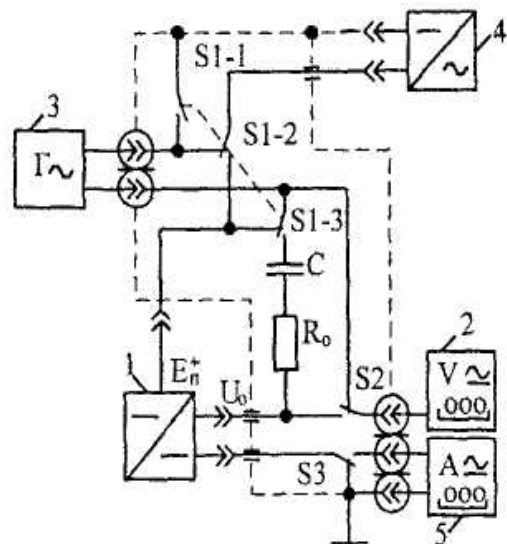


Рис. 3.8. Схема измерения основных параметров прецизионного ИОН

меньшем значении переменной составляющей тока стока ПТ  $I_{C.0\sim}$ , например в 1 мкА.

**Измерение коэффициента фильтрации ИОН** производят при прежнем режиме ПТ 2 по постоянному току, но с тем отличием, что переключатели S1 и S3 остаются включенными, а S4 и S5 – выключенными, при этом по вольтметру 3 путем изменения выходного напряжения генератора 1 устанавливают уровень переменного напряжения, например, равным 10 мВ ( $U_{0\sim} = 10$  мВ) и, включив переключатель S5, измеряют напряжение генератора 1  $U_{Г\sim}$ , в данном эксперименте равное 4,396 В ( $U_{Г\sim} = 4,396$  В), с последующим вычислением искомого параметра по формуле (3.20):

$$K_{\phi} = \frac{R_{i.ГСТ}}{R_0} = \frac{U_{Г\sim}}{U_{0\sim}}. \quad (3.26)$$

В соответствии с (3.26) и полученными данными  $K_{\phi} = 439,6$  (см. табл. 3.1). Формула (3.26) позволяет достаточно точно определить сопротивление  $R_0$ , обеспечивающее термостабильный ток ПТ 2, по экспериментальным данным с учетом  $R_{i.ГСТ}$  (3.25),  $R_0 = R_{i.ГСТ}/K_{\phi} = 521 \cdot 10^3 / 439,6 = 1185$  Ом (см. табл. 3.1), не прибегая к использованию омметра в составе вольтметра 3, которым можно измерить номинал этого резистора при отключенном от экспресс-измерителя ПТ 2 (см. рис. 3.2). Использование омметра подтверждает полученный расчетным путем номинал резистора  $R_0$  достаточно точно (с погрешностью, приписанной омметру,  $\delta R \leq \pm 0,15$  %).

**Измерение внутреннего сопротивления ИОН на основе ПТ** выполняют при прежнем значении напряжения питания источника 5 и включенных переключателях S1 – S4. Изменяя выходное напряжение генератора 1, устанавливают переменную составляющую выходного тока ИОН  $I_{0\sim}$  по вольтметру 3, например, равную 100 мкА ( $I_{0\sim} = 0,1$  мА), что соответствует переменному напряжению на выходе ОУ в 100 мВ, и, включив переключатель S5, отсчитывают показания вольтметра 3 в виде напряжения  $U_{0\sim}$ , равного в данном случае 21,3 мВ ( $U_{0\sim} = 21,3$  мВ). В соответствии с законом Ома вычисляют внутреннее сопротивление ИОН по модифицированной формуле (3.12):

$$R_{i.U_0} = \frac{\partial U_0}{\partial I_0} = \frac{U_{0\sim}}{I_{0\sim}}. \quad (3.27)$$

При полученных данных искомое сопротивление (3.27) составляет 213 Ом (см. табл. 3.1).

**Измерение напряжения  $U_B$  ПТ** может быть выполнено с помощью экспресс-измерителя, если переключатели S1 – S4 вернуть в исходное состояние, включить S5 и с помощью вольтметра 3, переведенного в режим измерения постоянного напряжения, установить напряжение питания источника 5 в соответствии с (3.19). Затем, включив S4, выключив S5 и изменяя напряжение источника 4, по вольтметру 3 устанавливают постоянную составляющую тока стока ПТ 2 вблизи максимального значения, например равную 10 мА ( $I'_{C.МАКС} = 10$  мА), что соответствует постоянному напряжению на выходе ОУ в 10 В.

Включают переключатель S3 и, регулируя выходное напряжение генератора 1, по вольтметру 3, переведенному в режим измерения переменной состав-

ляющей напряжения, устанавливают значение тока стока ПТ 2, например, равное 100 мкА ( $I'_{C.МАКС\sim} = 0,1\text{мА}$ ), что соответствует переменному напряжению на выходе ОУ в 0,1 В. Получаемое при этом выходное напряжение генератора 1  $U'_{Г\sim}$  измеряют вольтметром 3 при включенном переключателе S5. В данном эксперименте это напряжение составило 1,203 В ( $U'_{Г\sim} = 1,203$  В). Искомое напряжение определяют по модифицированной формуле (3.17)

$$U_B = I'_{C.МАКС} \frac{U'_{Г\sim}}{I'_{C.МАКС\sim}}. \quad (3.28)$$

В соответствии с (3.28) и полученными данными напряжение, обратно пропорциональное коэффициенту модуляции длины канала ПТ 2,  $U_B = 120,3$  В (см. табл. 3.1).

Итак, теоретический анализ и практический синтез на основе предложенного экспресс-измерителя позволяет достаточно точно и эффективно осуществлять исследование различных типов ПТ как источников термостабильного тока и опорного напряжения.

### 3.3. Прецизионные источники опорного напряжения на основе полевых транзисторов

#### 3.3.1. Теоретические основы источников опорного напряжения на полевых транзисторах и операционных усилителях

Рассмотренный в п. 3.2.1. ИОН (см. рис. 3.1, а) с преобразованием термостабильного тока стока  $I_{C0}$  (3.8) ПТ в напряжение  $U_0$  (3.10) с помощью резистора  $R_0$ , имея высокое внутреннее сопротивление  $R_{i.U_0}$  (3.12), реально составляющее сотни ом (см. табл. 3.1), обладает низкой нагрузочной способностью, т.е. он не может отдавать в нагрузку заметной величины изменяющегося тока. Кроме того, термостабилизированное опорное напряжение  $U_0$  (3.10), номинальное значение которого невелико, не может быть выбрано произвольно, так как зависит только от параметров используемого транзистора.

Для исключения отмеченных недостатков нами предложены две высокоточные схемы ИОН [18] (рис. 3.6), в которых преобразование термостабильного тока стока  $I_{C0}$  ПТ осуществляется с помощью ОУ в режиме инвертирующей и неинвертирующей ОС. В этих схемах режим термостабильного тока  $I_{C0}$ , как и прежде, задается резистором  $R_0$  в соответствии с формулой (3.11).

В первой схеме (см. рис. 3.6,а) термостабильный ток  $I_{C0}$  с помощью ПТН на ОУ и резисторе  $R$  преобразуется в опорное напряжение

$$U_0 = -I_{C0}R, \quad (3.29)$$

которое в интервале рабочих выходных напряжений используемого ОУ можно выбрать произвольно, изменяя номинал резистора  $R$ .

Внутреннее сопротивление полученного таким образом ИОН определяется входным дифференциальным  $R_{ВХ.Д}$  и выходным  $R_{ВЫХ}$  сопротивлениями и

коэффициентом передачи  $K_0$  ОУ с учетом действующей в схеме глубины ООС по напряжению  $F = 1 + \beta K_0$ , где  $\beta$  – коэффициент передачи по петле ООС:

$$R_{i.U_0} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{F} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + K_0 / \left[ 1 + \frac{R}{R_{i.\Gamma\text{CT}}} \left( 1 + \frac{R_{i.\Gamma\text{CT}}}{R_{\text{ВХ.Д}}} \right) \right]}. \quad (3.30)$$

Здесь  $R_{i.\Gamma\text{CT}}$  – внутреннее сопротивление ГСТ на ПТ и резисторе  $R_0$ , определяемое в соответствии с (3.15).

Используя применительно к рассматриваемой схеме ИОН цифровые данные из подраздела 3.2.1  $I_{C0} = 0,44$  мА,  $R_{i.\Gamma\text{CT}} = 1,5$  МОм и ОУ с параметрами  $R_{\text{ВЫХ}} = 1$  кОм,  $R_{\text{ВХ.Д}} = 1$  МОм,  $K_0 = 5 \cdot 10^4$  и  $E_{\text{П}} = \pm 15$  В, для желаемого опорного напряжения  $U_0 = 5$  В в соответствии с (3.29) и (3.30) получаем  $R = 11,36$  кОм и  $R_{i.U_0} = 0,02$  Ом. При таком малом внутреннем сопротивлении изменение выходного тока ИОН (тока в нагрузке) на  $\Delta I_{\text{Н}} = \pm 5$  мА вызывает изменение опорного напряжения всего лишь на  $\delta U_0 = R_{i.U_0} \cdot \Delta I_{\text{Н}} / U_0 = \pm 0,002$  %.

Коэффициент фильтрации питающего напряжения без учета влияния напряжения питания ОУ оценивается по (3.20), только с тем отличием, что производная  $\frac{\partial I_{C0}}{\partial U_0} = \frac{1}{R}$ , и, следовательно,

$$K_{\Phi} = \frac{R_{i.\Gamma\text{CT}}}{R}. \quad (3.31)$$

С учетом влияния напряжений питания  $E_{\text{П}}^{\pm}$  ОУ коэффициент фильтрации питающего напряжения ИОН (см. рис. 3.6,а)

$$K_{\Phi} = \frac{\partial E_{\text{П}}^+}{\partial U_0} = \frac{\partial E_{\text{П}}^+}{\partial E_{\text{П}}^-} \cdot \frac{\partial E_{\text{П}}^-}{\partial U_{\text{СМ.0}}} \cdot \frac{\partial U_{\text{СМ.0}}}{\partial U_0}, \quad (3.32)$$

где обратная величина производной  $\frac{\partial E_{\text{П}}^-}{\partial U_{\text{СМ.0}}}$  представляет собой относительное

ослабление влияния изменения напряжения питания (ООВП) – параметр ОУ [2], который показывает, как изменяется напряжение смещения нуля  $U_{\text{СМ.0}}$  ОУ при изменении одного из питающих напряжений  $E_{\text{П}}^+$  или  $E_{\text{П}}^-$ , и имеет размерность [мкВ/В]:

$$\text{ООВП} = \frac{\partial U_{\text{СМ.0}}}{\partial E_{\text{П}}} = \frac{\Delta U_{\text{СМ.0}}}{\Delta E_{\text{П}}} \quad [\text{мкВ} / \text{В}]. \quad (3.33)$$

Обратную величину этого параметра называют коэффициентом подавления нестабильности питания.

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

$$\frac{\partial U_{\text{СМ.0}}}{\partial E_{\text{П}}} = 10^{\text{ООВП} / 20}. \quad (3.34)$$

Для отыскания производных, входящих в (3.32), составим уравнение, связывающее нестабильности источников питания в виде изменений напряжений питания  $\partial E_{\Pi}^+$ ,  $\partial E_{\Pi}^-$  и опорного  $\partial U_0$  с изменением напряжения смещения нуля  $\partial U_{\text{см.0}}$ , которое вводится последовательно с источниками сигнала в эквивалентную схему замещения ОУ. Заменяя ПТ с резистором  $R_0$  эквивалентным сопротивлением  $R_{i.\text{ГСТ}}$  (3.15) и используя принцип суперпозиции, для схемы ИОН (см. рис. 3.6,а) можно записать:

$$\partial U_{\text{см.0}} - \left( \frac{\partial U_0 R_{i.\text{ГСТ}}}{R_{i.\text{ГСТ}} + R} + \frac{\partial E_{\Pi}^+ R}{R_{i.\text{ГСТ}} + R} \right) = \frac{\partial U_0}{K_0}. \quad (3.35)$$

Из (3.35) находим

$$\frac{\partial U_{\text{см.0}}}{\partial U_0} = \left( \frac{1}{K_0} + \frac{1}{1 + R/R_{i.\text{ГСТ}}} \right) + \frac{\partial E_{\Pi}^+}{\partial U_0} / \left( 1 + \frac{R_{i.\text{ГСТ}}}{R} \right). \quad (3.36)$$

Решая совместно (3.36) и (3.32) и учитывая (3.34), получаем

$$K_{\Phi} = \frac{\frac{R_{i.\text{ГСТ}}}{R} \left( 1 + \frac{1}{K_0} \right) + \frac{1}{K_0}}{\frac{\partial E_{\Pi}^-}{\partial E_{\Pi}^+} \left( 1 + \frac{R_{i.\text{ГСТ}}}{R} \right) \frac{\partial U_{\text{см.0}}}{\partial E_{\Pi}^-} - 1} \approx \frac{\frac{R_{i.\text{ГСТ}}}{R}}{\left( 1 + \frac{R_{i.\text{ГСТ}}}{R} \right) 10^{\text{ООВП}/20} - 1}. \quad (3.37)$$

В приближенной части формулы (3.37) приняты  $K_0 \gg 1$  и одинаковые нестабильности источников питания  $\partial E_{\Pi}^- = \partial E_{\Pi}^+$ . С учетом прежних цифровых значений  $R_{i.\text{ГСТ}} = 1,5 \text{ мОм}$ ,  $R = 11,36 \text{ кОм}$  и принимаемом для ОУ  $\text{ООВП} = -80 \text{ дБ}$  в соответствии с (3.37)  $K_{\Phi} = 133,8$ , что всего примерно на 1,35 % больше значения  $K_{\Phi} = 132$ , получаемого по (3.31) без учета влияния ОУ на этот коэффициент.

Схема ИОН, представленная на рис. 3.6,б, позволяет существенно повысить коэффициент фильтрации  $K_{\Phi}$  (3.37) за счет питания стоковой цепи ПТ термостабилизированным опорным напряжением  $U_0$ , формируемым с помощью неинвертирующей ОС ОУ, если только его номинальное значение удовлетворяет условию

$$U_0 = I_{C0} R_0 (1 + N) \geq -U_{\text{зи.отс}}, \quad (3.38)$$

где  $N$  – действительное положительное число.

В связи с тем что в данной ОС опорное напряжение  $U_0$  и отличные от нуля напряжения на обоих входах ОУ совпадают по полярности, ОУ можно подключать к одному источнику питания с той же полярностью напряжения, например  $E_{\Pi}^+$ . При этом необходимый сдвиг уровней напряжений на входах и выходе создается искусственно путем соединения второго вывода  $E_{\Pi}^-$  с общей шиной.

Требуемое число  $N$ , входящее в (3.38), можно рассчитать, исходя из желаемого значения термостабилизированного опорного напряжения:

$$N = \frac{U_0}{I_{C0} R_0} - 1. \quad (3.39)$$

Коэффициент фильтрации для рассматриваемой схемы ИОН (см. рис. 3.6,б)

$$K_{\Phi} = \frac{\partial E_{\Pi}^{+}}{\partial U_{\text{CM.0}}} \cdot \frac{\partial U_{\text{CM.0}}}{\partial U_0}. \quad (3.40)$$

Первая составляющая  $K_{\Phi}$  (3.40) соответствует (3.34), а вторая определяется из уравнения, составляемого для схемы ИОН, в которой ГСТ на ПТ и резисторе  $R_0$  заменяется, как и ранее, эквивалентным сопротивлением  $R_{\text{i.ГСТ}}$  (3.15) и учитывается нестабильность опорного напряжения  $\partial U_0$ , вызываемая различными факторами:

$$\frac{\partial U_0 R_0}{R_{\text{i.ГСТ}}} + \partial U_{\text{CM.0}} - \frac{\partial U_0}{1+N} = \frac{\partial U_0}{K_0}. \quad (3.41)$$

Из (3.41) следует искомое отношение

$$\frac{\partial U_{\text{CM.0}}}{\partial U_0} = \frac{1}{1+N} + \frac{1}{K_0} - \frac{R_0}{R_{\text{i.ГСТ}}}. \quad (3.42)$$

Подставляя (3.34) и (3.42) в (3.40), получаем

$$K_{\Phi} = 10^{-\text{ООВП}/20} \left( \frac{1}{1+N} + \frac{1}{K_0} - \frac{R_0}{R_{\text{i.ГСТ}}} \right) \approx \frac{10^{-\text{ООВП}/20}}{1+N}. \quad (3.43)$$

Внутреннее сопротивление ИОН соответствует выходному сопротивлению неинвертирующей ОС используемого ОУ:

$$R_{\text{i.U}_0} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + \frac{K_0}{1+N}}. \quad (3.44)$$

Номиналы резисторов  $R$  и  $NR$  схемы ИОН (см. рис. 3.6,б) целесообразно определять из условия равенства сопротивлений их параллельного соединения и резистора  $R_0$ :

$$R = \frac{N+1}{N} R_0, \quad NR = (N+1)R_0. \quad (3.45)$$

Применяя прежние цифровые данные для рассматриваемой схемы ИОН ( $R_{\text{i.ГСТ}} = 1,5 \text{ МОм}$  (3.15),  $R_0 = 5,32 \text{ кОм}$  (3.11),  $U_0 = 5 \text{ В}$  (3.38),  $I_{\text{C}_0} = 0,44 \text{ мА}$  (3.8),  $K_0 = 5 \cdot 10^4$ ,  $R_{\text{ВЫХ}} = 1 \text{ кОм}$ ,  $\text{ООВП} = -80 \text{ дБ}$ ), в соответствии с (3.39), (3.43) – (3.45) получаем  $N = 1,136$ ,  $R_{\text{i.U}_0} \approx 0,04 \text{ Ом}$ ,  $K_{\Phi} = 4680$ ,  $R = 10 \text{ кОм}$ ,  $NR = 11,36 \text{ кОм}$ .

Если использовать прецизионный ОУ, например К140УД21, имеющий  $\text{ООВП} = -120 \text{ дБ}$ , то коэффициент фильтрации (3.43) возрастет в 100 раз и составит  $K_{\Phi} = 468 \text{ тыс}$ .

Таким образом, второй вариант схемы (см. рис. 3.6,б) по существу является прецизионным ИОН, который по коэффициенту фильтрации  $K_{\Phi}$  (3.43) при одинаковых условиях превосходит первый вариант реализации (см. рис. 3.6,а) примерно в 35 раз.

Рассмотренные ИОН позволяют получить ТК опорного напряжения  $U_0$ , номинально равный нулю ( $\text{ТК}_{U_0} = 0$ ), при условии, что значения всех парамет-



ров схемы точно соответствуют расчетным. На практике из-за отклонения параметров схемы ИОН от расчетных средних значений получаемый номинальный нулевой ТК<sub>U<sub>0</sub></sub> не является таковым, хотя при этом может оставаться весьма малым.

Строго говоря, и ток стока в ТСТ I<sub>C0</sub> (3.7), (3.8) зависит от температуры. Это означает, что, точно устанавливая соответствующий ток стока, можно добиться только дифференциальной компенсации при одном значении температуры, а в диапазоне температур будет появляться нескомпенсированный остаток.

Если предположить, что основным источником температурной нестабильности является относительное отклонение ( $\delta R_0$ ) от расчетного среднего значения сопротивления резистора R<sub>0</sub>, с помощью которого в схемах ИОН устанавливается напряжение в ТСТ U<sub>зи.0</sub>, то температурный дрейф опорного напряжения U<sub>0</sub> можно оценить, используя уравнение для ТК относительного изменения тока стока в диапазоне нормированного напряжения затвор-исток  $\gamma$  [1]:

$$\frac{\delta I_{ct^{\circ}}}{\Delta t^{\circ}}(\gamma) = \alpha + \frac{2\beta}{\left( U_{зи.отс} - 2\frac{\beta}{\alpha} \right)(1-\gamma) - 2\frac{\beta}{\alpha}}, \quad (3.46)$$

где

$$\gamma = \frac{U_{зи}}{U_{зи.0}}. \quad (3.47)$$

Рассматривая уравнение (3.46) вблизи  $\gamma = 1$  и представляя с учетом (3.10) и (3.47) его составляющую

$$1 - \gamma = \frac{U_{зи0} - U_{зи}}{U_{зи0}} = \frac{\Delta U_{зи0}}{U_{зи0}} = \frac{I_{C0} \Delta R_0}{I_{C0} R_0} = \delta R_0, \quad (3.48)$$

можно записать остаточный ТК опорного напряжения:

$$TK_{U_0}^* = TK_{I_{C0}} = \alpha + \frac{2\beta}{\left( U_{зи.отс} - \frac{2\beta}{\alpha} \right) \delta R_0 - \frac{2\beta}{\alpha}}. \quad (3.49)$$

Для реализуемого в интегральном виде относительного отклонения  $\delta R_0 \leq \pm 0,1\%$  (3.48) и при прежних значениях параметров ПТ в соответствии с (3.49) остаточный ТК опорного напряжения  $TK_{U_0}^* \leq \pm 0,0024\%/^{\circ}C$ , что вполне допустимо. Применяя лазерную или другую [2] подгонку номинала резистора R<sub>0</sub>, остаточный ТК<sub>U<sub>0</sub></sub>\* можно снизить.

Полученный результат распространяется практически на все рассмотренные схемы ИОН, включая и схемы с ОУ (см. рис. 3.6,а), так как в них отношение номиналов резисторов, с помощью которого осуществляется масштабирование опорного напряжения, реализованное в интегральном виде на одной подложке, можно считать нетермозависимым.

### 3.3.2. Методика измерения основных параметров операционных усилителей

Для реализации предельных возможностей используемых ИС вообще и ОУ в частности необходимо как можно более глубоко и точно знать их основные параметры и свойства [2]. 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.

Модифицированный инвертор с единичным коэффициентом передачи (рис. 3.7,а) может быть использован для измерения коэффициента передачи  $K_o$  и выходного сопротивления  $R_{вых}$ , а также малосигнальной АЧХ и частоты единичного усиления  $f_T$  ОУ.

Так как при больших коэффициентах передачи, например  $K_o = 10^6$ , напряжение между входами ОУ составляет единицы микровольт и измерение его затруднено, на входе ОУ предусматривают резистивный делитель, состоящий из двух нормированных по сопротивлению резисторов  $R$  и  $NR$ , который образует напряжение  $U_{вых.1}$ , являющееся усиленной (нормированной) копией напряжения между входами ОУ и подлежащее измерению совместно с выходным напряжением ОУ  $U_{вых.2}$ , находящимся с ним в жесткой связи:

$$\frac{U_{вых.1} \cdot R}{NR + R} K_o = U_{вых.2}.$$

Отсюда искомый коэффициент передачи ОУ

$$K_o = (N + 1) \frac{U_{вых.2}}{U_{вых.1}}. \quad (3.50)$$

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  $f_{c1}$ . 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 (3.50), 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  $U_{\text{СМ.0}}$  (3.32) 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. 3.7,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

$$f_T = fK_0(f) = f U_{\text{ВЫХ.2}} / U_{\text{ВЫХ.1}}, \quad (3.51)$$

которая вытекает из условия равенства площадей усиления  $S_y = 1 \cdot f_T = f \cdot K_0(f)$ .

Для исключения погрешности измерения частоты  $f_T$  (3.51), 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 можно дальше удалять от частоты  $f_T$  (3.51). При этом возможно использование следующего теста.

Уменьшают на порядок рабочую частоту и вычисляют частоту единичного усиления по формуле (3.51), а если ее значение остается практически прежним, снова уменьшают частоту входного сигнала на порядок и оценивают результат измерения, который с каждым шагом должен улучшаться (снижается 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 (3.51) следует ввести коэффициент трансформации сигналов  $(N+1)$ , так как при этом коэффициент передачи  $K_0(f)$  должен определяться по (3.50).

При измерении выходного сопротивления  $R_{\text{ВЫХ}}$  ОУ измерительная ОС остается такой, как и при определении коэффициента передачи  $K_0$ , 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

$$K_{0.H} = K_0 \frac{R_H}{R_{\text{ВЫХ}} + R_H}.$$

Отсюда искомое выходное сопротивление с учетом (3.50) и  $U_{\text{ВЫХ.2H}} = U_{\text{ВЫХ.2}}$ :

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_H \left( \frac{K_0}{K_{0.H}} - 1 \right) = R_H \left( \frac{U_{\text{ВЫХ.1H}}}{U_{\text{ВЫХ.1}}} - 1 \right), \quad (3.52)$$

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  $R_H$   $U_{ВЫХ.2H}$  отличается от этого напряжения без нагрузки  $U_{ВЫХ.2}$  ( $U_{ВЫХ.2H} \neq U_{ВЫХ.2}$ ), что возможно при измерениях полного выходного сопротивления  $Z_{ВЫХ}$  на повышенных частотах, то для выполнения условия  $U_{ВЫХ.2H} = U_{ВЫХ.2}$  в данной ситуации следует увеличить уровень входного сигнала, когда  $R_H$  подключено.

Соотношение (3.52) справедливо при условии  $NR \gg R_{ВЫХ}$ , 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.

Напряжение смещения нуля  $U_{СМ.0}$  и ООВП (3.33) могут быть измерены по схеме, представленной на рис. 3.7,б. Во включенном состоянии переключателя  $S$  напряжение питания отрицательной полярности  $E_{П}^-$  подается на используемый ОУ, минуя генератор синусоидальных сигналов  $\Gamma_{\sim}$ . Напряжение смещения нуля  $U_{СМ.0}$ , действующее между входами ОУ, усиливается и с выхода в виде напряжения  $U_{ВЫХ}$  посредством цепи ООС на резисторах  $R$  и  $NR$  возвращается на инвертирующий вход. При этом в измерительной ОС устанавливается динамическое равновесие, которое позволяет записать

$$\frac{U_{ВЫХ}R}{NR + R} = U_{СМ.0} = \frac{U_{ВЫХ}}{N+1}. \quad (3.53)$$

Таким образом, измерение напряжения (3.53) сводится к регистрации постоянного уровня напряжения  $U_{ВЫХ}$ , 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  $U_{СМ.0}$  (3.53) выходное напряжение используемых ОУ не выходило за пределы допустимых значений. При малых  $U_{СМ.0} \leq 10$  мВ этот коэффициент можно принять  $(N+1) = 1000$ , а при больших  $U_{СМ.0} > 10$  мВ –  $(N+1) = 100$ .

При измерении ООВП (3.33) необходимо последовательно с одним из источников питания, например отрицательной полярности  $E_{П}^-$ , как показано на рис. 3.7,б, ввести переменное напряжение  $U_{\Gamma_{\sim}}$  от генератора стандартных сигналов  $\Gamma_{\sim}$ , позволяющего по вторичной обмотке своего выходного трансформатора пропускать постоянную составляющую тока источника питания, и зафиксировать переменную составляющую выходного напряжения измерительной ОС.

Действительно, в соответствии с определением и производной от (3.53) искомый параметр

$$\text{ООВП} = \frac{\partial U_{СМ.0}}{\partial E_{П}^{\pm}} = \frac{\partial U_{ВЫХ}}{(N+1)\partial E_{П}^{\pm}} = \frac{U_{ВЫХ_{\sim}}}{(N+1)U_{\Gamma_{\sim}}}. \quad (3.54)$$

В диапазоне возможных измеряемых величин  $ООВП = -(60...120)$  дБ коэффициент трансформации сигналов целесообразно сохранять неизменным  $(N+1) = 1000$ , а выходное напряжение генератора устанавливать  $U_{Г\sim} = 0,1$  В при измерениях  $ООВП$  до  $-80$  дБ и  $U_{Г\sim} = 1$  В – свыше  $-80$  дБ, при этом уровень выходного напряжения  $U_{ВЫХ\sim}$  будет приемлем для измерений вольтметром переменного тока.

При исследовании ОУ с повышенным напряжением смещения нуля  $U_{СМ.0}$  (3.53), которые характеризуются, как правило, невысокой степенью  $ООВП$  (3.54), чтобы не перегружать ОУ выходным напряжением постоянного уровня, может быть использован масштабный коэффициент  $(N+1) = 100$  и увеличенный уровень напряжения генератора  $U_{Г\sim} = 1$  В. При всех данных измерениях напряжения питания  $E_{П}^{\pm}$  должны соответствовать типовому значению или быть несколько сниженными, но не более чем на величину амплитуды переменного напряжения генератора  $U_{Г\sim}$ .

Аналогично при необходимости можно оценить влияние второго источника питания на параметр (3.54), переместив генератор сигналов  $\Gamma_{\sim}$  в цепь источника напряжения питания положительной полярности  $E_{П}^+$ . Результаты измерений должны быть примерно одинаковыми.

### 3.3.3. Методика измерения основных параметров прецизионного источника опорного напряжения

Методика измерения основных параметров прецизионного ИОН, к которым относится напряжение стабилизации  $U_0$ , внутреннее (выходное) сопротивление  $R_{i.U_0}$ , коэффициент фильтрации (стабилизации)  $K_{\Phi}$  ( $K_C$ ) питающего напряжения, практически та же, что и рассмотренная в п. 3.2.4, относящаяся к ИОН на ПТ в режиме термостабильности тока. Существенные отличия сводятся лишь к измерению внутреннего сопротивления  $R_{i.U_0}$ , которое в прецизионном ИОН весьма мало ( $R_{i.U_0} < 10$  Ом), и это определяет необходимость использования метода образцового резистивного делителя для его нахождения.

Сущность данного метода состоит в том, что образцовый резистор  $R_0$  включают последовательно с исследуемым внутренним сопротивлением  $R_{i.U_0}$ , образуя делитель, через который задается переменный ток  $I_{0\sim}$  от генератора переменного напряжения  $U_{Г\sim}$ , и по напряжению  $U_{0\sim}$ , получаемому на исследуемом сопротивлении, оценивают искомый параметр:

$$U_{0\sim} = I_{0\sim} R_{i.U_0} = \frac{U_{Г\sim} R_{i.U_0}}{R_0 + R_{i.U_0}} \Big|_{R_0 \ll R_{i.U_0}} = \frac{U_{Г\sim} R_{i.U_0}}{R_0}. \quad (3.55)$$

Для исключения методической погрешности, связанной с допустимым ограничением в формуле (3.55), измерения можно осуществить двумя путями: с

использованием двух образцовых измерительных приборов (вольтметра и амперметра) или одного образцового вольтметра и образцового резистора  $R_0$ .

В первом случае оценка внутреннего сопротивления производится, как и ранее (3.27), с регистрацией напряжения  $U_{0\sim}$  и тока  $I_{0\sim}$ , а во втором – в соответствии с точной частью формулы (3.55), контролируя только напряжение  $U_{\Gamma\sim}$  и  $U_{0\sim}$ :

$$R_{i.U_0} = \frac{R_0}{\frac{U_{\Gamma\sim}}{U_{0\sim}} - 1}. \quad (3.56)$$

Измерение всех основных параметров прецизионного ИОН, включая (3.56), может быть осуществлено по упрощенной схеме (рис. 3.8) в сравнении со схемой экспресс-измерителя, представленного на рис. 3.2.

В состав измерителя параметров ИОН1 (см. рис. 3.8) входят практически те же измерительные приборы с теми же техническими характеристиками, что и в экспресс-измеритель (см. рис. 3.2): комбинированный цифровой вольтметр типа В7-40/1, генератор 3 низкочастотных сигналов ГЗ-33, прецизионный источник 4 питания типа Б5-11. Для контроля тока  $I_{0\sim}$  может быть дополнительно использован амперметр 5 в виде второго цифрового вольтметра 2 в режиме измерения постоянного и переменного токов соответственно с погрешностями  $\delta I_{\sim} \leq \pm 0,2 \%$  и  $\delta I_{\sim} \leq \pm 1,0 \%$ .

Кроме этого, в состав измерителя входят строенные переключатель S1 и одиночные переключатели S2, S3 (все на два положения), а также образцовый резистор  $R_0 = 1 \text{ кОм}$  и разделительный конденсатор  $C = 200 \text{ мкФ}$ , обеспечивающий необходимый режим измерения параметров ИОН 1.

Положение переключателей, показанное на рис. 3.8, считается выключенным (исходным состоянием). Перевод любого из переключателей в противоположное положение соответствует включенному состоянию.

**Измерение основных параметров ИОН** производим при фиксированном напряжении питания  $E_{\Pi}^+ = 15\text{В}$  от источника 4, которое может быть проконтролировано вольтметром 2 в режиме измерения постоянного тока при исходных положениях всех переключателей и нулевом уровне выходного напряжения генератора 3.

**Напряжение стабилизации  $U_0$**  измеряется при включенном переключателе S2 и прежнем состоянии всех остальных органов управления измерителя.

**Измерение внутреннего сопротивления  $R_{i.U_0}$**  выполняется при исходных положениях переключателей S2, S3, включенных переключателе S1 и генераторе 3, выходное напряжение которого устанавливается  $U_{\Gamma\sim} = 10 \text{ В}$  с помощью вольтметра 2 в режиме измерения переменного напряжения. Затем, включив переключатель S2, по тому же вольтметру 2 отсчитывают напряжение  $U_{0\sim}$ , образуемое на выходе ИОН 1, и производят расчет искомого параметра по формуле (3.56). Если при этом включить переключатель S3, то по амперметру 5

можно отсчитать переменную составляющую тока  $I_{0\sim} \approx 10 \text{ мА}$ , с помощью которой в соответствии с формулой (3.27) или (3.55) можно удостовериться в правильности полученного результата.

**Измерение коэффициента фильтрации (стабилизации) ИОН** осуществляется при исходных положениях всех переключателей в соответствии с методикой, изложенной в подразделе 3.2.4, однако с тем отличием, что уровень выходного напряжения генератора 3 изначально устанавливаются  $U_{Г\sim} = 1 \text{ В}$  и при включенном переключателе S2 измеряют образующее на выходе ИОН 1 напряжение  $U_{0\sim}$ . Если это напряжение, контролируемое вольтметром 2, окажется меньше 1 мВ, то уровень выходного напряжения генератора 3 можно увеличить до  $U_{Г\sim} = 5 \text{ В}$  и отсчитать получаемое напряжение  $U_{0\sim}$ , а затем рассчитать искомый параметр по формуле (3.26):

$$K_{\Phi} = \frac{U_{Г\sim}}{U_{0\sim}}. \quad (3.57)$$

Коэффициент стабилизации опорного напряжения, по определению представляющий собой отношение относительных величин питающего  $\delta E_{\Pi}^+$  и стабилизируемого  $\delta U_0$  напряжений, оценивается с учетом (3.57) и ранее полученных величин  $E_{\Pi}^+$  и  $U_0$ :

$$K_c = \frac{\delta E_{\Pi}^+}{\delta U_0} = \frac{\delta E_{\Pi}^+}{E_{\Pi}^+} / \frac{\delta U_0}{U_0} = K_{\Phi} \frac{U_0}{E_{\Pi}^+}. \quad (3.58)$$

Как видим, формула (3.58), более точно характеризующая свойства ИОН, получена с использованием определения коэффициента фильтрации (3.20).

### 3.4. Описание лабораторной установки

Лабораторная установка, принципиальная схема которой представлена на рис. 3.9, предназначена для экспериментального исследования основных свойств и параметров ПТ в режиме термостабильного тока и опорного напряжения, а также прецизионного ИОН на его основе. Она разработана на основе измерительных схем, представленных на рис. 3.2, 3.7 и 3.8, с использованием полупроводниковых ИС ОУ типа К574УД1 (DA1, DA3, DA4) и К140УД17 (DA2), а также ПТ типа КП302Б (VT1) в качестве исследуемого и БТ типа КТ315Г как регулятора напряжения.

Положение органов управления лабораторной установки, с помощью которых осуществляется коммутация электрических цепей с целью получения требуемого режима работы исследуемых устройств, показанное на рис. 3.9, считается исходным (выключенным) состоянием, что соответствует нижнему положению рукояток одиночных S4, S6...S10, S12 и сдвоенного S13 двухполюсных переключателей и первому положению двухполюсных переключателей с тремя S5, S11 и четырьмя S1, S2, S3 направляющими. Перевод этих переключателей



чателей в верхнее или второе положения соответствует выключенному состоянию, изменяющему коммутацию цепей на противоположное относительно изображенного на рис. 3.9.

Переменные резисторы  $R_1$ ,  $R_7$  и  $R_2$ , регуляторы которых вынесены на переднюю панель лабораторной установки, позволяют регулировать напряжения затвор-исток  $U_{зи}$ , сток-исток  $U_{си}$  и задавать термостабильный режим работы исследуемого ПТ VT1, а разделительный  $C_1 = 100$  мкФ и блокировочный  $C_2 = 10$  мкФ конденсаторы обеспечивают режим работы по переменному току. БТ VT2, включенный по схеме ОК, выполняет роль повторителя напряжения, снимаемого с резистора  $R_7$ .

ПТ VT1 в режиме термостабильного тока, задаваемого резисторами  $R_2$  и  $R_3$  и ОУ DA2 с резисторами  $R_{10}$  и  $R_{12}$  при выключенных переключателях  $S1...S3$ ,  $S7$ , составляют исследуемый прецизионный ИОН по схеме, представленной на рис. 3.6,б.

С целью получения достоверной информации о параметрах используемых в ИОН ОУ DA2 в лабораторной установке предусмотрена возможность их измерения в соответствии с принципиальными схемами, изображенными на рис. 3.7. Резисторы  $R_{10}$  и  $R_{11}$  образуют делитель с масштабным коэффициентом  $(N + 1) = 1000$  (3.50), а резисторы  $R_{13}$  и  $R_{14}$  одинакового номинала ( $R_{13} = R_{14} = 100$  кОм) при включенных переключателях  $S1$ ,  $S2$ ,  $S11$  и выключенном  $S3$  – модифицированный инвертор с единичным коэффициентом передачи (см. рис. 3.7,а). При включенном  $S1$ , выключенных переключателях  $S2$ ,  $S3$  и  $S11$  и при включенном и выключенном  $S4$  реализуются измерения по схеме рис. 3.7,б. Резистор  $R_6 = 1$  кОм выполняет двойную роль: образцового (см. сопротивление  $R_0$  на рис. 3.8) или нагрузочного (см. сопротивление  $R_H$  на рис. 3.7, а) в зависимости от состояния переключателя  $S6$ .

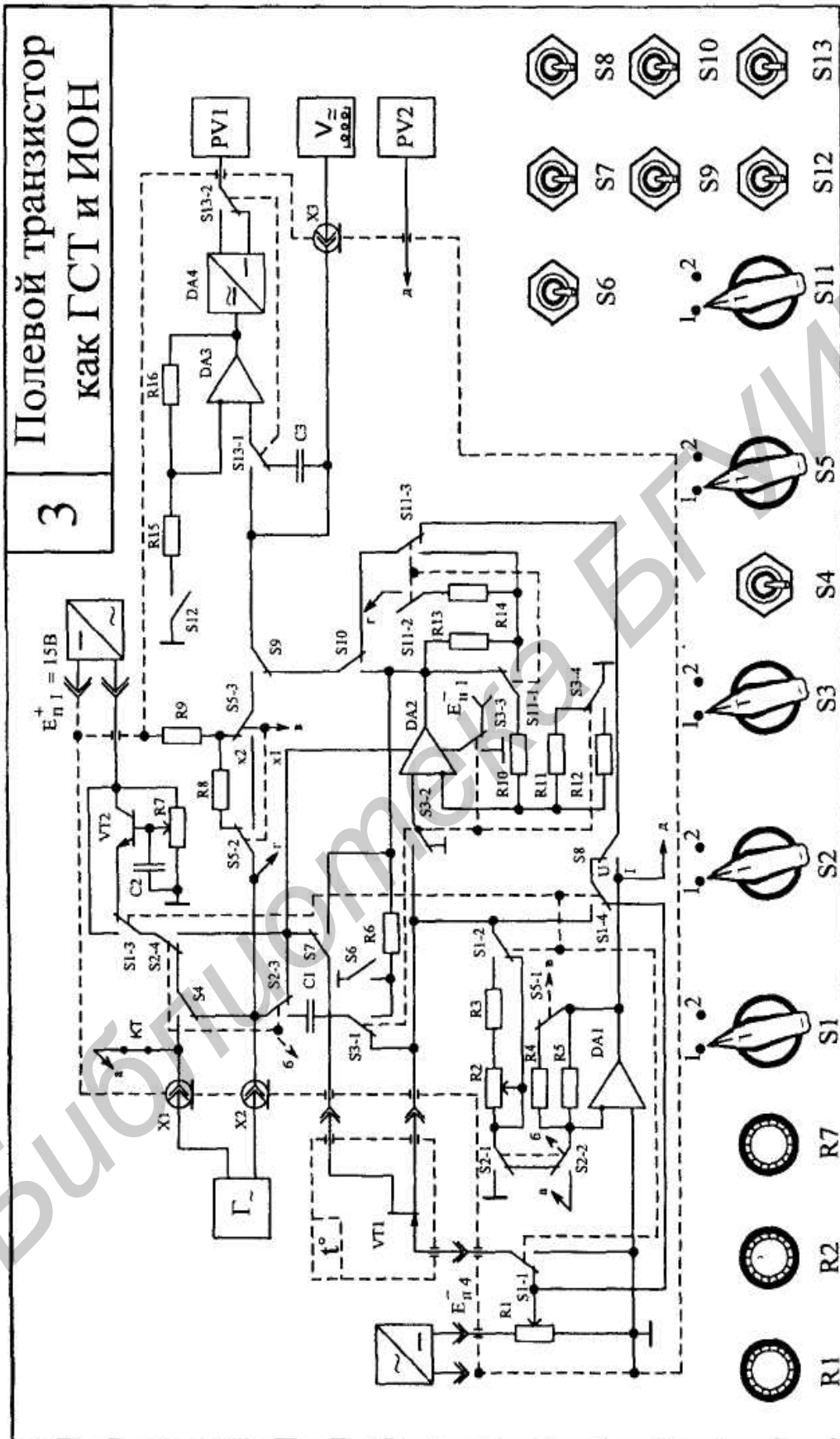


Рис. 3.9. Лабораторная установка для исследования ПТ как источника термостабильного тока и опорного напряжения и прецизионного ИОН на его основе

Для контроля постоянных и переменных напряжений и токов в лабораторную установку встроены ПТН и милливольтметр. ПТН выполнен на ОУ DA1 с резисторами  $R_4 = R_5 = 1$  кОм и переключателем S5-1 в цепи ООС, как в схеме экспресс-измерителя, представленной на рис. 3.2, с масштабными коэффициентами преобразования  $0,5$ [В/мА] или  $1$ [В/мА] в зависимости от того, включен или выключен переключатель S5-1 (соответственно множители «x2» или «x1») отсчетных шкал ИП.

В состав встроенного милливольтметра входят аттенюатор на резисторах  $R_8$  и  $R_9$ , одинакового номинала с коэффициентом ослабления сигналов в 2 раза (множитель отсчетной шкалы «x2»); масштабный преобразователь (МП) на ОУ DA3 с резисторами  $R_{15}$ ,  $R_{16}$  и переключателем S12, осуществляющим изменение коэффициента передачи с единичного на стократный (множители «x1» и «x0,01» соответственно); преобразователь DA4 переменного напряжения в постоянное с единичным коэффициентом передачи, реализованный по схеме, представленной на рис. 1.25; а также переключатели S5, S9, S10, S12, S13, разделительный конденсатор  $C_3$  и отсчетный прибор PV1, вынесенный на панель основной стойки. Переключатель S5 с тремя направляющими во включенном состоянии исключает из схемы измерений аттенюатор и одновременно переводит ПТН на коэффициент преобразования  $1$ [В/мА] (множитель «x1»), а двояный переключатель S13 – изменяет режим преобразования сигналов с переменного на постоянное напряжение.

С помощью переключателей S8...S10, а также S1, S5, S11 милливольтметр может подключаться к различным измерительным цепям лабораторной установки и контролировать постоянные и переменные напряжения, а посредствам ПТН – постоянные и переменные составляющие токов. Контроль только постоянных составляющих токов осуществляется с помощью отсчетного прибора PV2, вынесенного на панель основной стойки.

Посредством высокочастотных разъемов X1 и X2 к лабораторной установке подключается генератор испытательных сигналов, а к разъему X3 может подключаться комбинированный образцовый цифровой вольтметр для более точных исследований и поверки встроенного милливольтметра PV1. Предусмотренные контрольные точки (КТ) на печатной плате лабораторной установки позволяют при их разблокировке подключать образцовый амперметр для поверки ПТН на ОУ DA1 и отсчетного прибора PV2.

Панель с исследуемыми устройствами крепится двумя винтами к панели основной стойки лабораторной установки, на которой размещены два гальванометра (отсчетные приборы PV1 и PV2), верхний для контроля напряжений и токов, а нижний – только тока. Пределы шкал обоих приборов составляют 1 и 10 В, которые переключаются соответствующими переключателями, размещенными рядом с гальванометрами. С учетом масштабных коэффициентов исследуемых преобразователей могут быть получены пределы шкал отсчетного прибора PV1 при контроле постоянных и переменных в амплитудных значениях напряжений 20, 10, 2, 1 В; 200, 100, 20, 10 мВ, а при контроле токов – 20, 10, 2, 1 мА; 200, 100, 20, 10 мкА. Пределы шкал отсчетного прибора PV2 составляют 20, 10, 2, 1 мА.

Лабораторная установка, полная принципиальная схема которой представлена на рис. 3.10, подключается к сети переменного тока 220 В посредством штепсельной вилки и приводится в действие переключателем «Сеть», расположенным на передней панели основной стойки. В состав лабораторной установки входят два стабилизированных источника питания  $E_{П.1}^+ = +15$  В и  $E_{П.2}^- = -15$  В, предназначенные для питания измерительной части схемы на ОУ DA1...DA4, и один параметрический стабилизатор на напряжение  $E_{П.4}^- = -5$  В для обеспечения режима измерения статических характеристик исследуемого ПТ VT1.

Для выполнения лабораторной работы необходимы следующие контрольно-измерительные приборы:

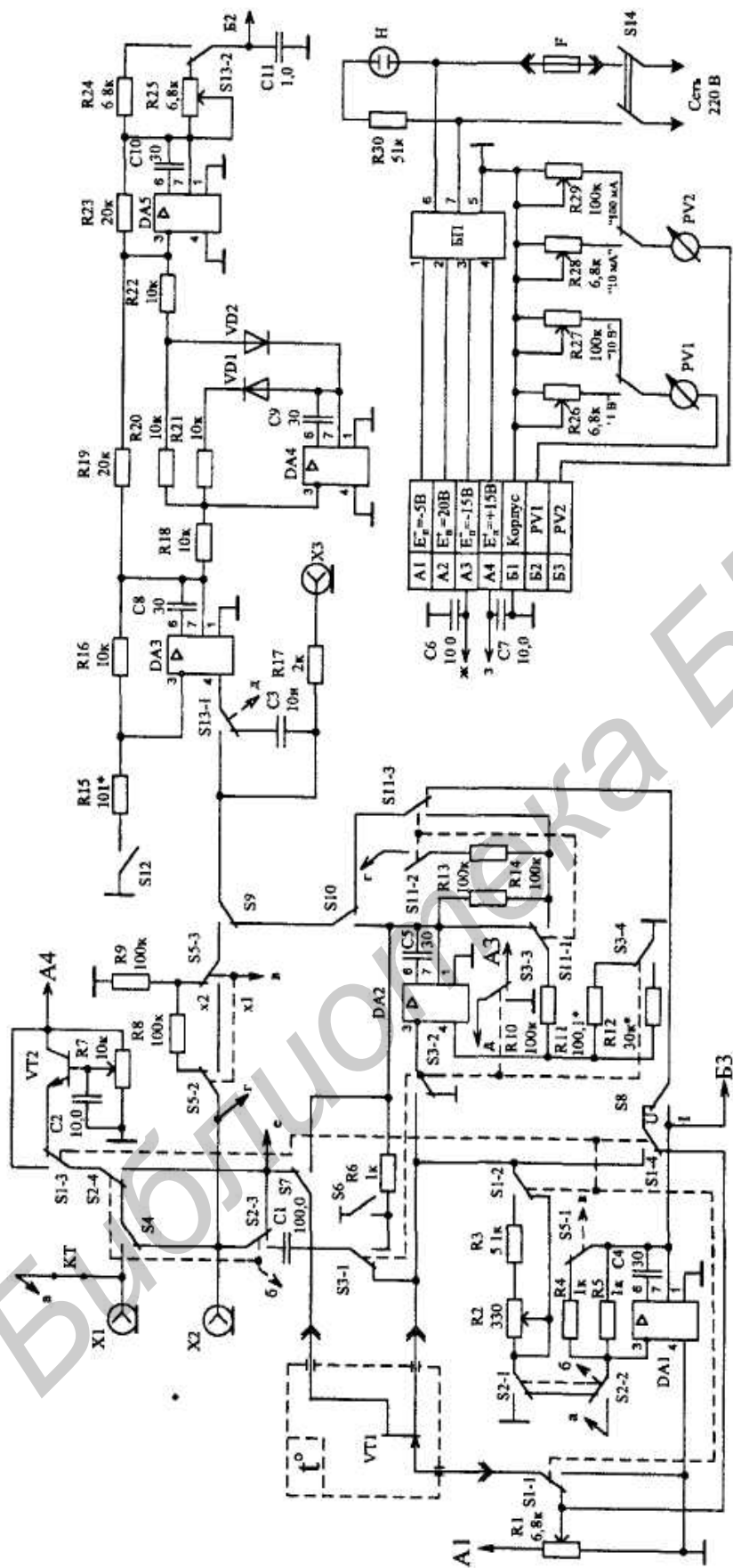
1. Генератор сигналов типа ГЗ-33.
2. Вольтметр цифровой комбинированный типа В7-40/1 (для СУРС).

### 3.5. Подготовка к работе

1. Изучить в полном объеме теоретическую часть лабораторной работы и методику экспериментального исследования основных параметров ПТ в режиме термостабильного тока и опорного напряжения и ОУ, а также прецизионного ИОН на их основе.

2. Рассчитать основные показатели ИОН и ГСТ на ПТ VT1 типа КП302Б с параметрами [19]  $I_{С.МАКС} \geq 18$  мА,  $U_{ЗИ.ОТС} \geq -7$  В,  $U_{СИ.МАКС} = 20$  В,  $U_B = 120$  В,  $\alpha = 2/3$  %/ $^{\circ}$ С,  $\beta = -2,2$  мВ/ $^{\circ}$ С, используя соотношения (3.7)...(3.13), (3.15), (3.17), (3.19) и (3.20).

3. Рассчитать основные показатели прецизионного ИОН на ПТ и ОУ по схеме, представленной на рис. 3.6,б, на опорное напряжение  $U_0 = 5$  В с применением расчетных параметров ПТ в режиме термостабильного тока и опорного напряжения, полученных в предыдущем пункте, а также усредненных параметров используемого ОУ типа К140УД17 [14]:  $K_0 = 2 \cdot 10^5$ , ООВП = -95 дБ,  $U_{СМ.0} = 0,075$  мВ,  $f_T = 0,4$  МГц,  $R_{ВЫХ} = 1$  кОм,  $I_{ВХ} = 4$  нА,  $E_{П}^+ = \pm(3...18)$  В. При этом использовать расчетные формулы (3.39), (3.43)...(3.45), (3.49).



DA1 DA5 - K574УД1

Выход 8 микросхемы DA1, DA3, DA4, DA5 соединить с точкой 3

Выход 5 микросхемы DA1, DA3, DA4, DA5 соединить с точкой Ж

Выход 8 микросхемы DA2 соединить с точкой е

Выход 5 микросхемы DA2 соединить с точкой д

Рис. 3.10. Принципиальная схема лабораторной установки для исследования ПТ как источника термостабильного тока и опорного напряжения и прецизионного ИОН на его основе

## 3.6. Выполнение работы

### 3.6.1. Подготовка лабораторной установки к работе

1. Внимательно ознакомиться с описанием и конструктивными особенностями лабораторной установки и контрольно-измерительной аппаратурой.

2. Привести все органы управления лабораторной установки в исходное положение: рукоятки всех двухполюсных переключателей перевести в нижнее положение, а переключатели с тремя и четырьмя направляющими – в первое положение, регуляторы резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_7$  повернуть влево до упора, переключатели на основной стойке установить на предел измерения «10 В».

3. Подключить к разъемам X1, X2 лабораторной установки генератор испытательных сигналов, а саму установку и генератор – к сети переменного тока, если они не были подключены ранее. Включить и прогреть ИП в течение 10 мин, уровень выходного напряжения генератора уменьшить до нуля, установить его минимальное внутреннее сопротивление и частоту измерения  $f = 100$  Гц.

**Внимание!** При выполнении работы, совершая определенные манипуляции с органами управления, с целью не допущения различного рода перегрузок отсчетных приборов PV1 и PV2 следует изначально устанавливать максимальные пределы шкал, а затем приводить их к удобному для отсчета измеряемых величин виду, при этом не допускать превышения уровней испытательного сигнала, рекомендуемых в подразд. 3.6.2. и 3.6.3.

### 3.6.2. Исследование полевого транзистора как источника термостабильного тока и опорного напряжения

1. Исследовать статистические параметры и характеристики ПТ в соответствии с методикой, изложенной в подразд. 3.2.3. Сток-затворную характеристику  $I_C = f(U_{зи})$  снимают при напряжении  $U_{си} = 10$  В, устанавливаемом регулятором  $R_7$  по вольтметру PV1, при включенном переключателе S13 и исходном положении остальных переключателей. При этом ток стока  $I_C$  контролируют по прибору PV2, а напряжение  $U_{зи}$ , устанавливаемое регулятором  $R_1$ , – по прибору PV1, пределы шкал которых выбирают исходя из удобств отсчета измеряемых величин в соответствии с рекомендациями, изложенными в подразд. 3.6.1. На этой характеристике в обязательном порядке фиксируют максимальный ток стока  $I_{C,макс}$  при  $U_{зи} = 0$  и напряжение отсечки  $U_{зи,отс}$  при  $I_C = 1$  мкА, который с целью повышения точности отсчета контролируют по милливольтметру PV1 с пределом шкалы в 10 мкА, что достигается при включенных переключателях S5, S8, S12 и переведенном в положение «1 В» переключателе на основной стойке.

Измерить **напряжение отсечки ПТ** по высокоточному методу. Для этого регулятором  $R_1$  по PV2 установить два уровня тока стока  $I_{C,1} = 1$  мА и

$I_{C.2} = 5$  мА, отсчитать по вольтметру PV1 при выключенных переключателях S8 и S12 соответствующие данным токам напряжения  $U_{зи.1}$  и  $U_{зи.2}$  и по формуле (3.22) рассчитать искомый параметр и сравнить его значение с ранее полученным. Даже при существенных отличиях за точное значение напряжения отсечки принять последнее.

Рассчитать **координаты ТСТ**  $I_{C.0}$ ,  $U_{зи.0}$  по формулам (3.8), (3.10) с учетом измеренных величин  $I_{C.МАКС}$  и  $U_{зи.ОТС}$  и посредством регулятора  $R_1$  по вольтметрам PV1 и PV2 зафиксировать координаты ТСТ, приблизив их значения как можно точнее к расчетным, и в дальнейшем считать их истинными.

Снять **выходные характеристики ПТ**  $I_C = f(U_{СИ})$  при  $U_{зи} = 0$  и  $U_{зи} = U_{зи.0}$ . С этой целью, не изменяя зафиксированное значение напряжения  $U_{зи.0}$ , включить переключатель S9 и, регулируя потенциометром  $R_7$  напряжение  $U_{СИ}$ , которое устанавливают по вольтметру PV1 ступенями через рационально задаваемый интервал, построить искомую характеристику. Аналогично снимают данную характеристику при повернутом влево до упора регуляторе  $R_1$  ( $U_{зи} = 0$ ). По последней характеристике в соответствии с формулой (3.24) определить, как показано на рис. 3.5, внутреннее сопротивление  $R_i$  ПТ в режиме ГСТ без ООС, а затем по формуле (3.17) рассчитать выходную проводимость  $g_{22}$  и **напряжение**  $U_B$ , соответствующее обратной величине коэффициента модуляции длины канала.

Для более точного определения напряжения  $U_B$  следует воспользоваться методикой, изложенной в подразд. 3.2.4, и, включив переключатели S5 и S9, регулятором  $R_7$  по вольтметру PV1 установить напряжение  $U_{СИ} = 10$  В, а регулятором  $R_1$  по вольтметру PV2 – ток стока, например  $I'_{C.МАКС} = 10$  мА. Затем, переведя вольтметр PV1 в режим измерения переменного напряжения путем возврата в исходное положение переключателей S9, S13 и включения S8 и S12, по этому же вольтметру, регулируя выходное напряжение генератора испытательных сигналов, установить переменную составляющую тока стока, например  $I'_{C.МАКС\sim} = 100$  мкА. После этого, выключив S12 и включив S9, отсчитать переменное напряжение генератора сигналов  $U'_{Г\sim}$  и по формуле (3.28) рассчитать искомое напряжение и сравнить его с определенным выше.

Полученные более точные статические параметры ПТ ( $I_{C.МАКС}$ ,  $U_{зи.ОС}$ ,  $U_B$ ) сравнить со справочными, приведенными в п.2 подразд. 3.5, и при их существенном расхождении уточнить расчеты основных показателей ИОН и ГСТ на исследуемом ПТ.

**2. Измерить основные параметры ГСТ и ИОН на ПТ в режиме термостабильного тока и опорного напряжения** по методике, изложенной в подразд. 3.2.4. Режим термостабильного тока ПТ, обеспечивающий получение термостабилизированных ГСТ и ИОН, реализуется при включенных переключателях S1, S5, S13 и исходных положениях других переключателей путем подстройки номинала резистора  $R_2$  и установления по приборам PV1 и PV2 уточненных значений координат ТСТ: напряжения  $U_{зи.0}$  и тока стока  $I_{C.0}$ .

**Внутреннее сопротивление ГСТ  $R_{i,ГСТ}$**  измеряют при напряжении  $U_{СИ} = E_{П.1}^+ = 15В$ , выключенном переключателе S13 и включенных S4, S8, S12. При этом, изменяя выходное напряжение генератора сигналов на рабочей частоте  $f = 100$  Гц, по вольтметру PV1 устанавливают уровень переменной составляющей тока стока, например  $I_{C.0\sim} = 10$  мкА, и, выключив S12 и включив S9, измеряют уровень выходного напряжения  $U_{Г\sim}$ . С учетом полученных данных по формуле (3.25) рассчитывают искомый параметр.

**Коэффициент фильтрации ИОН** определяют при возвращенных в исходное состояние переключателях S8, S9 и включенном S12 путем изменения выходного напряжения генератора сигналов и установления по вольтметру PV1 уровня переменного напряжения на выходе ИОН, равного, например  $U_{0\sim} = 10$  мВ. Затем, выключив S12 и включив S9, измеряют напряжение генератора  $U_{Г\sim}$  и рассчитывают искомый параметр по формуле (3.26).

По этой же формуле с учетом измеренных  $K_{\phi}$  и  $R_{i,ГСТ}$  рассчитывают сопротивление  $R_0 = R_3 + R_2$ , которое сравнивают с уточненным расчетным, полученным в п.1 данного подраздела и в подразд. 3.5. При существенных отличиях произвести перерасчет основных показателей ИОН и ГСТ.

**Внутреннее сопротивление ИОН** измеряют при включенных S2, S8, S12 и установленном по вольтметру PV1 уровне переменной составляющей выходного тока ИОН, равном, например  $I_{0\sim} = 100$  мкА за счет изменения выходного напряжения генератора сигналов. Переведя переключатель S8 в исходное положение, отсчитывают образовавшуюся переменную составляющую стабилизируемого напряжения ИОН  $U_{0\sim}$  и производят расчет искомого параметра по формуле (3.27).

Измеренные параметры ГСТ и ИОН сравнивают с уточненными расчетными и делают суждения о правомерности аналитических расчетов с использованием достоверной информации о статических параметрах ПТ в режиме термостабильного тока и опорного напряжения.

### 3.6.3. Исследование прецизионного источника опорного напряжения

**1. Измерить основные параметры ОУ** с использованием методики, изложенной в подразд. 3.3.2.

**Коэффициент передачи  $K_0$**  измеряют при включенных переключателях S1, S2, S10, S11 и исходных положениях остальных переключателей путем установления по вольтметру PV1 переменного напряжения на выходе ОУ DA2, равного, например  $U_{ВЫХ.2} = 1$  В, и измерения тем же вольтметром при выключенном переключателе S10 напряжения  $U_{ВЫХ.1}$  с последующим расчетом искомой величины по формуле (3.50) с учетом масштабного коэффициента  $(N+1) = 1000$ .



**Частоту единичного усиления  $f_T$**  рассчитывают по формуле (3.51) с учетом частоты измерения  $f=100$  Гц и полученных данных  $U_{\text{ВЫХ.1}}$  и  $U_{\text{ВЫХ.2}} = 1$  В.

Повторить измерения  $K_0$  на частоте  $f=1000$  Гц и проверить выполнимость соотношения (3.51) на этой частоте. При обнаружении существенных различий в расчетных величинах принять за более точный последний результат определения частоты  $f_T$  или попытаться, используя методику, изложенную в подразд. 3.3.2, более детально исследовать данную ситуацию.

**Выходное сопротивление  $R_{\text{ВЫХ}}$**  измеряют на прежней частоте  $f=100$  Гц с использованием прежнего значения напряжения  $U_{\text{ВЫХ.1}}$  при выключенном S10, затем включают переключатель S6, отсчитывают напряжение  $U_{\text{ВЫХ.1Н}}$  и по формуле (3.52) рассчитывают искомый параметр, при этом убеждаются в том, что при включенном переключателе S10 показания вольтметра PV1 остаются неизменными независимо от состояния переключателя S6. В обратной ситуации, когда  $U_{\text{ВЫХ.2Н}} \neq U_{\text{ВЫХ.2}}$ , необходимо выдержать равенство показаний прибора PV1 при данной манипуляции ( $U_{\text{ВЫХ.2Н}} = U_{\text{ВЫХ.2}}$ ) за счет изменения уровня выходного напряжения генератора, как рекомендовано в подразд. 3.3.2.

**Напряжение смещения нуля  $U_{\text{СМ.0}}$**  определяют при выключенном переключателе S11, включенных S10, S12, S13 и прежних состояниях остальных переключателей путем регистрации постоянного напряжения милливольтметром PV1 с последующим расчетом по формуле (3.53).

**Измерение ООВП** выполняется при исходных положениях переключателей S2, S12, S13, включенных S4, S9, S10 и прежних состояниях остальных переключателей путем установления по вольтметру PV1 переменного напряжения генератора  $U_{\text{Г}}=1$  В. Затем, выключив S9 и включив S12, по милливольтметру PV1 отсчитывают переменное напряжение на выходе ОУ DA2 и рассчитывают искомый параметр по формуле (3.54) с переводом его в логарифмическую форму.

Измеренные параметры сравнивают с усредненными справочными значениями. При обнаружении существенных различий необходимо пояснить природу их возникновения и провести перерасчет прецизионного ИОН, выполненный в п.3 подразд. 3.5, с учетом измеренных параметров ОУ и рассчитанных параметров ПТ, уточненных в п.1 подразд. 3.6.2.

**2. Измерить основные параметры прецизионного ИОН** по методике, изложенной в подразд. 3.3.3, с обязательной проверкой сохранности термостабильного режима работы ПТ. Если координаты ТСТ ( $I_{\text{С.0}}, U_{\text{ЗИ.0}}$ ) смещены, то необходимо их вернуть к тем значениям, которые определены в п.2 подразд. 3.6.2.

**Опорное напряжение  $U_0$**  измеряют по вольтметру PV1 при переведенном во второе положение переключателе S3, включенных S10, S13, прежних состояниях переключателя S1 и регулятора резистора  $R_2$  и исходном положении остальных переключателей.

**Внутреннее сопротивление  $R_{i,U_0}$**  определяют при выключенном переключателе S13, включенных S2, S5, S9 и уровне выходного напряжения генератора  $U_{Г\sim}=10$  В, устанавливаемого по вольтметру PV1 с тем же пределом отсчетной шкалы. Затем, выключив переключатель S9 и переведя PV1 на соответствующий предел измерения, отсчитывают уровень переменного напряжения  $U_{0\sim}$  и приводят расчет искомого параметра по формуле (3.56).

При включенном переключателе S8 и выключенном S10 следует проконтролировать переменную составляющую тока  $I_{0\sim} \approx 10$  мА, протекающую по выходной цепи исследуемого ИОН, и с помощью формулы (3.55) убедиться в правильности полученного результата.

**Коэффициент фильтрации  $K_\phi$**  измеряют при включенных S4, S9, переведенном в первое положение переключателе S2 и уровне выходного напряжения генератора  $U_{Г\sim}=1$  В, контролируемом вольтметром PV1 по соответствующей отсчетной шкале. Переведя переключатель S9 в исходное положение и включив S10 и S12, отсчитывают по милливольтметру PV1 напряжение  $U_{0\sim}$  и производят расчет искомого параметра по формуле (3.57). При неблагоприятном отсчете напряжения  $U_{0\sim}$  поступают так, как рекомендовано в п. 3.3.3 при измерении данного параметра.

Повторить измерения коэффициента фильтрации при включенном переключателе S7 и убедиться в том, что он существенно возрастает.

**Коэффициент стабилизации  $K_C$**  рассчитывают по формуле (3.58) с учетом ранее измеренных величин для двух значений  $K_\phi$ .

Измеренные параметры сравнить с уточненными расчетными в п.1 данного подраздела и убедиться в ценности достоверной информации о параметрах применяемых АЭ для анализа и экспериментального исследования прецизионного ИОН.

**3. Завершение работы.** Результаты выполненных исследований предъявить руководителю. При положительной оценке проведенного эксперимента лабораторную установку привести в исходное состояние. С этой целью обесточить ИП, не отключая их от лабораторной установки. Органы управления последней вернуть в исходное состояние и выключить тумблер «Сеть».

### 3.7. Темы для самостоятельной управляемой работы студентов

1. Компьютерное моделирование статических параметров и характеристик ПТ.
2. Методы измерения координат ТСТ ПТ и принципы построения автоматизированной аппаратуры на их основе.
3. Исследование дифференциального метода измерения напряжения отсечки ПТ.
4. Компьютерное моделирование термостабильного режима работы ПТ и МЭиПУ на его основе.

5. Анализ и синтез МЭиПУ на основе ПТ в режиме ГСТ и ИОН.
6. Компьютерное моделирование параметров и характеристик ГСТ и ИОН на основе ПТ.
7. Исследование методов измерения основных параметров ОУ.
8. Синтез и анализ ИОН на основе ПТ и ОУ.
9. Компьютерное моделирование прецизионных ИОН на основе ПТ и ОУ.

### 3.8. Контрольные вопросы

1. Охарактеризовать ПТ как источник термостабильного тока и опорного напряжения.
2. Статические параметры ПТ и методика их измерения.
3. Сущность методики высокоточного измерения напряжения отсечки ПТ.
4. Какими способами можно достаточно точно определить координаты ТСТ ПТ?
5. Насколько важны достоверные параметры АЭ для синтеза и анализа МЭиПУ на основе ПТ и ОУ?
6. Какие основные параметры ОУ необходимы для анализа и синтеза прецизионных ИОН?
7. Что представляет собой напряжение смещения нуля  $U_{см.0}$  ОУ и как оно измеряется?
8. В чем проявляются особенности измерений коэффициента передачи  $K_0$  и частоты единичного усиления  $f_T$  ОУ?
9. На какие параметры прецизионного ИОН оказывает влияние ООВП ОУ?
10. Сущность методик измерения ООВП и выходного сопротивления ОУ.
11. Методика измерения основных параметров ПТ в режиме термостабильного тока и опорного напряжения.
12. Методика измерения основных параметров прецизионного ИОН на основе ПТ и ОУ.
13. Что понимают под остаточным ТК ИОН и какие существуют способы его снижения?
14. Что является основным источником температурной нестабильности опорного напряжения?
15. С какой целью в прецизионном ИОН питание ПТ в термостабильном режиме желательно осуществлять от формируемого напряжения и в каких случаях это возможно?
16. Каким образом производят регулировку напряжения сток-исток при снятии выходных характеристик ПТ?
17. Для чего необходим ПТН в экспериментальной установке и как определяется его коэффициент преобразования?
18. Как осуществляются измерения переменных и постоянных составляющих напряжений и токов в экспериментальной установке?

19. Какими особыми свойствами должен обладать генератор испытательных сигналов при экспериментальных исследованиях МЭиПУ?

20. Каково функциональное назначение внешнего цифрового комбинированного вольтметра в экспериментальной установке?

Библиотека БГУИР

## ЛИТЕРАТУРА

1. Свирид В.Л. Микросхемотехника аналоговых электронных устройств: Учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов. – Мн.: Дизайн ПРО, 1998. – 256 с.
2. Свирид В.Л. Аналоговая микросхемотехника: Учеб. пособие для студ. спец. “Радиотехника”. В 3 ч. Ч 1: Интегральные микросхемы. Системотехническое проектирование радиоэлектронной аппаратуры. – Мн.: БГУИР, 2003. – 232 с.
3. Свирид 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.
4. Свирид В.Л. Экспериментальная микросхемотехника: Лаб. практикум по курсу «Микросхемотехника». В 3 ч. Ч. 1: Исследование дифференциальных и операционных усилителей. – Мн.: БГУИР, 1995. – 61 с.
5. Свирид В.Л. Экспериментальная микросхемотехника: Лаб. практикум по курсу «Микросхемотехника» В 3 ч. Ч. 3: Микроэлектронные селективные цепи. – Мн.: БГУИР, 1997. – 68 с.
6. А.с. 1132258 СССР, МКИ<sup>3</sup> G 01 R 27/26. Устройство для автоматического измерения параметров нелинейных элементов/ В.Л. Свирид. – Заявл. 02.08.83; Оpubл. 30.12.84, Бюл. № 48. – 17 с.
7. А.с. 1406525 СССР, МКИ<sup>4</sup> G 01 R 27/26. Устройство для автоматического измерения параметров колебательных контуров/ В.Л. Свирид. – Заявл. 18.08.86; Оpubл. 30.06.88, Бюл. № 24. – 22 с.
8. Свирид В.Л. Учеб. пособие по курсу «Микросхемотехника и применение интегральных схем». В 3 ч. Ч. 1. – Мн.: МРТИ, 1987. – 104 с.
9. Свирид 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.
10. А.с. 524144 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 01 R 31/26. Способ измерения напряжения отсечки полевых транзисторов/ В.Л. Свирид. – Заявл. 11.11.73; Оpubл. 05.11.76, Бюл. № 29. – 2 с.
11. А.с. 543894 СССР, МКИ<sup>2</sup> G 01 R 31/26. Устройство для измерения напряжения отсечки полевых транзисторов/ В.Л. Свирид. – Заявл. 19.09.75; Оpubл. 18.05.77, Бюл. № 3. – 3 с.
12. Свирид 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. Свирид 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. Коломбет Е.А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов. – М.: Радио и связь, 1991. – 376 с.

15. Свирид 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.
16. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справ. руководство: Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
17. Свирид В.Л. Исследование полевого транзистора как источника термостабильного тока и опорного напряжения//Известия Белорусской инженерной академии. – Мн.: УП “Бестпринт”, 2003. – №1 (15)/4. – С. 178 – 183.
18. Свирид В.Л. Прецизионные источники опорного напряжения на основе полевых транзисторов//Радиотехника и электроника. – Мн.: ЗАО «Юникап», 1999. – Вып. 24. – С. 150 – 156.
19. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности: Справочник. – 2-е изд., стереотип. / А.А. Зайцев, А.И. Миркин, В.В. Мокряков и др.; Под. ред. А.В. Голомедова. – М.: Радио и связь, КУбК-а, 1994. – 384 с.
20. Свирид В.Л. Микросхемотехника и применение интегральных схем: Учеб. пособие по одноименному спецкурсу. В 3 ч. Ч. 2: Основы схемотехнического проектирования аналоговых интегральных микросхем. – Мн.: МРТИ, 1990. – 64 с.

Учебное издание

**Свирид Владимир Лукич**

**МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ  
УСТРОЙСТВА**

Учебное пособие

для студентов  
специальности «Радиоинформатика»  
всех форм обучения

В 2-х частях

Часть 1

Микроэлектронные устройства

Редактор Т.П. Андрейченко  
Корректор Е.Н. Батурчик  
Компьютерная верстка В.М. Задоля

---

Подписано в печать 22. 11. 2005.  
Гарнитура «Таймс».  
Уч.-изд. л. 8,0.

Формат 60x84x1/16.  
Печать ризографическая.  
Тираж 500 экз.

Бумага офсетная.  
Усл. печ. л. 8,02.  
Заказ 231.

---

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»  
Лицензия на осуществление издательской деятельности №02330/0056964 от 01.04.2004.  
Лицензия на осуществление полиграфической деятельности №02330/0131518 от 30.04.2004.  
220013, Минск, П. Бровки, 6